

Entwurf von 24 GHz Schaltungen mit optimierter Verlustleistungsaufnahme

vorgelegt von
Diplom-Elektroniker ETH
Meik Huber

Von der Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Verleihung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
— Dr.-Ing. —

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr. Ing. Heinrich Klar

1. Gutachter: Prof. Dr. Ing. Georg Böck

2. Gutachter: Prof. Dr. Ing. Wolfgang Heinrich

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 15. Juli 2008

Berlin 2008

D 83

Abstract

Sensor networks are discussed for many applications today. To realize such systems, technical tasks of many kinds have to be solved. This work shows system concepts and circuits with low power dissipation for sensor networks. Thus, long lifetimes using small batteries can be achieved. Sensor nodes can be miniaturized to a almost invisible size which is essential for an economic success of such systems.

This work shows two concepts to realize sensor nodes of about 1 cm^3 . Batteries, a 24 GHz communication front end and the corresponding antenna is included within this volume.

The first concept is a direct receiver for receiving e.g. temperature or humidity information, having a current consumption of 23 mA (3 V). For transmitting, the current consumption is 7 mA (3 V). The LNA and detector used in the direct receiver are presented. The power consumption of the LNA is 46 mW, providing a gain of 15 dB. The base band electronics is negligible regarding power consumption. Using commercial batteries, an operation time of several hours are reached.

The second concept is based on a heterodyne receiver having an intermediate frequency of 2.4 GHz. A cascode mixer is presented. The mixer has a gain of 16 dB with a power consumption of 16 mW. The HBT cascode mixer circuit is analyzed in detail. A concept for a cascode upconversion mixer is also presented. A conversion gain of 5.8 dB is reached, having a power consumption of 15 mW. The heterodyne receiver has a current consumption of 30 mA (9 V). Beside the mixer, the oscillator and the respective frequency stabilization circuits are the main power consumers. This receiver demonstrates video transmission. The processing of the video data requires the high supply voltage. The high frequency circuits operate with 3 V power supply.

Concerning miniaturization this is a bench marking result. A long lifetime

of the sensor nodes is achieved by ultra-low energy consuming circuits and system concepts. These are presented in detail. Feasibility is shown by various prototypes.

Zusammenfassung

Sensor Netzwerke werden heutzutage für vielerlei Anwendungen diskutiert. Ihrer Realisierung stehen noch vielfältige technische Aufgaben entgegen. Die vorliegende Arbeit zeigt verlustleistungsarme Systemkonzepte und Schaltungen für Sensor Netzwerke. Dadurch wird eine lange Laufzeit mit kleinen Batterien erreicht. Nur so kann ein Miniaturisierungsgrad erreicht werden, bei dem Sensor Knoten verschwinden klein werden, was unerlässlich für den wirtschaftlichen Erfolg solcher Systeme ist.

Die Arbeit zeigt zwei Konzepte, mit denen Sensor Knoten von circa 1 cm^3 Gesamtgrösse realisiert werden können. In diesem Volumen enthalten sind Batterien, Kommunikationshardware bei 24 GHz und die entsprechende Antenne.

Das erste Konzept basiert auf einem Direktempfänger, der mit einem Stromverbrauch von 23 mA (3 V) Sensordaten wie zum Beispiel Temperatur und Luftfeuchtigkeit überträgt. Für den Sendefall beträgt der Stromverbrauch 7 mA (3 V). Der im Direktempfänger verwendete LNA und Gleichrichter werden vorgestellt. Die Verlustleistung des LNA beträgt 46 mW, wobei eine Verstärkung von 15 dB erreicht wird. Die Basisbandelektronik ist hinsichtlich Stromverbrauch vernachlässigbar. Somit wird eine Betriebszeit mit handelsüblichen Batterien von mehreren Stunden erreicht.

Das zweite Konzept basiert auf einem Heterodyneempfänger mit einer Zwischenfrequenz von 2.4 GHz. Ein Kaskodenmischer wird vorgestellt, der als Frequenzumsetzer benutzt wird. Dieser Mischer erreicht bei 16 mW Leistungsaufnahme eine Verstärkung von 16 dB. Die Schaltung eines HBT Kaskodenmischers wird ausführlich untersucht. Ein Konzept für einen balancierten Aufwärtsmischer in Kaskodenstruktur wird ebenfalls vorgestellt. Mit einer Leistung von 15 mW werden 5.8 dB Konversionsgewinn erreicht. Der Heterodyneempfänger hat insgesamt einen Stromverbrauch von 30 mA (9 V). Neben dem Frequenzumsetzer verursacht der Oszillator mit der entsprechen-

den Frequenzstabilisierung einen erheblichen Teil der Verlustleistung. Mit diesem Empfänger wird eine Videoübertragung demonstriert. Dabei ist die hohe Spannung der Verarbeitungsschaltung für die Videodaten geschuldet. Die Hochfrequenzschaltungen arbeiten bei 3 V Versorgungsspannung.

Betreffend des Miniaturisierungsgrades bieten die vorgestellten Demonstratoren ein richtungsweisendes Ergebnis. Eine lange Lebensdauer der Sensorknoten wird insbesondere durch den Einsatz ultra-energiesparender Schaltungen und Systemkonzepte ermöglicht. Diese werden detailliert vorgestellt. Die praktische Realisierbarkeit ist an vielen Stellen durch die Präsentation von Prototypen untermauert.

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen eines Forschungsprojekts am Institut für Hochfrequenztechnik- und Halbleiter-Systemtechnologien der Technischen Universität Berlin am Fachgebiet Mikrowellentechnik.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Georg Böck, der das Projekt ins Leben gerufen hat und mir in diesem Rahmen die Arbeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter und die Promotion an seinem Institut ermöglichte. Ohne seine fachliche Betreuung hätte diese Arbeit nicht zustandekommen können. Für die Übernahme des Gutachten danke ich ihm und Dr.-Ing. habil. Wolfgang Heinrich.

Des Weiteren gilt mein Dank den Mitarbeitern am Fachgebiet Mikrowellentechnik für ihre kollegiale Art. Besonderer Dank gilt Stefan von der Mark, Dr.-Ing. Mike Tempel und Dr.-Ing. Dariusz Pienkowski für wertvolle Anregungen und ihre Assistenz bei den Messungen.

Die gezeigten Integrierten Schaltungen wurden am Ferdinand-Braun-Institut für Höchstfrequenztechnik in Berlin gefertigt. Für diese Möglichkeit bedanke ich mich bei Dr.-Ing. habil. Wolfgang Heinrich. Für Anleitung in allen Belangen danke ich Dr.-Ing. Friedrich Lenk, Dr.-Ing. Bernd Janke, Dr.-Ing. Chafik Meliani und Dr.-Ing. Peter Heymann.

Dem Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) als Träger des Projekts "Autarke Verteilte Mikrosysteme - AVM" (16SV1658), welches den wissenschaftlichen Rahmen für diese Arbeit bot, sei ebenfalls gedankt.

Inhaltsverzeichnis

Abstract	I
Zusammenfassung	III
Danksagung	V
Kapitel 1. Einleitung	1
Kapitel 2. Energiebetrachtungen von drahtlosen Systemen	5
2.1. Handheld Devices	5
2.2. Sensor Networks	6
2.2.1. AVM Projekt	8
2.2.2. Andere Projekte	11
2.3. Unterschiedliche Konzepte	15
2.3.1. Höhere OSI Ebenen	15
2.3.2. Wakeup	16
2.3.3. Systemebenen	27
2.3.4. Schaltungsebenen	29
2.4. Notwendigkeit hochintegrierter RFIC mit geringer Verlustleistungs- aufnahme	30
Kapitel 3. Verstärker	33
3.1. Der HBT (Heterojunction-Bipolar Transistor)	33
3.2. LNA	39
3.2.1. Messungen	42
3.2.2. Messergebnisse	46
Kapitel 4. Frequenzumsetzer	51
4.1. Mischerarchitekturen	51
4.2. Leistungsparameter des Kaskodenmischers	55
4.3. Abwärtsmischer	60
4.4. Aufwärtsmischer	68

4.5. Zusammenschaltung Mischer und Oszillator	74
4.5.1. 24 GHz VCO	74
4.5.2. 12 GHz VCO mit Frequenzverdoppler	77
4.5.3. Zusammenschaltung Mischer und Oszillator	78
Kapitel 5. Demonstratoren	81
5.1. Direktempfänger	82
5.2. Heterodyn-Empfänger	90
Kapitel 6. Zusammenfassung und Ausblick	95
Literaturverzeichnis	99
Abbildungsverzeichnis	111
Tabellenverzeichnis	113

Kapitel 1

Einleitung

Die grundlegende Idee der drahtlosen Kommunikation ist schon Jahrzehnte alt. Historisch betrachtet ist das Radio der erste Meilenstein in der Entwicklung von Geräten, die im weitesten Sinne Daten übertragen, ohne dass dafür eine Leitung benutzt wird. Heute werden unter drahtlosen Kommunikationsgeräten nicht nur Broadcast-Empfänger wie Radio oder DVB-T Fernsehempfänger verstanden, sondern Geräte, die eine individuelle Kommunikation zulassen. Ein Endgerät ist sowohl zum Empfangen wie auch zum Senden von Daten in der Lage. Mit drahtlosen Kommunikationsgeräten bringt man in erster Linie mobile Kommunikationsgeräte in Verbindung, zum Beispiel Mobiltelefone oder PDAs mit integrierten Kommunikationsmöglichkeiten. Der Durchbruch der Mobilkommunikation ist seit der Einführung des GSM Standard in Europa und des WCDMA Standard in Nordamerika überall sichtbar.

Drahtlose Kommunikation umfasst einen deutlich breiteren Anwendungsbereich. Die Eigenschaft der Mobilität muss dabei nicht zwangsläufig eingeschlossen sein. Es geht lediglich darum, ein System, das unabhängig von einer Verkabelung ist, aufzubauen. Dies wird in der heutigen Zeit besonders durch WLAN Anwendungen deutlich, die oft auch für Desktop Computer und damit immobile Geräte Verwendung finden.

Sensor Netzwerke gehören ebenfalls in die Kategorie der ortsgebundenen oder wenig mobilen Anwendungen von drahtloser Kommunikation. Ein Netzwerk besteht aus hunderten oder tausenden kleinster Sensorknoten. Eine Verkabelung ist aufgrund der Komplexität des Netzwerks realitätsfremd. Des Weiteren sollen die Netzwerkknoten eine verschwindend kleine Abmessung haben. Sie sollen in ihrer Vielzahl kaum wahrnehmbar sein. Dieser Vision stehen Kabelverbindungen mit grossen Steckern entgegen. Mit der Realisierbarkeit von Sensor Knoten, die die Abmessung weniger Kubikmillimeter haben, können diese zum Beispiel mit Wandfarbe gemischt und so im Raum ver-

teilt werden. Ein Netzwerk soll dann seine Struktur in einem Initialisierungsprozess erkennen und sich selbst organisieren. Ausgefallene Knoten werden durch andere Verbindungen im Netzwerk überbrückt. Jeder Knoten kann verschiedene Sensoren enthalten und eine Vielzahl von Aufgaben übernehmen. Freilich ist dieses Szenario im Moment eine Vision, deren Realisierung nicht absehbar ist. Anwendungen im Sicherheitsbereich, in der Unterhaltungselektronik sowie im Lager- und Logistikbereich sind denkbar.

Diese Arbeit gibt in Kapitel 2 einen Überblick über verschiedene drahtlose Systeme und definiert dann die speziellen Anforderungen an Sensor Netzwerke. Verschiedene Forschungsprojekte (AVM, Berkeley Mote, RFID) und die daraus hervorgegangen Hardware-Lösungen werden diskutiert, ebenso werden noch ungelöste Aspekte aufgezeigt. Verschiedene Konzepte zum Realisieren von Hardware für drahtlose Sensor Netze mit geringer Leistungsaufnahme und hohem Integrationsgrad werden gezeigt. Ein Wakeup Konzept wird ausgearbeitet, das es einem Netzwerk Knoten ermöglicht, nahezu ohne Energieverbrauch in einem Standby Modus zu verharren und trotzdem von einem anderen Netzwerkknoten in der Nachbarschaft aktiviert werden zu können. Der funktionale Nachweis dieses Konzepts mit einem Demonstrator wird gezeigt.

In Kapitel 3 wird ein GaAs HBT MMIC Prozess vorgestellt, mit dem integrierte Schaltungen im Rahmen dieser Arbeit realisiert wurden. Es wird ein Verstärker gezeigt, der wiederum in einem Demonstrator für Sensor Netzwerke zum Einsatz kommt. Um den Verstärker für den Gebrauch in Sensor Netzen zu optimieren, werden spezielle Anforderungen hinsichtlich seiner Parameter diskutiert. Dies betrifft auch Abschlussimpedanzen ungleich 50Ω und die damit verbundenen Probleme bei den Messungen. Messgenauigkeiten insbesondere der Rauschmessungen werden untersucht. So wird die Plausibilität der erhaltenen Messwerte gezeigt.

Kapitel 4 zeigt verschiedene Konzepte zur Realisierung von Mischern und bespricht deren Vor- und Nachteile im Bezug auf Sensor Netzwerke. Das Konzept des Kaskodenmischers wird eingeführt und entwickelt. Anhand von Beispielen zur Abwärtsmischung und Aufwärtsmischung werden die Möglichkeiten dieses neuen Konzepts gezeigt. Der Kaskodenmischer zeichnet sich durch geringen Stromverbrauch und gleichzeitig hohen Conversion Gain selbst bei hohen Frequenzen aus. Die Integration eines Kaskodenmischers mit einem VCO als Single-Chip Lösung wird gezeigt. Diese Schaltung kommt ebenfalls in einem Demonstrator zum Einsatz.

Die gezeigten Schaltungen werden in zwei unterschiedlichen Demonstratorkonzepten angewendet, die in Kapitel 5 vorgestellt werden. Zum einen wird ein Direktempfänger System gezeigt, das mit nur einer aktiven Schaltung auskommt. Mit einer Leistung von 69 mW ist ein Datenempfang bei 24 GHz mittels On-Off-Keying möglich. Die Abmessungen dieses Demonstrators inklusive Batterie beträgt 1.0 cm^3 . Ausserdem wird ein Heterodyne-Empfänger gezeigt, der mit einer Schlitzantenne realisiert ist. Zur Umsetzung des Empfangssignals wird ein Kaskodenmischer verwendet. Mit einem Stromverbrauch von 30 mA ist ein Datenempfang bei 24 GHz mittels Frequenzmodulation möglich. Die Abmessung dieses Demonstrators beträgt 0.5 cm^3 . Berücksichtigt man den Platz für Batterien erscheint ein Gesamtvolumen von circa 1.0 cm^3 ebenfalls möglich. Diese Demonstratoren unterschreiten, was die Grösse angeht, nach Wissen des Autors jedes bisher publizierte Ergebnis.

Kapitel 6 fasst die Ergebnisse kurz zusammen und gibt einen Ausblick auf mögliche zukünftige Forschungs- und Entwicklungsthemen.

Kapitel 2

Energiebetrachtungen von drahtlosen Systemen

Die Anforderungen an drahtlose Systeme sind in der Regel vielseitiger Natur. Bei der Definition der Anforderungen des RF Teils müssen verschiedene Aspekte beachtet werden.

Staatliche Regulierungen und Einteilungen der Frequenzbänder führen zu einer Vielzahl von vorgeschriebenen Parametern, die sich vor allem auf die Datenübertragung in der Luft beziehen. So ist zum Beispiel die Auswahl der Frequenz sehr stark eingeschränkt oder zum Teil fest vorgegeben, wie zum Beispiel in der Mobiltelefonie oder im speziellen bei GSM und UMTS .

2.1. Handheld Devices

Bei drahtlosen Kommunikationssystemen wird in der breiten Öffentlichkeit zuerst an die weit verbreitete Mobiltelefonie gedacht. Dabei handelt es sich um mobile Terminals, von denen aus Telefongespräche möglich sind. Beim GSM Standard in Europa und dem CDMA Standard in den USA handelt es sich um komplizierte Übertragungsverfahren, die grosse Distanzen zur nächstgelegenen Basisstation und relativ hohe Sendeleistungen bei Frequenzen bis zu wenigen GHz zulassen. Durch die Entwicklung von Datendiensten, angefangen mit SMS (Short Message Service), wurden mobile Kommunikationsgeräte für das tägliche Leben immer wichtiger. Heute können über GPRS und UMTS zum Beispiel E-Mails, Bilder und Filme auf mobile Geräte übertragen werden. Damit ergibt sich eine völlig neue Art von Mobilität der Bevölkerung. LBS (Location Based Services) tun ihr Übriges um das tägliche Leben besonders in unbekannter Umgebung zu erleichtern. Es entsteht ein enormes wirtschaftliches Potential, dass im Besonderen Marketingaktivitäten betrifft.

Heute geht man davon aus, dass Daten für komplexe Anwendungen drahtlos über Laptops an nahezu jedem Punkt der Erde gesendet und empfan-

gen werden können. Dabei sind heute innerhalb von WLAN (Wireless Local Area Network) Netzen Datenraten von 54 Mbps üblich (IEEE 802.11g [1]). In absehbarer Zeit scheinen mit der Anwendung von MIMO Technologien maximale Datenraten von 600 Mbps (IEEE 802.11n [2]) realistisch. Inzwischen werden auch kleine portable Laptops angeboten, die aber immer noch ein Gewicht im Bereich von einem Kilogramm aufweisen. Durch den lokalen Charakter des WLANs sind diese Geräte auch nur eingeschränkt mobil.

In jüngster Zeit haben sich auch kleinere Endgeräte wie zum Beispiel BlackBerrys [3] durchgesetzt, die den Handheld Devices zugerechnet werden müssen. Sie erreichen mittels UMTS Datenraten von wenigen Mbps und sind ortsungebunden. Die UMTS Infrastruktur befindet sich noch im Aufbau und ist an abgelegenen Orten heute noch nicht verfügbar.

Mit zunehmender Leistungsfähigkeit dieser Geräte stellt die Energieversorgung ein zentrales Problem dar. Um die Geräte klein und handlich zu halten, sind sowohl Volumen als auch Gewicht der verwendeten Energiespeicher sehr gering. Auf der anderen Seite werden die Anforderungen an Leistung und Betriebsdauer immer grösser. Dies zwingt die Hersteller, energiesparende Hardware und Übertragungsverfahren zu entwickeln und während Standbyzeiten bestimmte Funktionen abzuschalten.

2.2. Sensor Networks

Ein aktueller Forschungsschwerpunkt auf dem Gebiet der Drahtlosen Systeme sind „Sensor Networks“. Im Gegensatz zu Systemen, die aus der mobilen Telefonie oder der mobilen Datenübertragung bekannt sind, handelt es sich bei Sensor Networks um statische Systeme, deren Knoten an unveränderter Position bleiben und in der Regel lokal ausgeprägt sind.

Die Aktualität dieser Thematik wird durch zahlreiche Forschungsprojekte wie AVM (Kapitel 2.2.1), Smart Dust (Kapitel 2.2.2) und Berkley Mote (Kapitel 2.2.2) bestätigt. In Einzelfällen sind die Knoten eines Netzes auch beweglich. Diese Bewegungen zeichnen sich dann aber durch ihren relativ langsamen und lokalen Charakter aus. Probleme wie das aus der Mobiltelefonie bekannte Handover entstehen bei Sensor Netzen nicht. Dies liegt insbesondere an der Statik der Systeme. Selbst bei langsamer Bewegung der Knoten ist zu beachten, dass die Sensoren bei solchen Netzen normalerweise nicht mit einer Basisstation verbunden sind, sondern die Datenkommunikation von einer Quelle zum Ziel über einen oder mehrere „auf dem Weg“ liegende

Tabelle 2.1. ISM Bänder im Überblick [4]

Frequenz	Bandbreite	Nutzungsbesipiele
9.5 kHz	1 kHz	
6.78 MHz	30 kHz	
13.56 MHz	14 kHz	Smart Tag
27.12 MHz	326 kHz	Modellbau
40.68 MHz	40 kHz	Modellbau
433.92 MHz	1.74 MHz	Funkschalter, Garagentoröffner, Autoschlüssel
869 MHz ^a	2 MHz	Kopfhörer
2.45 GHz	100 MHz	WLAN, RFID, Bluetooth, ZigBee, IrDA
5.8 GHz	150 MHz	HIPERLAN
24.125 GHz	250 MHz	Geschwindigkeitsmessung, Verkehrsmessung Datensignale über kurze Distanz,
61.25 GHz	500 MHz	bisher keine Anwendungen verfügbar; Anwendungen sind im Entwicklungsstadium ^b
122.5 GHz	1 GHz	
245 GHz	2 GHz	

^a Im eigentlichen Sinne kein ISM Band, es gelten besondere Nutzungsbedingungen für Short Range Devices; wird aber oft für gleiche Anwendungen wie ISM Bänder verwendet und ist deshalb im Zusammenhang mit Sensor Netzwerken ebenfalls interessant

^b Die Entwicklung und Herstellung von Geräten in diesem Frequenzbereich ist aus heutiger Sicht noch sehr teuer oder technisch noch nicht zuverlässig realisierbar. Es ist aber davon auszugehen, dass bei anhaltendem technischen Fortschritt der Halbleiterprozesse diese Bänder in Zukunft auch eine Rolle spielen werden

Sensorknoten erfolgt. Bei starker Veränderung der räumlichen Lage der Knoten, kann es notwendig oder zumindest sinnvoll sein, die Route von der Quelle zum Ziel über die dazwischenliegenden Sensoren zu ändern. Man spricht in diesem Zusammenhang von Rerouting. Diese Routen sind in den einzelnen Sensoren als Tabellen hinterlegt. Dabei können verschiedene Suchverfahren zur Anwendung kommen. Einerseits kann in jedem Knoten regelmässig eine Tabelle aktualisiert werden, die den Weg zu jedem anderen Knoten im System enthält. Dies führt jedoch zu einer sehr grossen Datenmenge, die gespeichert und aktuell gehalten werden muss. Andererseits können Systeme aufgebaut werden, in denen die Lage der anderen Knoten im Bezug zum Sender kodiert ist. Die Daten werden dann zu einem in dieser Richtung benachbartem Knoten geschickt. Vor dort aus wird das gleich Verfahren wiederholt, bis das Datenpaket schliesslich am Ziel angekommen ist. Der Speicherbedarf eines

solchen Systems ist sehr viel geringer, allerdings ist das dahinterstehende Routingverfahren komplizierter. Eine besondere Herausforderung in diesem Zusammenhang sind ausgefallene Knoten die bei der Wahl der Route nicht eingeplant werden dürfen.

Seit 2004 hat sich zu Sensor Netzen in Europa ein jährlicher Workshop „European Workshop on Wireless Sensor Networks“ [5,6,7] etabliert. Es wird dabei hauptsächlich auf die Thematik höherer MAC Ebenen eingegangen, jedoch werden auch Realisationsmöglichkeiten in Hardware diskutiert [8]. Ebenso gibt es auf allen grossen RF Konferenzen [9,10,11,12,13] Schwerpunkte zu extrem stromsparende Hardware-Frontends, die in autarken drahtlosen Systemen zum Einsatz kommen können. Dabei werden hauptsächlich Frequenzen im unteren GHz Bereich diskutiert. Zur Verwirklichung von hochintegrierten Knoten sind schon allein aufgrund der Grösse der Antennen hohe Frequenzen, zum Beispiel im K oder W Band erforderlich. Die im Rahmen des AVM Projekts untersuchten 24 GHz sind richtungsweisend, allerdings wird sich der Trend in Zukunft in Richtung 60 GHz bewegen. Ermöglicht wird dies durch immer bessere und auch für die Massenherstellung taugliche Halbleiterprozesse (hauptsächlich SiGe) in diesem Frequenzbereich. Heute schon können Frequenzbereiche von einigen GHz bis hin zu 10 GHz mit RF-CMOS Prozessen erreicht werden. Es ist absehbar, dass in Zukunft kostengünstige hochintegrierte CMOS Schaltungen auch für Sensor Netze in Frage kommen werden.

2.2.1. AVM Projekt

Das AVM Projekt [14,15,16], das durch das BMBF unter der Nummer 16SV1658 gefördert wird, gliedert sich in diesen Rahmen ein. Grundlage dieses Projekts ist die Überzeugung, dass auch in Deutschland auf den Gebieten der drahtlosen Kommunikation im Hinblick auf statische Systeme sowie auf dem Gebiet der Miniaturisierung und der Packaging Technologien Forschung notwendig und wünschenswert ist.

Das Projekt sieht als langfristige Vision hochintegrierte Kommunikationseinheiten auf kleinstem Raum, die im Gegensatz zu heutigen Systemen nicht mehr auf starren Platinen aufgebaut sind, sondern auf faltbarem Flexsubstrat. Dieses kann dann zu einem Würfel gefaltet werden. Dadurch nähert sich die Struktur einer Würfelgeometrie an. Das erste Wissenschaftliche Vorprojekt ist auf einen Zeitraum von 3 Jahren angelegt. Es handelt sich dabei vor allem um eine Machbarkeitsstudie, in der Technologien entwickelt

werden sollen. Bereits vorhandene Technologien sollen für die die Verwendung in Sensor Netzwerken erschlossen werden. Das Vorprojekt soll mit einem Demonstrator mit der Abmessung $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$ abgeschlossen werden. Dabei sind für einzelne Arbeitspakete, zum Beispiel für das HF-Frontend oder die Systemintegration separate Demonstratoren vorgesehen. Im Rahmen des Arbeitspakets für die HF Kommunikation entstanden die in Kapitel 5 vorgestellten Demonstratoren. Es handelt sich um zwei 24 GHz Frontends, die beide das Volumen von ca. einem Kubikzentimeter erreichen oder zumindest nahe kommen. Es wird zum einen ein Direktempfänger-System auf kleinstem Raum und mit niedrigstem Energieverbrauch vorgestellt (Kapitel 5.1). Zum anderen wird eine heterodyne Receiver System gezeigt, das in eine Schlitzantenne integriert ist und mit einer kommerziell verfügbaren Lösung die Zwischenfrequenz ins Basisband umsetzt (Kapitel 5.2).

Neben den Einzel-Demonstratoren der verschiedenen Arbeitspakete wurde auch ein Gesamtdemonstrator entwickelt. Dies ist ein vollständig autarkes Mikrosystem. Allerdings haben die Knoten im Vergleich zum angestrebten System noch weit grössere Abmessungen und ihre Anzahl ist geringer. Der Gesamtdemonstrator ist mit einem Temperatursensor als funktionalem Element ausgestattet. Das System wurde auf verschiedenen Kongressen und Workshops präsentiert, unter anderem SMT/ASIC Nürnberg, Hannover Messer, Sensors Nürnberg und Mikrosystemtechnik (Freiburg).

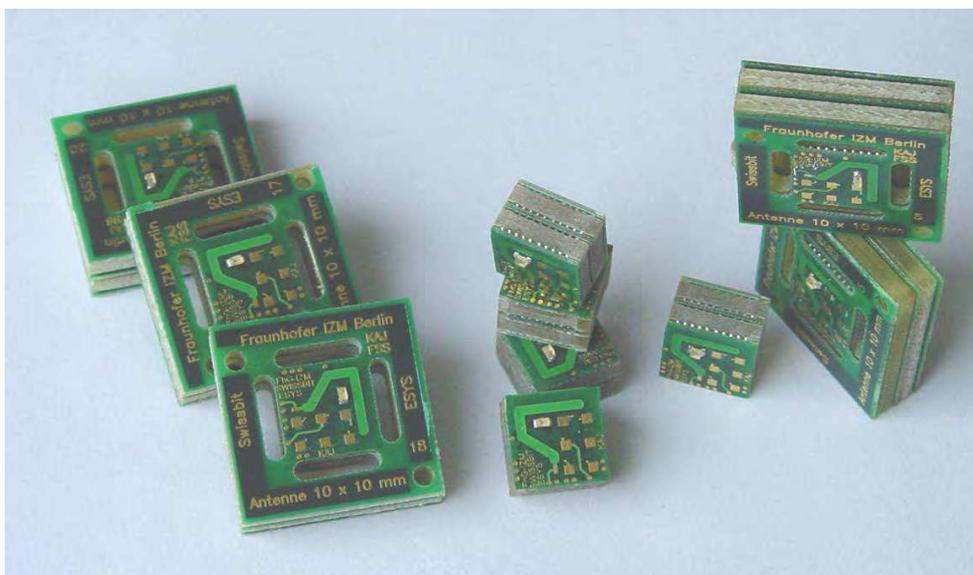


Abbildung 2.1. AVM Demonstratoren

Abbildung 2.1 zeigt den Gesamtdemonstrator ohne Batterie. Dabei sind

auf der linken und rechten Seite Sensor-knoten in einem zur Produktion notwendigen Rahmen gezeigt. Die Schlitzdeuten die Stellen an, an denen der Demonstrator herausgetrennt wird. In der Mitte der Abbildung sind die ausgetrennten Demonstratoren zu sehen. Zur Miniaturisierung der Baugruppen wurde eine 3D-Stacking-Technologie entwickelt. Diese enthält drei Leiterplattenebenen. Auf der obersten Ebene ist eine planare Antenne realisiert. Auf der mittleren Leiterplatte ist der Mikrokontroller sowie das Sender-Empfänger-System realisiert. Auf der untersten Ebene ist der Quarz und die Batterie angebracht. Abbildung 2.2(a) zeigt den schematischen 3D Aufbau der Sensor-knoten. Abbildung 2.2(b) zeigt die einzelnen Leiterplatten-elemente, Zwischenstücke sowie die Batterien und deutet den Schichtaufbau an. Tabelle 2.2 zeigt die Leistungsdaten des Demonstrators.

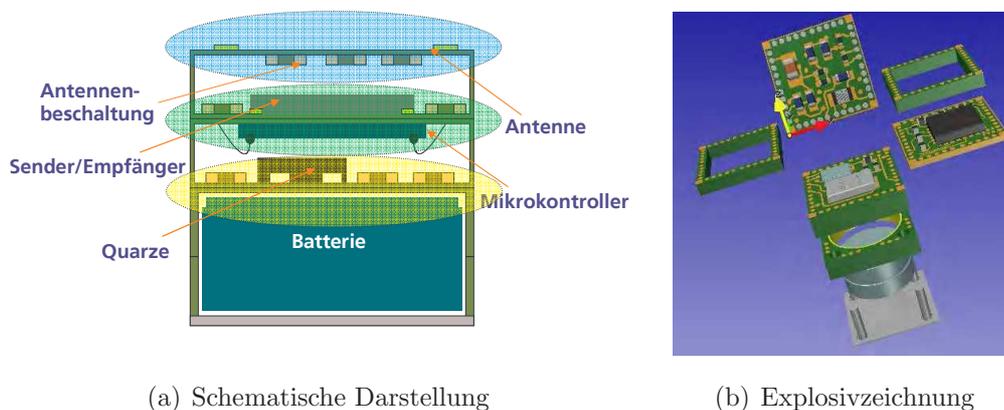


Abbildung 2.2. AVM Demonstrator 3 D Stackaufbau

Das AVM Projekt findet im Rahmen des Förderkonzeptes Mikrosystem-technik 2000+ statt. Angestrebt ist bis 2010 sogenannte "eGrains" mit einer Größe von ca. $2 \times 2 \times 4 \text{ mm}^3$ zu entwickeln. In diesem Volumen sollen Energieversorgung, Rechnerleistung und Kommunikationsschaltungen integriert sein.

Die Projektpartner Fraunhofer IZM und TU Berlin/Forschungsschwerpunkt Technologien der Mikroperipherik (FSP) haben für die Sicherung der autarken Energieversorgung strukturierbare Lithium-Polymersysteme für Batterie-Folien entwickelt. Assemblierungs- und Kontaktierungstechnologien für die Systemintegration wurden bereitgestellt. Die Projektpartner Ferdinand-Braun-Institut für Höchstfrequenztechnik, TU Berlin/Fachgebiet Mikrowellentechnik und TU Berlin/Antennen und EMV entwickelten verschiedene Kommunikationssysteme. Dies beinhaltete

Tabelle 2.2. AVM Gesamtdemonstrator - Spezifikationen

Typ	Aufbautechnik
Genauigkeit	± 0.5 °C bei 20 °C
Auflösung	0.1 °C
Antenne	integriert
Frequenzbereich	2.4 GHz
Speicher	ca. 1 kByte
Reichweite	1 m
Abtastintervall	1/s
Lebensdauer	ca. 500 Stunden
Stromversorgung	2 x 1.5 V Knopfzellen, 160 mAh
Abmessung	1,2 x 1,2 x 1,3 cm^3
Gewicht	3 g

neue miniaturisierter Antennen und GaAs-Hochfrequenz-Schaltungen. Für die Kommunikation der neuen Systeme untereinander wurden von der TU Berlin/Fachgebiet Telekommunikationsnetze und Fachgebiet Offene Kommunikationssysteme neue Netzwerk-Konzepte erstellen. Die Gesamtdemonstratoren wurden durch KMUs (Kleine und Mittlere Unternehmen) gebaut. So wurde die industrielle Herstellung nachgewiesen.

2.2.2. Andere Projekte

Berkeley Mote

An der University of California in Berkeley entstanden im Bereich der Sensor Netzwerke die sogenannten Berkeley Motes. Dabei handelt es sich um verschiedene Plattformen und deren Weiterentwicklung zur Umgebungsüberwachung, zur Überwachung von seismischen Aktivitäten, zur medizinischen Überwachung, zur Überwachen der Statik von Bauwerken und zur Verfolgung mobiler Objekte. Eine der bekanntesten Anwendungen der Berkeley Motes ist ein Sensor-Netzwerk auf der Great Duck Island, das der Überwachung einer Vogelart dient [17]. Es wurde von dem Intel Research Laboratory in Berkeley, der University of California in Berkeley und dem College of the Atlantic in Bar Harbor aufgebaut. Inzwischen werden die Berkeley Motes industriell von Crossbow Technology Inc. [18, 19] gefertigt und vertrieben. Die Berkeley Motes beinhalten ein Netzwerk Protokoll (XMesh) und das Betriebssystem TinyOS, welches speziell für diese Anwendung entwickelt wurde.

Bei den Berkeley Modes handelt es sich aber eher um ein Master Slave System. Im Gegensatz zu den einzelnen Knoten ist der Server (Master) keinen strikten Energierestriktionen unterworfen, wie das bei den einzelnen Knoten der Fall ist. Die Integration ist nicht so weit fortgeschritten (einige hundert Kubikzentimeter). Dies rührt auch von den relativ geringen Frequenzen (einige hundert MHz) und von den universellen Einsatzmöglichkeiten her.

Intel Mote

Das Berkeley Mote System wurde durch die Firma Intel weiterentwickelt. So entstanden die sogenannten Intel Motes [20, 21]. Die Sendefrequenzen liegen bei 2.45 GHz. Abstände zwischen zwei benachbarten Knoten können bis zu 60 m betragen. Im Sleep Mode, das heisst, solange das Gerät weder Daten sendet oder empfängt und keine Sensoren betrieben werden, liegt der Stromverbrauch bei 3 mA mit einer Versorgungsspannung von 6 V. Durch abschalten der Timer kann der Stromverbrauch auf 1.5 mA reduziert werden. Während der Datenübertragung fließen 21 mA, mit eingeschalteten Sensoren fließen 55-60 mA. Die Stromversorgung besteht aus 4 Batterien (Baugrösse C). Schon die Grösse der Energieversorgung zeigt aber, dass es sich hierbei noch nicht um die unsichtbar-kleinen Sensor Knoten handelt.

Smart Dust

Das Smart Dust Projekt [22, 23, 24] ist ebenfalls an der University of California in Berkeley entstanden. Es handelt sich dabei um ein Sensor Netzwerk, dessen Knoten nicht grösser als ca. 1 mm^3 sein sollen. Die tatsächlich realisierten Knoten sind 6.6 mm^3 , 16 mm^3 und 63 mm^3 gross. Anwendungen aus dem Bereich des Umweltschutzes oder aus dem militärischen Bereich sind angedacht. Sensoren erfassen Umgebungsdaten wie z. B. Temperatur, Helligkeit, Erschütterung, Beschleunigung oder Luftdruck und schicken sie an die Basisstation. Im Gegensatz zu den in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Netzwerken wird bei Smart Dust optische Kommunikation benutzt. Die Probleme der Integration der Antennen bei kleinen Frequenzen und der hohen Freiraumdämpfung bei hochfrequenten Übertragungsverfahren werden so umgangen. Die Knoten kommunizieren mit einer Basisstation, die einen unmodulierten Lichtstrahl aussendet. Dieser wird an auf den Netzwerkknoten angebrachten Spiegeln reflektiert. Durch die Stellung der Spiegel wird der Strahl moduliert. Die Spiegel sind als MEMS (Micro Electro Mechanical System) Elemente realisiert und können so mit relativ geringem Energie-

aufwand verstellt werden. Eine aktive optische Kommunikation wurde auch untersucht. Damit sind Sensorknoten gemeint, die den optischen Strahl der Basisstation nicht nur weiterleiten und modulieren, sondern selbst eine Lichtquelle beinhalten.

Die optische Kommunikation biete Vorteile wie hohe Integrierbarkeit und geringen Energieverbrauch. Allerdings sind auch einige Nachteile damit verbunden. Insbesondere sind nur "Line-of-sight" Verbindungen möglich, das heisst, um Daten weiterzuleiten muss zwischen zwei Knoten eine direkte Sichtverbindung herrschen. Bei willkürlich verteilten Sensorknoten ist es schwierig, dies zu garantieren. Des Weiteren können Umwelteinflüsse, wie zum Beispiel Nebel, die Kommunikationen unmöglich machen. Da das System auch zur Beobachtung von Umwelteinflüssen gedacht ist, ist das ein signifikanter Nachteil.

Durch die Anordnung werden Daten, die an einem Netzwerkknoten erhoben werden, schrittweise über benachbarte Knoten zu einer Basisstation geschickt. Einzelne Knoten können deshalb von sich aus nicht miteinander kommunizieren. Dies gilt insbesondere für die Variante der passiven optischen Datenübertragung, bei dem die Sensorknoten keine eigenen Lichtquellen besitzen. In dem Sinne sind keine echte Point-to-Point Verbindung möglich. Bei Smart Dust handelt es sich vielmehr um ein Master-Slave-System. Bei der Berechnung der Energiebudgets ist zu berücksichtigen, dass die Basisstation, die die Lichtquelle beinhaltet keiner Energierestriktion unterworfen ist. Der grösste Teil des Energie, die für die Kommunikation notwendig ist, wird in der Basisstation aufgebracht. Betrachtet man ausschliesslich den Energieverbrauch eines einzelnen Knotens, wird ein verfälschtes Bild des Gesamtenergieverbrauchs eines Systems gezeichnet. Allerdings ist es bei Sensornetzen oft so, dass in der Basisstation tatsächlich mehr Energie zur Verfügung steht als in einzelnen Knoten und diese bei vielen Anwendungen auch nicht so hoch integriert sein muss.

Die Firma Dust Networks [25] ging als Ausgründung der University of California in Berkeley unter anderem aus dem Smart Dust Projekt hervor. Die ambitionierten Ziele der hohen Integration und die optische Kommunikation werden jedoch im Rahmen von Dust Networks nicht weiterverfolgt. Dust Networks biete Know-How im Bereich von Sensor Netzwerken z. B. zur Überwachung von grossen industriellen Anlagen an. Es wird ein 900 MHz und ein 2.4 GHz Sensor Netzwerk System angeboten.

The dissapearing Computer

Die Dissapearing Computer Initiative [26] fasst mehrere Projekte zusammen, die sich mit intelligenten Alltagsgegenständen und miniaturisierten Computern beschäftigen. Diese Projekte, die sich hauptsächlich mit Kommunikationstechnik und Anwendungen beschäftigen und auch anschaulich die Möglichkeiten im alltäglichen Leben von intelligenten Gebrauchsgegenständen darstellen, untermauern die Notwendigkeit von hochintegrierten Hardwaresystemen.

Teil der Dissapearing Computer Initiative ist das Smart-Its Project [27]. Es soll zeigen, wie Alltagsgegenstände mit kleinen eingebetteten Systemen ausgestattet werden können, um deren Rechenleistung als verteilter Computer zu benutzen. Dabei werden die verteilten Computer auch mit Sensoren ausgestattet und durch wechselseitige Kommunikation entsteht ein Sensor Netzwerk.

Weitere Sensor Netzwerke

Es existieren eine Reihe weiterer Projekte (zum Beispiel TEA [28], Soap-Box [29], Meida Cup [30]), die ebenfalls in diesem Zusammenhang gesehen werden können. Diese Systeme bestehen im weitesten Sinn mit verteilten, interagierenden Knoten, die zum Teil stationär und zum Teil mobil sind. Oft werden Applikationen für bestehende Kommunikationshardware (meist Mobiltelefone oder Computernetze) entwickelt. Viele dieser Projekte haben jedoch gemein, dass sie im Laufe zukünftiger Entwicklung nach Hardwarelösungen verlangen, die den im Rahmen des AVM Projekts entwickelten, miniaturisierten Sensorknoten sehr nahe kommen. Es geht dabei um langlebige und damit stromsparende, On-Demand verfügbare Kommunikationshardware. Diese muss hochintegriert sein und für den Benutzer nicht sichtbar oder zumindest verschwindend klein sein.

RFID

Im eigentlichen Sinn ist RFID (Radio Frequency Identification) nicht den Sensor Netzwerken zuzuordnen. Aufgrund seiner Funktionalität und den Anwendungen ergeben sich durchaus Parallelen.

Die Ursprünge von RFID gehen auf die 1970er Jahre zurück [31]. Damals wurde das bis heute bekannte EAS (Electronic Article Surveillance) System als Diebstahlsicherung für Supermärkte entwickelt.

Im Folgenden wurden RFID Chips mit Daten versehen, die besonders in

der Logistik, aber auch in der Landwirtschaft vor allem das Aufspüren von bestimmten Objekten erleichterten. Durch die zunehmende Kommerzialisierung und technischen Fortschritt werden heute RFID Chips zum Beispiel in Skipässen, Zugangskontrollsystemen und bargeldlosen Zahlssystemen verwendet.

Passive RFID Systeme werden im Nahfeld eines Lesegeräts über eine integrierte Spule elektromagnetisch mit Energie versorgt. Ihre Reichweite beträgt daher nur einige cm.

Aktive RFID System verfügen über eine eigene Batterie und haben eine Reichweite von bis zu mehreren 100 m, allerdings auch eine beschränkte Lebensdauer.

Grundsätzlich reagiert ein RFID Tag erst, wenn er sich entweder im Nahfeld einer Antenne befindet (passiver Tag) oder ein externes Aktivierungssignal empfängt (aktiver Tag). In jedem Fall sendet er den Inhalt der Daten dann an ein Lesegerät. Ausserdem sind RFID Tags in der Regel nicht mit Sensoren ausgestattet. Sie erfassen keine Daten, sondern senden ausschließlich die auf ihnen gespeicherten Informationen.

AVM und die anderen vorgestellten Systeme kommunizieren in der Regel ohne feste Hierarchie. die Informationen werden von einem eGrain zum nächsten weitergereicht und mit Hilfe von Routing an die richtige Adresse weitergegeben. Eine Basis oder Master, als übergeordnetes Element in der Kommunikation, existiert nicht.

Eine Anwendung von AVM im typischen RFID Bereich Logistik ist dennoch nahe liegend. Dieser Bereich ist explizit als Anwendungsbereich [14] des Projekts definiert. Damit ergeben sich fließende Grenzen zwischen Systemen wie AVM und RFID.

2.3. Unterschiedliche Konzepte

2.3.1. Höhere OSI Ebenen

Um drahtlose Systeme energieeffizient zu gestalten, können auf den höheren OSI-Schichten [32] Algorithmen implementiert werden, die energieeffizient sind. Darunter sind sowohl die auf den Systemen ausgeführten Anwendung selbst (application layer, presentation layer, session layer) als auch die nachrichtentechnischen Verfahren (transport layer, network layer, data link layer) zu verstehen.

Durch periodisches Senden und Empfangen kann die Datenübertragung während kurzer Zeitschlitze erfolgen. In der verbleibenden Zeit befindet sich die Empfangsschaltung im Ruhezustand. Die durchschnittliche Leistungsaufnahme sinkt durch die Einführung eines sogenannten "Duty-Cycles" signifikant. Allerdings benötigt das Verfahren ein globales Zeitsignal. Diese Zeitreferenz muss allen Kommunikationspartnern zur Verfügung stehen. Zum Beispiel kann ein solches Zeitsignal von einem speziellen Sender ausgesendet werden. Der Empfang des Zeitsignals verlangt aber wiederum die entsprechende Infrastruktur in den Netzwerkknoten und widerspricht somit der Miniaturisierungsabsicht. Des Weiteren ist der Empfang des Zeitsignals mit einem gewissen Leistungsverlust verbunden.

Alternativ kann in jedem Netzwerkknoten eine relativ genaue Zeitreferenz, zum Beispiel ein Oszillator betrieben werden. Dieser kann in regelmäßigen Abständen mit der globalen Zeitreferenz oder mit anderen Knoten abgestimmt werden. Der Oszillator hat jedoch einen erheblichen Stromverbrauch, der im Rahmen von hochintegrierten Sensor Netzwerken nicht akzeptabel ist. Des Weiteren widerspricht seine Grösse den Miniaturisierungszielen.

Sollte dennoch ein solches System gewählt werden, werden, um möglichst grosse Energieeinsparungen zu erreichen, relativ kurze Zeitschlitze in einem grossen Abstand gewählt werden. Kurze Zeitschlitze erhöhen die Anforderungen an die Synchronisation. In einem Sensor Netzwerk, das insbesondere zur Umgebungsüberwachung dienen kann, kann es notwendig sein, gewisse Informationen kurzfristig zu senden. Aus diesem Grund dürfen die Zeitschlitze für die Datenübertragung nicht zu weit auseinander liegen. Das wiederum senkt die Energieeffizienz des ganzen Systems.

Verschiedene Algorithmen, die sich auf höheren OSI Ebenen mit dem Problem der Energieeffizienz beschäftigen, sind in [33, 34] beschrieben.

2.3.2. Wakeup

Ein Sensor Netzwerk kann in bestimmten Fällen für eine sehr lange Zeit ungenutzt sein. Viele weit verbreitete Systeme vergeuden in dieser Zeit wertvolle Batterieleistung, da sie ständig die volle Funktionalität zur Verfügung stellen.

Diesem Misstand kann auf unterschiedliche Arten begegnet werden. Sie alle gründen auf der Einsicht, dass es nicht notwendig ist, ständig alle Komponenten des Front-Ends für Sende- und Empfangsfunktionen aktiv zu lassen, obwohl keine Datenübermittlung zu erwarten ist. Trotzdem muss eine gewisse

Verständigung mit den Nachbarknoten im Netzwerk über den Zeitpunkt eines Datentransfers und damit über die aktive Zeit des Front-Ends stattfinden.

Das bereits beschriebene periodische Senden und den damit verbundenen Einsparungen an aktiver Zeit eines Netzknotens schränkt die Flexibilität des Systems aufgrund fest definierter Zeitschlitze ein. Um dem zu begegnen ist ein System wünschenswert, dass jederzeit durch einen anderen Knoten angesprochen werden kann und dann unmittelbar antworten bzw. Daten weiterleiten kann. Auch so ein System kann energieoptimiert werden, indem leistungsintensive und für das bloße "Zuhören" nicht gebrauchte Front End Komponenten abgeschaltet sind. Mit einem minimalem Energieverbrauch wartet ein Knoten auf ein spezielles Aktivierungssignal eines Knotens aus der direkten Umgebung. Nach Empfang des Aktivierungssignals schaltet sich das Front End für die Datenübermittlung ein. Dieses asynchrone System ist deutlich effizienter als ein synchrones, da selbst bei der Verständigung auf feste Zeitschlitze immer noch einige ungenutzt bleiben würde. Ausserdem bietet dieses System ein hohes Mass an Flexibilität. Auf diese Weise kann ein erheblicher Teil der Standbyenergie eingespart werden. Des Weiteren kann auf die komplizierte und ebenfalls energetisch nachteilige Implementierung einer gemeinsamen Zeitbasis für alle Knoten verzichtet werden. Bei einem synchronen System ist diese gemeinsame Zeitbasis unerlässlich. Sie ist jedoch nicht nur energetisch wenig sinnvoll, sondern widerspricht auch dem Paradigma eines verteilten Systems, das nicht durch einen Master gesteuert wird. In einem asynchronen System, das zum Beispiel über Wakeup aktiviert wird, befinden sich alle Knoten auf der gleichen Hierarchieebene und sind somit völlig eigenständig. Dies entspricht der Anforderung von Sensor Netzwerken am Besten. Des Weiteren kommt hinzu, dass kein Wissen über die geographische Lage bestimmter Knoten erforderlich ist, sofern ein Wakeupsignal zum Beispiel durch dessen Stärke auf die direkte Umgebung beschränkt ist. Bei ausgeklügelteren Wakeup-Verfahren können natürlich über die Zuhilfenahme von Adressen nur bestimmte oder nur ein bestimmter Knoten aktiviert werden. Dafür ist allerdings die Kenntnis der einzelnen Knoten und ihre Lage im Netzwerk erforderlich. Diese kann bei zufällig angeordneten Sensor Netzwerken am Anfang mit Initialisierungszyklen festgelegt werden. Aufgrund des geringen Leistungsverbrauchs bieten sich für das Wakeup besonders MOS Schaltungen an.

In diesem Zusammenhang werden zwei verschiedene Wakeup Empfänger definiert. Ein **aktiver Wakeupempfänger** verfügt zum Beispiel über einen

LNA der minimalen Stromverbrauch aufweist. Auf spezielle Anforderungen beim Design eines Low Power Empfängers wird in [35, 36, 37] eingegangen.

Tabelle 2.3. Vergleich veröffentlichter Low Power Receiver in verschiedenen Technologien

DC Power	Technology	Frequency [GHz]	Ref.
17 mA @ 3.75 V	SiGe BICMOS	5.7	[38]
2.2 mA @ 2.5 V	BJT	0.433	[39]
27 mA @ 3 V	0.6 μm CMOS	2.4	[40]
1 mA @ 1 V	0.5 μm CMOS	0.434	[41]
3 mA @ 1.5 V	0.25 μm CMOS	0.93	[42, 43]
3.6 mA @ 1.8 V	0.18 μm CMOS	2.4	[44]
68 μA @ 2 V	0.5 μm SoS ^a CMOS	0.026	[45]

^a Silicon-on-Sapphire

Ein solches Konzept ist am ehesten mit einem Direct-Conversion Receiver zu realisieren, da das Mischen auf eine Zwischenfrequenz zusätzliche, energiehungrige Komponenten erfordert. Die Datenraten sind im Fall des Wakeups verhältnismässig gering, komplizierte Modulationen sind überflüssig. Auf balancierte Systeme sollte deshalb verzichtet werden. Dies hängt wie bei jedem Receiver natürlich insbesondere von den Anforderungen an die LO Unterdrückung ab.

Der Vorteil eines aktiven Wakeup Empfängers liegt insbesondere darin, dass er, verglichen mit dem Kommunikations-Front-End, bei einer niedrigen Frequenz arbeiten kann und deshalb den Stromverbrauch senkt. Allerdings benötigt der zweite Empfänger eine eigene Antenne. Im Hinblick auf die Miniaturisierung ist die Verwendung von zwei Antennen, eine für die eigentliche Datenkommunikation und eine für die Wakeup Funktion natürlich ungünstig. Eine gemeinsame Antenne wäre hinsichtlich Miniaturisierung vorteilhafter. Insbesondere ist dieser Aspekt zu berücksichtigen, da der Wakeup Empfänger bei einer relativ geringen Frequenz arbeitet und deshalb die viel Platz beansprucht. Eine Antenne ist bei Frequenzen im unteren GHz-Bereich verglichen mit der angestrebten Grösse eines Sensorknotens recht gross.

Aufgrund der geringen Datenrate beim Wakeup kann auch eine einfache Modulation benutzt werden, die weniger Empfindlichkeit erfordert, als die Modulation für die eigentliche Kommunikation. Das darf natürlich nicht darüber hinwegtäuschen, dass bei Sensor Netzen, in denen die Datenraten

ohnehin sehr gering sind, sich dieser Vorteil nur in seltenen Fällen auswirkt. Tabelle 2.3 zeigt verschiedene aktive Empfänger, die zum Beispiel als Wakeup Empfänger benutzt werden können. In der Praxis handelt es sich dabei um WLAN und Bluetooth Empfänger, die für das reine Wakeup jedoch noch deutlich optimiert werden könnten. Dabei wurden Frequenzen zwischen 433 MHz und 5.7 GHz ausgewählt. Besonderes Augenmerk ist auf die 2.4 GHz Empfänger zu richten. Das im Folgenden vorgestellte Wakeup Konzept arbeitet bei der gleichen Frequenz.

Ein aktiver Wakeup Empfänger auf einer $0.5 \mu\text{m}$ Silicon-on-Sapphire CMOS Technologie wurde von Banna [45] vorgestellt. Die Performancedaten sind in Tabelle 2.3 ebenfalls gezeigt. Verglichen mit den anderen Empfängern zeigt er den geringsten Leistungsverbrauch. Allerdings darf diese Tatsache nicht darüber hinwegtäuschen, dass es sich dabei um einen Empfänger bei 26 MHz handelt. Die Verlustleistungen sind im GHz-Bereich ungleich höher. Eine derart niedrige Frequenz ist unter Integrationsgesichtspunkten natürlich nicht akzeptabel. Die Chipgrösse beträgt $400 \times 270 \mu\text{m}^2$, allerdings sprengt die Antenne bei dieser Frequenz jegliche für Sensor Netzwerke geeignete Größenordnung. Dennoch liefert die Arbeit interessante Ansätze, die in gleicher Form auch für Empfänger bei 2.4 GHz gelten.

Diese speziellen energieoptimierten Empfänger können aber nicht über einen grundsätzlichen Nachteil des aktiven Wakeups hinwegtäuschen. Der Empfänger mit seinen aktiven Schaltungen wie LNA, Mischer und Oszillator muss ständig mit Strom versorgt werden. Auch während des "Zuhörens" hat ein aktiver Empfänger einen für die Energiebilanz eines Sensornetzwerks relevanten Stromverbrauch. Ein aktiver Wakeup Empfänger ist auch in Form eines Direct-Receiver denkbar, wie er zu Kommunikationszwecken in Kapitel 5.1 vorgestellt wird. Dafür wird nur ein LNA benötigt, der sich im Arbeitspunkt befindet. Der Stromverbrauch dieses Vorverstärker wird sich aber ebenfalls im mW Bereich befinden. Wird ein aktives Wakeup Konzept, mit den angesprochenen Nachteilen bezüglich Stromverbrauch gewählt, so kann das auch mit dem Direct-Receiver kombiniert werden und die Frequenz für das Wakeup beispielsweise auf 2.4 GHz festgelegt werden. Eine zusätzliche Wakeup Antenne ist dann nicht notwendig. Der Wakeup Empfänger würde sich lediglich durch eine geringere Empfindlichkeit und einen geringeren Stromverbrauch vom Datenübertragungssystem unterscheiden. Es liegt auf der Hand, einen solchen Empfänger rekonfigurierbar zu gestalten um Synergien zwischen Datenübertragungs- und Wakeup-Hardware zu nutzen. Unter

miniaturisierungsgesichtspunkten gilt dies insbesondere für die Antenne, die selbst bei 24 GHz immer noch eine Kantenlänge von circa 10 mm (Kapitel 5) hat.

Hill [46] schlägt ein kombiniertes Wakeup Verfahren vor. Dabei handelt es sich um ein System, das periodisch ein einfaches Wakeup Signal detektiert und falls dieses anliegt, einen Empfänger für die Datenkommunikation aktiviert. Dieses System benötigt allerdings wieder eine globale Zeitreferenz und bringt nur bei hohen Datenraten gegenüber dem reinen periodischen Senden Vorteile. Nosovic [47] untersucht den Anteil des Leistungsverbrauchs, der allein durch das Aufrechterhalten des periodischen Sendens benötigt wird im Vergleich zum Gesamtleistungsverbrauch eines Sensor Network Knotens. Für verschiedene Szenarien sind Vor- und Nachteile zwischen periodischem Senden und aktiven Wakeup herausgearbeitet.

Diesen Überlegungen steht ein **passiver Wakeupempfänger** gegenüber [8]. Während das System inaktiv ist, kommt er ohne jegliches aktives Element aus. Theoretisch verbraucht er deshalb während des "Zuhörens" keinen Strom. Allerdings entsteht ein sehr geringer Stromverbrauch im Bereich von nW bis wenige μ W durch Leckströme.

Eine solcher Wakeup Empfänger besteht im wesentlichen aus einem Gleichrichter, der, nach überschreiten einer bestimmten Schwellspannung, eine folgende MOS Kippstufe auslöst und somit die eigentliche Kommunikationselektronik aktiviert.

Alternativ ist auch vorstellbar, dass ein Detektor einen Adressdekoder aufweckt, der dem eigentlichen Kommunikationsfrontend vorgeschaltet ist [48]. Dieser kann eine mit dem Aktivierungssignal gesendete Adresse entschlüsseln und entscheiden, ob der eigene Kommunikationsknoten oder ein anderer Knoten im System aufgeweckt werden soll. Der Adressdekoder kann ebenfalls energiesparend aufgebaut sein und so die Anzahl unnötiger Aktivierungen des Kommunikationsfrontend beschränken. Dieses dreistufige System ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

Ein Schaltbild eines Wakeup Receivers ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Dabei handelt es sich um eine optimierte Version eines Diodengleichrichters gefolgt von einer Kippstufe. Diodengleichrichter sind in vielen Systemen gängige Elemente, allerdings werden sie sehr selten auf derart geringen Energieverbrauch optimiert. Detektordioden [49, 50, 51, 52], die für diesen Zweck geeignet sind, weisen einen sehr geringen Bahnwiderstand R_S , eine geringe Junction Kapazität C_j und einen hohen Sättigungsstrom I_S auf. Massgeblich

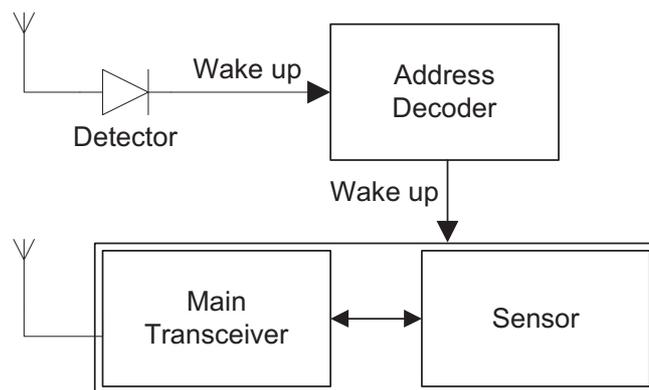


Abbildung 2.3. Blockdiagramm des Wakeup Receivers mit Adressdeko-der; das Wakeupsignal kann alternativ auch gleich das eigentliche Kommunikationsfrontend aktivieren

werden die parasitären Elemente der Diode durch das Gehäuse beeinflusst. Aus diesem Grund kann die Verwendung von Beam Lead Dioden [52] bei hohen Frequenzen zweckmässig sein. Allerdings erfordern diese bei der Verarbeitung eine hohe Genauigkeit und können während des Anbringens auf einer Platine leicht zerstört werden. Sie müssen entweder per Thermocompression Bonding, Punktschweißen oder mit Leitkleber [53, 54, 55] fixiert werden. Sensornetze können sich jedoch nur dann durchsetzen, wenn die einzelnen Knoten sehr preisgünstig herzustellen sind. Aus diesem Grund kommen die hochwertigen und teuren Beam Lead Dioden kaum in Betracht. Das prozesssichere Anbringen der Diode bei der Massenherstellung kann mit diesen Verfahren ebenfalls nicht preisgünstig gewährleistet werden. Aus diesem Grund kommen in der Praxis für den Wakeup Empfänger nur integrierte Verfahren in Frage. Heute sind auch hochwertige MMIC Prozesse verfügbar, auf denen Schottky Dioden mit relativ guter Performance realisiert werden können.

Der Receiver besteht aus einer Kette von drei Doppelgleichrichtern, die sowohl die positive als auch die negative Halbwelle des Eingangssignals zum Laden der DC Kapazitäten nutzen. Die dadurch erzeugte Spannung in jeder Gleichrichterstufe wird addiert.

Der Gleichrichterkette folgt eine dreistufige CMOS Inverterschaltung. Wird ein Eingangssignal detektiert, hebt sich die Spannung am Eingang der Inverterkette über die Kippspannung des ersten Inverters an, wodurch die Kette sukzessive umgeschaltet wird. Beim Schalten des letzten Inverters wird dann das Front End oder der Adressdeko-der aktiviert. Die Inverter-

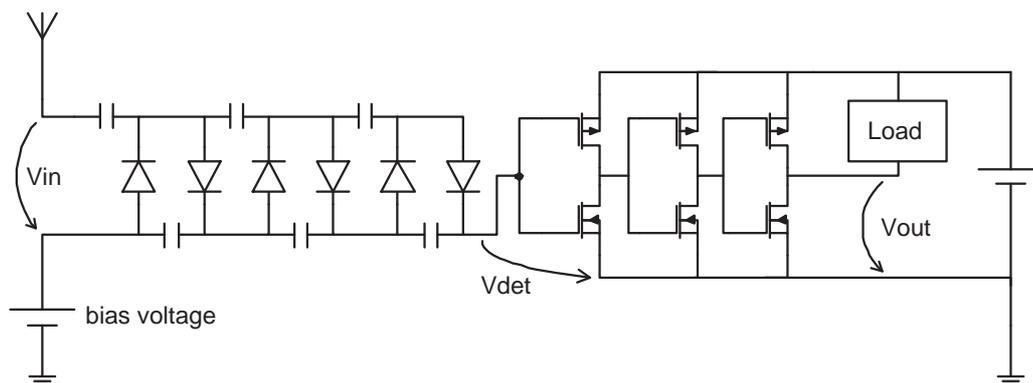


Abbildung 2.4. Schaltbild Wakeup Receiver

schaltung wird idealerweise so angepasst, dass die erste Stufe eine geringe Eingangskapazität aufweist. Diese Kapazität muss durch das Eingangssignal aufgeladen werden. Die dafür benötigte Ladung muss so gering wie möglich gehalten werden. Dafür sind kleine Transistoren zu verwenden. Des Weiteren müssen die Transistoren der Ausgangsstufe so dimensioniert sein, dass sie den benötigten Strom zur Verfügung stellen können. In dem vorgestellten Fall werden dafür grössere Transistoren benötigt. Die eingangsseitig und ausgangsseitig widersprüchlichen Anforderungen an die Transistorgrösse legen ein dreistufiges Konzept nahe. Die Transistorgrössen steigen sukzessive an. Die Transistorgrössen der mittleren Stufe sind dabei unkritisch. Die erste Stufe ist in jedem Fall in der Lage, die Eingangskapazität der zweiten Stufe zu laden, die Ausgangsleistung der zweiten Stufe ist in jedem Fall ausreichend, um die Eingangskapazitäten der dritten Stufe aufladen zu können. Auf die Zeitkonstante hat die Dimensionierung der zweiten Stufe simulationsgemäss ebenfalls keinen Einfluss. Naheliegend ist es deshalb, dass die Transistorgrössen der drei Stufen linear ansteigen.

Abbildung 2.5 zeigt den Spannungsverlauf sowie den Stromverlauf während des Einschwingvorgangs. Das Eingangssignal wird mit einer Frequenz von 868 MHz übertragen. Diese, im Vergleich zur Datenkommunikation relativ niedrige Frequenz erlaubt die Übertragung des Wakeupsignals mit geringen Verlusten. Allerdings ist die Antenne für diese Frequenz erheblich grösser und eignet sich somit nur bedingt zur Integration. Eine angepasste Antenne [56], die Aufgrund einer hohen Ausgangsimpedanz einen hohen Spannungshub am Ausgang zur Verfügung stellt, dient als Grundlage für die Simulation.

Zum Zeitpunkt $t = 50 \text{ ns}$ wird ein Wakeup Signal am Eingang empfangen.

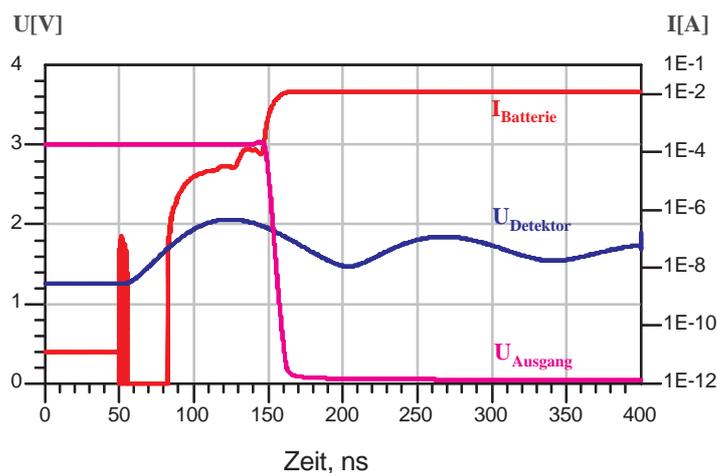


Abbildung 2.5. Verlauf der Detektorspannung $U_{Detektor}$, der Ausgangsspannung $U_{Ausgang}$ und des Batteriestroms $I_{Batterie}$ in Abhängigkeit der Zeit während des Wakeup Prozesses. Empfang des Wakeupsignals bei $t=50$ ns

Bis zu diesem Zeitpunkt befindet sich die Wakeupschaltung im Ruhezustand. Die Ausgangsspannung $U_{Ausgang}$ entspricht der Versorgungsspannung von 3 V. Diese Schaltung verbraucht im Ruhezustand keinen Strom, setzt man ideale Bauelemente voraus. Die Simulation unter Berücksichtigung von realen Bauelementen und Leckströmen zeigt einen Batteriestrom $I_{Batterie}$ im Ruhezustand von ca. 12 pA. Die Detektorspannung, die am Ende der Gleichrichterkaskode anliegt, ist zu diesem Zeitpunkt $U_{Detektor} = 1.25$ V und entspricht der optimalen Vorspannung. Diese muss mithilfe einer Spannungsquelle mit der Gleichrichterschaltung in Reihe geschaltet werden. Zum Erzeugen der Vorspannung werden mehrere Dioden in Sperrrichtung in Reihe geschaltet. Damit ist ein relativ genauer, hoch integrierter Spannungsteiler realisierbar. Der Stromverbrauch einer solchen Anordnung liegt im Bereich von ca. 4 pA und entspricht dem Leckstrom der Dioden im Rückwärtsbetrieb.

Nach $t = 50$ ns wird ein Eingangssignal angelegt und der Wakeup-Prozess wird in Gang gesetzt. Die Detektorspannung beginnt anzusteigen. Die Zeitkonstante des Spannungsanstiegs hängt vor allem von der Größe der benutzten Kapazitäten ab, die Nichtidealitäten der Schottkydioden haben auf die Zeitkonstante einen geringeren Einfluss. Zeitgleich zum Anlegen des Eingangssignals beginnen Ströme im nA Bereich zu fließen, die vor Allem durch das Aufladen der Kapazitäten verursacht werden. Die Detektorspannung erreicht nach ca. 35 ns 1.65 V. Bei dieser Spannung schaltet die erste Inverterstufe um. Während des Umschaltprozesses fließen signifikante Leckströme.

Die beiden folgenden Stufen schalten anschliessend. 110 ns nach Anlegen des Eingangssignals ist der Einschaltvorgang abgeschlossen. Die Ausgangsspannung nähert sich 0 V. Nach Abbildung 2.4 wird für $U_{Ausgang} = 0$ V die Versorgungsspannung an den Lastwiderstand angelegt, der die nachfolgende Schaltung repräsentiert. Die nachfolgende Schaltung ist somit an die Energieversorgung angeschlossen. Der Batteriestrom wird von diesem Zeitpunkt an durch die Last bestimmt. Im vorgestellten Beispiel beträgt diese 250Ω . Bei einer Versorgungsspannung von 3 V ergibt sich ein Batteriestrom von 12 mA.

Wird ein Wakeup Detektor wie vorgestellt dimensioniert, ist der Umschaltprozess schnell genug um eine Adressübermittlung mit einer Datenrate von mehreren Mbps über den Wakeupdetektor zu übertragen. Eine Überbrückung des Wakeupdetektors zur Adressübermittlung ist somit nicht nötig. Dies vereinfacht die Schaltungsanordnung erheblich.

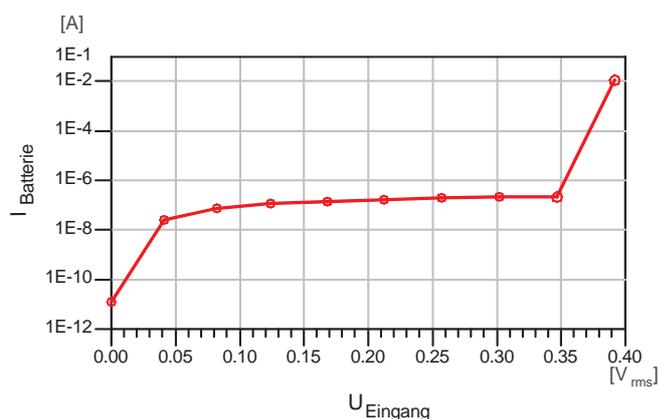


Abbildung 2.6. Batteriestrom vs. Spannungshub der Antenne des Wakeup Detektors

Abbildung 2.6 zeigt den Batteriestrom des oben beschriebenen Wakeup Detektors in Abhängigkeit des Spannungshubs am Eingang. Dabei werden Effektivwerte zugrunde gelegt. Liegt kein Signal an, entspricht die Detektorspannung der eingestellten Vorspannung von $U_{Detektor} = 1.25$ V. Der Leckstrom beträgt in diesem Fall 12 pA. Bei schwachen Eingangssignalen bis zu $U = 0.35$ V erhöhen sich die Leckströme bis in den Bereich von 100 nA. Bei einem Eingangshub von 0.4 V findet der Schaltvorgang statt. Umgekehrt zeigt diese Simulation auch, dass die Vorspannung bei der vorgeschlagenen Anordnung auf $U_{Detektor} = 1.6$ V angehoben werden kann. Der Leckstrom in diesem Fall im Ruhezustand ist ca. 180 nA. Der Spannungshub zum Auslösen

des Umschaltvorgangs kann so auf 50 mV abgesenkt werden. Diese Schwelle kann auch mit einem schwachen Sendersignal erreicht werden. Der Leckstrom im Bereich von einigen 100 nA ist im Vergleich zu einem aktiven Wakeup Empfänger richtungsweisend. Die Anzahl der ungewollten Aktivierungen der Kippstufe erhöht sich aufgrund der abgesenkten Wakeupschwelle naturgemäss. Durch Zuschalten des Adressdekoders, wie in Abbildung 2.3 angedeutet, führen fehlerhafte Aktivierungen nur zu einer Aktivierung des Adressdekoders, der im Vergleich zur 24 GHz Datenübertragung immer noch einen minimalen Stromverbrauch aufweist. Wakeup Detektor und Adressdeko-der weisen zusammen einen Stromverbrauch auf, der sich in der Grössenordnung der besten aktiven Empfänger (Tabelle 2.3) befindet. Somit führt ein fehlerhaftes Aufwecken zu einem Stromverbrauch der kurzfristig im Bereich eines aktiven Wakeup-Empfängers liegt. Die durchschnittliche Leistungsaufnahme liegt erheblich darunter. Aktivierungen durch Störsignale können deshalb in Kauf genommen werden.

Abgesehen von der höheren Energieeffizienz hat ein Sensor Netzwerk, welches Adressen benutzt, aus Netzwerksicht noch weitere Vorteile. Bei einem Netzwerk bestehend aus willkürlich angeordneten Sensor Knoten handelt es sich in der Regel um ein sogenanntes "Fully Connected System" [57]. Das heisst, jeder Knoten ist mit jedem anderen sich in Reichweite befindlichen Knoten direkt verbunden. Die geographische Lage kann von vornherein nicht zugeordnet werden. Diese Topologie erfordert komplexe Verwaltungsalgorithmen auf den höheren OSI Ebenen [58]. Das Gleiche trifft für die Star Topologie zu, die bei Sensor Netzen ebenfalls häufig auftritt und im Wesentlichen ein regional beschränktes "Fully Connected System" ist. Um Routing überhaupt möglich zu machen, müssen den Knoten ohnehin Adressen zugewiesen werden, um sie eindeutig identifizieren zu können. Diese Adressen nicht zum Wakeup zu benutzen macht eigentlich keinen Sinn. Benutzt man wie vorgeschlagen Adressen zum Wakeup, handelt es sich bei dem entstehenden Netzwerk um ein Punkt-zu-Punkt System. Jeder Sender weckt genau einen Empfänger auf. Der Netzwerkpfad über die einzelnen Knoten von der Quelle zum Ziel ist fest vorgegeben. Die Routingalgorithmen werden dadurch erheblich einfacher.

Abbildung 2.7 zeigt einen hybrid aufgebauten Adressdeko-der mit integriertem Wakeup Detektor [48], [59] nach Abbildung 2.3. Der schwarz umrandete Bereich zeigt das Layout für den Detektor. Der vergrösserte Ausschnitt zeigt den Detektor mit montierten Bauteilen. Jeweils drei HSMS

richterioden hat bei dieser Anwendung die Junction Kapazität geringere Auswirkungen. Die Nutzung einer Beam Lead Diode, wie zum Beispiel der Agilent HSCH 9161 [52] bringt keine erheblichen Vorteile bei einer Frequenz von 868 MHz. Jedoch ist das prozesssichere Anbringen ungleich umfangreicher. Die parasitären Effekte wirken sich aufgrund der geringeren Frequenz im Vergleich zu der in Kapitel 5.1 beschriebenen Schaltung weniger aus. Zero Bias Schottky Dioden sind auch in integrierten BiCMOS Prozessen verfügbar. Idealerweise wird sowohl der Detektor wie auch der CMOS Adressdekoder auf einem Chip integriert.

2.3.3. Systemebenen

Energieeffizienz wird vor allem in komplexen Systemen häufig auf Systemebene realisiert. Damit ist gemeint, dass die Parameter der nachrichtentechnischen Verfahren hinsichtlich des Energieverbrauchs optimiert werden. Die Frequenz und das Modulationsverfahren sind die bestimmenden Parameter. Robuste Modulationsverfahren bieten eine sichere Datenübertragung selbst bei schlechterem SNR, was durch geringe Sendeleistung oder grosse Distanzen und damit hoher Dämpfung verursacht werden kann. Häufig wird das über Redundanzen erreicht, das heisst der Anteil zwischen tatsächlich übertragener Information und der insgesamt übertragenen Daten sinkt. Mehr Daten zu übertragen erfordert längere Sendezeiten oder komplexere Send- und Empfängerschaltungen und kann so den Energieverbrauch auf der anderen Seite wieder in die Höhe treiben.

Ebenfalls auf Systemebene werden die Anforderungen an einzelne Hardwarekomponenten und Schaltungen bestimmt. Zum Beispiel ist es entscheidend, ob ein System "balanced" oder "single ended" aufgebaut wird. Das symmetrische System bietet eine deutlich höhere Störfestigkeit und ermöglicht bessere LO Unterdrückung. Speziell bei der in Kapitel 4.5 vorgestellten Konfiguration, bei dem die LO Frequenz relativ nahe an der RF Frequenz liegt und ein starkes LO Signal verwendet wird, kann nur eine moderate LO Unterdrückung durch Leitungsfiler erreicht werden. In einem symmetrischen System wird ein um 180° phasenverschobenes LO Signal in einem symmetrisch angeordneten Mischerpfad angelegt, so dass sich im Ausgangssignal die LO Anteile gegenseitig aufheben. Auf der anderen Seite ist dieses System durch die symmetrischen Schaltungskomponenten komplexer und energiehungriger. Ein Beispiel für einen symmetrischen Aufwärtsmischer wird in Kapitel 4.4 gezeigt.

Auf Systemebene gilt nach den diskutierten Aspekten dass bei Sensornetzwerken, die eine geringe Datenrate aufweisen möglichst einfache Modulationsverfahren und keine komplexen Architekturen verwendet werden sollten.

Des Weiteren gibt es für drahtlose Systeme je nach Anwendung unterschiedliche Konzepte für Empfängerarchitekturen [61].

i. Ein Homodyne Receiver wird vielfach auch als Direct Conversion Receiver (DCR) oder Zero-IF Receiver bezeichnet. Es handelt sich dabei um eine direkte Umsetzung des Eingangssignals ins Basisband. Eine Zwischenfrequenz wird so vermieden. Auf den ersten Blick scheint dies eine optimale Architektur für energieeffiziente Systeme zu sein. Ein Homodyne Receiver kommt verglichen mit den gängigen Architekturen mit einer minimalen Anzahl von Einzelschaltungen aus, die grösstenteils on-chip realisiert werden können. Diese Aussage ist für die in Kapitel 5.1 betrachteten Direktempfänger nicht gültig. Zwar handelt es sich dabei auch im eigentlichen Sinne um einen Homodyne Receiver, der das hochfrequente Signal direkt ins Basisband umsetzt, allerdings wird beim Direktempfänger die Umsetzung mithilfe eines Detektors erreicht. Auf eine Frequenzumsetzung mittels eines Mischers wird verzichtet. Im allgemeinen assoziiert man jedoch mit einem Homodyne Empfänger ein System, dessen LO und RF Signal bei der gleichen Frequenz liegen und die daraus resultierende Zwischenfrequenz im Basisband liegt. Abbildung 2.8 zeigt einen Homodyne Receiver für unbalancierte Signale.

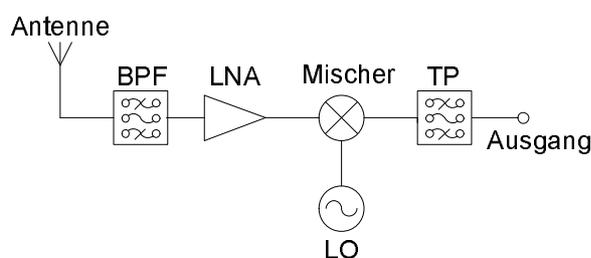


Abbildung 2.8. Schematische Darstellung einer Homodyne Empfänger Architektur

Bei der Mischung ins Basisband entsteht theoretisch bei der Frequenz 0 GHz ein Mischprodukt. In realen Schaltungen schlägt sich das als eine konstante DC Spannung nieder. Es gibt verschiedene Ansätze, diesen DC Offset schaltungstechnisch zu minimieren [62]. Diese sind sehr oft aufwendig und bringen verschiedenartige Nachteile mit sich. Das sind zum Beispiel ein hoher Stromverbrauch oder Schaltungskomponenten, beispielsweise grosse Induktivitäten, die nicht integriert werden können.

ii. Ein Super-Heterodyne Receiver setzt das Eingangssignal zuerst auf eine Zwischenfrequenz um. Anschliessend wird dieses Signal dann ins Basisband umgesetzt. Diese Empfängersysteme unterteilt man in Gruppen mit hoher Zwischenfrequenz und Gruppen mit niedrigerer Zwischenfrequenz. Es ist auch vorstellbar, dass mehrere Frequenzumsetzer kaskadiert werden, das heisst, dass mehr als eine Zwischenfrequenz existieren. Ein Vorteil eines solchen Systems ist, dass eine adaptive Lösung für die spezifischen Systemanforderungen entworfen werden kann, die eine im Systemdesign verbreitete Frequenz als Ausgang hat. Diese kann zum Beispiel 2.45 GHz oder 868 MHz sein. In der folgenden Empfängerstufe kann mit einem kommerziell erhältlichen Standardchip ins Basisband umgesetzt werden. Diese Chips enthalten eventuell auch Logik zur Basisbandverarbeitung. Das Problem des DC Offsets, das bei Homodyne Receivern häufig auftritt, wird in diesem Fall durch den kommerziell erhältlichen Standardchip gelöst. Die Anforderungen an Dynamik und LO Isolation sind in diesem Empfängertyp weniger anspruchsvoll. Neben diesen prinzipiellen Vorteilen kann der Fokus der Forschung voll und ganz auf das anspruchsvolle Chipdesign im hohen Frequenzbereich gelegt werden. Mit relativ überschaubarem Aufwand ist es aber trotzdem möglich, einen Demonstrator mit Hilfe eines verfügbaren Standardchips aufzubauen und auf diese Weise die Ergebnisse zu veranschaulichen. Auf der anderen Seite entsteht natürlich eine komplexere Struktur, die spätestens bei Verwendung eines Standardchips zur Umsetzung der Zwischenfrequenz ins Basisband nicht mehr als Single-Chip Lösung zu realisieren ist. Der Energieverbrauch steigt allerdings nicht signifikant, da die zweite Stufe (die bei einer deutlich niedrigeren Frequenz betrieben wird,) einen wesentlich geringeren Energieverbrauch aufweist als die Erste. Trotzdem ist bei drahtlosen Systemen das Mehr an Energie zu berücksichtigen, das bei dieser Lösung im Vergleich zum Homodyne Receiver benötigt wird. Ein Heterodyne-Empfänger mit einer Zwischenfrequenz von 2.45 GHz ist in Kapitel 5.2 gezeigt.

2.3.4. Schaltungsebenen

Auch auf Schaltungsebene lässt sich die Energieeffizienz beeinflussen. Die reine Anpassung der Anforderungen an die einzelnen Schaltungen, wie zum Beispiel bessere LO Unterdrückung bei Mischern oder bessere NF bei LNAs ist damit aber nicht in erster Linie gemeint. Diesen Aspekten wurde schon im vorherigen Abschnitt unter dem Gesichtspunkt der Systemebene Rechnung getragen. Vielmehr ist ein intelligentes Schaltungsdesign gemeint, dass die

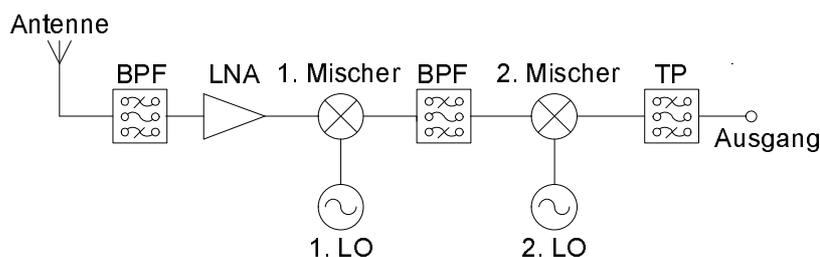


Abbildung 2.9. Schematische Darstellung einer Heterodyne Empfänger Architektur

Möglichkeiten des zugrunde liegenden Halbleiterprozesses ausreicht und so zu besser Energieeffizienz führt. Dies ist natürlich in erster Linie vom Halbleiterprozess selbst abhängig und von der Anordnung der einzelnen Elemente einer Schaltung. Ebenfalls kann durch das Vermeiden von verlustbehafteten Elementen wie zum Beispiel langen Leitungen oder Spulen der Stromverbrauch einer Schaltung gesenkt werden. Des Weiteren beeinflusst die Transistorgröße entscheidend den Stromverbrauch. Energiesparende Schaltungen sind in den Kapiteln 3 und 4 gezeigt. In diesen Kapiteln sind verschiedene Ansätze genauer erläutert, wie beim Schaltungsdesign dem Energieverbrauch Rechnung getragen wird.

2.4. Notwendigkeit hochintegrierter RFIC mit geringer Verlustleistungsaufnahme

Die bisher diskutierten Anforderungen speziell im Bezug auf Sensornetze verdeutlichen die Notwendigkeit hochintegrierter RFICs. Die Integration ist unumgänglich, da nur so die Schaltungen entsprechend klein werden können und die Gesamtgröße eines Sensorknotens eingehalten werden kann. Deswegen sollte im Schaltungsentwurf auf die Benutzung externer Spulen oder Transformatoren verzichtet werden. Des Weiteren ist zu beachten, dass der grösste Teil des Volumens eines Knotens durch die Batterie beansprucht wird. Es ist offensichtlich, dass durch geringeren Stromverbrauch einerseits eine höhere Lebensdauer eines Kommunikationsknotens erreicht werden kann, andererseits aber auch Batterien mit geringerer Leistung und damit geringerem Volumen verwendet werden können. Die Batterietechnologie selbst wurde im Rahmen des AVM Projekts [15] ebenfalls untersucht. Allerdings sind Einsparungen auf diesem Gebiet mit erheblichem Forschungsaufwand verbunden

und können kurz und mittelfristig wohl kaum realisiert werden. Deshalb werden in naher Zukunft alle Sensorknoten auf kommerziell verfügbaren Batterien basieren, die zum Einen die Mindestgrösse der Knoten bestimmen, andererseits auch die zur Verfügung stehende Leistung. Um zu verlustarmen Systemen zu gelangen, kann auf eine komplette Integration der Schaltungen nicht verzichtet werden. Aus Gründen der kommerziellen Verwertbarkeit sind ebenfalls integrierte Schaltungen notwendig. Sie können kostengünstig in Grossen Stückzahlen hergestellt werden. Ein hybrider Aufbau einzelner Schaltungskomponenten, wie zum Beispiel diskrete Spulen für die DC Versorgung, stehen aufgrund der Kosten für die Montage dem Erfolg der Sensorknoten im Weg. Aufgrund dieser widersprüchlichen Anforderungen sind Kompromisse notwendig, die beim Schaltungsentwurf erarbeitet werden müssen.

Kapitel 3

Verstärker

Im Folgenden wird der MMIC Prozess vorgestellt, der zur Realisierung aller integrierter Schaltungen dieser Arbeit verwendet wurde. Dabei handelt es sich um einen GaAs HBT Prozess. Es wird ein Verstärker gezeigt, der in dem in Kapitel 5.1 beschriebenen Demonstrator zum Einsatz kommt. Spezieller Schwerpunkt des Verstärkerentwurfs war hier eine hohe Verstärkung bei geringer Verlustleistung zu erreichen. Möglichkeiten, diesen Anforderungen Rechnung zu tragen sind gezeigt. Eine Analyse der Genauigkeit für die On-Wafer Messung der Schaltung ist ebenfalls beschrieben.

3.1. Der HBT (Heterojunction-Bipolar Transistor)

Das Prinzip eines Heteroübergangs in einem Bipolar-Transistor wurde von W. Shockley [63] 1951 patentiert. Im Gegensatz zum herkömmlichen Bipolartransistor (BJT) werden für Basis und Emitter unterschiedliche Materialien verwendet. Der Bandabstand im Emitter ist somit höher als der in der Basis. Dadurch erhöht sich die Emitter Effizienz, verringert sich der Basiswiderstand und die Stromdichte im Emitter wird homogener. Eine dadurch ermöglichte niedrigere Emitterdotierung führt zu einer geringeren Basis-Emitter-Kapazität. Dies ermöglicht höhere Grenzfrequenzen und geringere Wärmeentwicklung [64, 65].

Obwohl die Transitfrequenz f_T und die Stromverstärkung $\beta(f)$ nur eine geringe Abhängigkeit vom Basiswiderstand zeigen, zeigt die maximale Oszillationsfrequenz f_{max} eine starke Abhängigkeit von Basiswiderstand [66]. Für den Bipolartransistor gilt:

$$f_{max,BJT} \approx \sqrt{\frac{f_{T,BJT}}{8\pi R_{b,BJT} C_{cb,BJT}}} \quad (3.1)$$

wobei $R_{b,BJT}$ den Basiswiderstand darstellt. Eine hohe Stromverstärkung wird durch eine hohe Dotierung des Emitters und bei gleichzeitig niedriger Dotierung der Basis erreicht. Die niedrige Basisdotierung führt zu einer niedrigen Leitfähigkeit des Basismaterials, was zu einem hohen Basiswiderstand führt. Desweiteren wird in einem npn-Transistor im Basismaterial der Strom durch Löcher getragen, die eine geringere Beweglichkeit im Vergleich zu Elektronen aufweisen. Der Basiswiderstand steht im direkten Zusammenhang mit dem Emitterwirkungsgrad. Der Heterobipolartransistor (HBT) erreicht bei hochdotierter Basis einen hohen Emitterwirkungsgrad und verbessert die Mobilität und Driftgeschwindigkeit durch Verwendung eines anderen Halbleitermaterials. So werden die Hochfrequenzeigenschaften im Vergleich zum BJT drastisch verbessert.

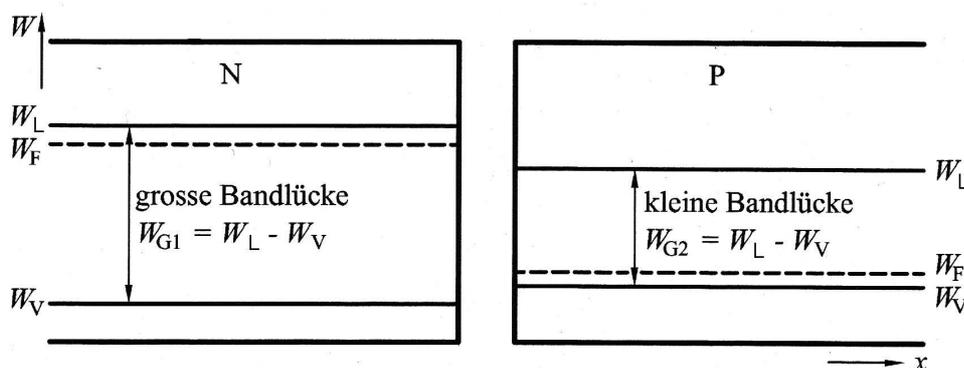


Abbildung 3.1. Bänderdiagramm eines n dotierten Emitters (links) und einer p dotierten Basis (rechts)

Abbildung 3.1 zeigt das Energieniveau des Valenzbandes (W_V) und des Leitungsbandes (W_L) eines n dotierten und eines p dotierten Materials. Wenn die Vakuumpotentiale auf gleichem Niveau sind, dann zeigen die Leitungsbandkanten und die Valenzbandkanten die Diskontinuitäten ΔW_L und ΔW_V auf. Werden die Halbleiterblöcke gemäss Abbildung 3.2 ideal kontaktiert, so bleiben diese Diskontinuitäten erhalten.

Abbildung 3.2 zeigt das Bändermodell eines HBTs im Vergleich zu einem BJT. Die zusätzliche Energiebarriere im Valenzband ΔW_V erschwert die unerwünschte Injektion von Defektelektronen.

Der ideale Heterokontakt verhält sich, abgesehen von den beschriebenen Diskontinuitäten im Leitungsband und im Valenzband, wie ein konventio-

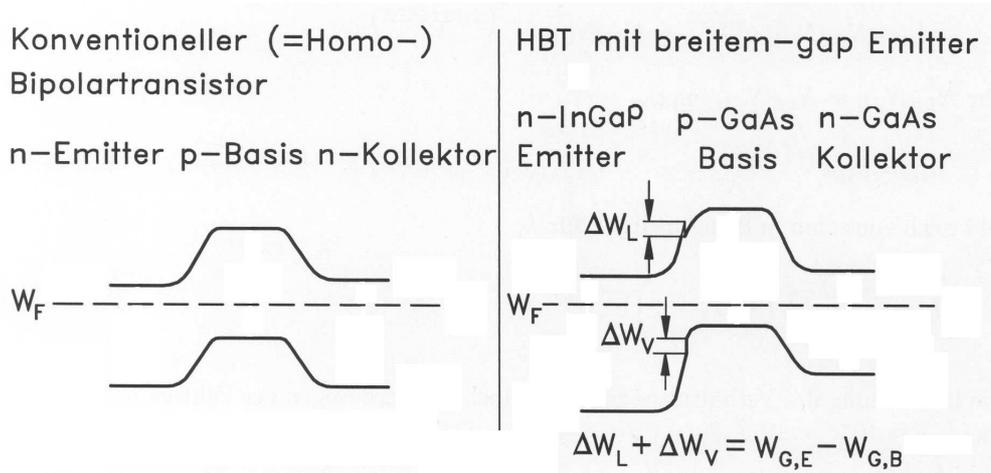


Abbildung 3.2. Bänderdiagramm eines npn-GaAlAs-HBT

neller p-n Übergang. Ohne eine extern angelegte Potentialdifferenz wird das Fermipotential W_F überall die gleiche Höhe annehmen und Leitungsband sowie Valenzband zeigen eine Verbiegung im Bereich des Kontakts.

Weist die Basis die Dicke w_B auf, dann ist das Verhältnis von Elektronenstrom (J_n) zu Löcherstrom (J_p)

$$\frac{J_n}{J_p} = \frac{D_n L_p N_D}{D_p w_B N_A} e^{\frac{(W_{G1} - W_{G2})}{kT}}. \tag{3.2}$$

Im Homokontakt ist $e^{\frac{(W_{G1} - W_{G2})}{kT}} = 1$, da $W_{G1} = W_{G2}$ gilt. Anders formuliert wird der Emitterwirkungsgrad im Vergleich zum Homokontakt um den Faktor $e^{\frac{(W_{G1} - W_{G2})}{kT}}$ erhöht.

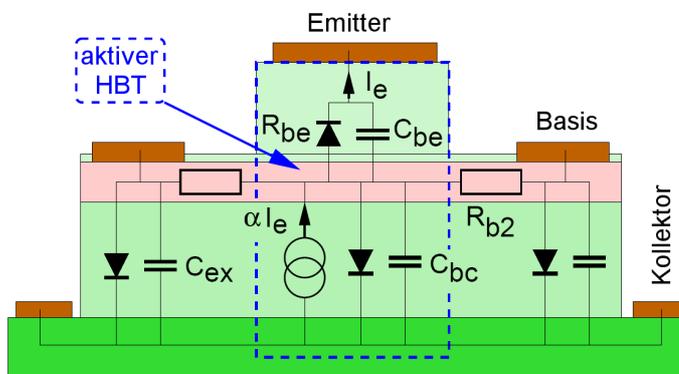


Abbildung 3.3. Grundlegender Aufbau eines HBTs in der FBH GaAs Technologie

Abbildung 3.3 zeigt den Querschnitt durch einen HBT in der FBH Technologie [67, 68]. Teile der entsprechenden Elemente des intrinsischen Modells sind entsprechend ihrer geometrischen Lage und physikalischen Ursache dargestellt. Das Modell versteht sich als schematische Darstellung und ist nicht massstabsgetreu.

In GaAs Technologie sind die Substratverluste zu vernachlässigen. Das Modell beachtet deshalb nicht den Einfluss des Substrats und ist deshalb nicht einfach auf SiGe Prozesse übertragbar. Eine zusätzliche Diode zwischen Basis und Kollektor modelliert im Rückwärtsbetrieb den vertikalen Stromfluss von der Basis zum Subkollektor.

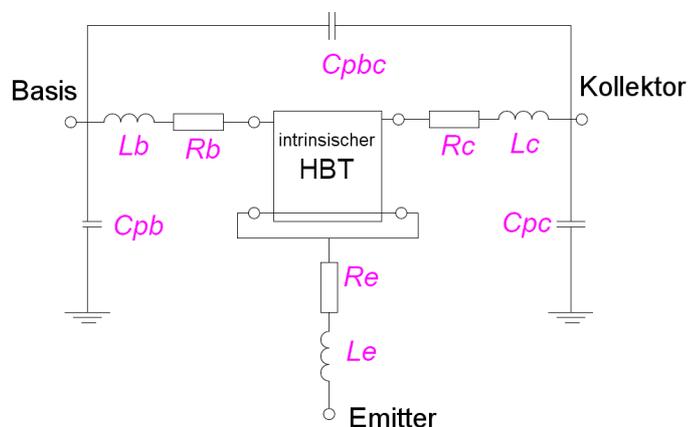


Abbildung 3.4. Grosssignalmodell eines HBTs in der FBH GaAs Technologie, extrinsischer Teil

Abbildung 3.4 zeigt den extrinsischen Teil des Modells. Dadurch werden ohmsche Verluste und kapazitive Effekte in den Zuleitungen modelliert. Die entsprechenden Parameter werden der Schichtstruktur des jeweiligen Halbleiterprozesses gerecht. Diese Elemente sind unabhängig vom Arbeitspunkt und können deshalb als Kleinsignalparameter behandelt werden.

Abbildung 3.5 zeigt das intrinsische Grosssignalmodell des Transistors. Ebenfalls ist eine temperaturabhängige Komponente modelliert, der aber in verlustleistungsarmen Schaltungen keine grosse Bedeutung zukommt. Da dieses Modell aber ebenfalls für Leistungsanwendungen Gültigkeit hat, ist eine Modellierung des thermischen Verhaltens unverzichtbar.

Kollektor- und Emitterstrom folgen einer Diodencharakteristik. Dies ist aus dem traditionellen Gummel-Poon Modell [69] bekannt. Im Vorwärtsbetrieb wird der Kollektorstrom mittels einer Stromquelle modelliert. In diesem Modell werden ausschliesslich die Ströme verstärkt, die durch die Widerstän-

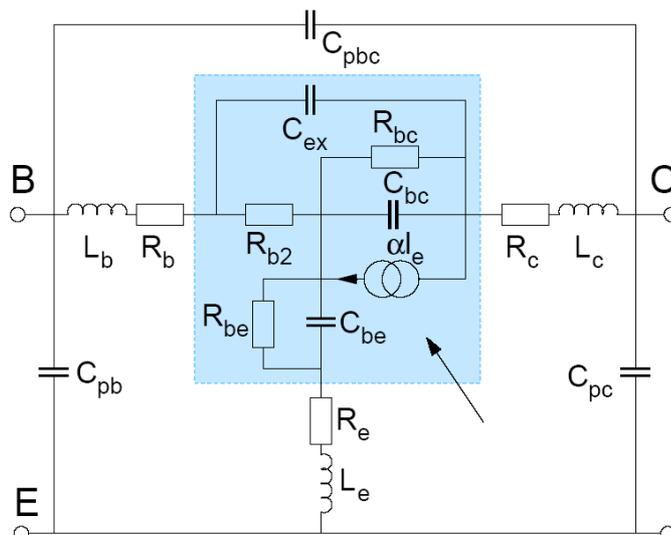


Abbildung 3.6. Kleinsignalmodell eines HBTs in der FBH GaAs Technologie

Abbildung 3.6 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild des HBTs. Es unterscheidet sich in der Darstellung dadurch, dass es im Gegensatz zu dem gezeigten Grosssignalersatzschaltbild in der T-Form gezeigt wird. Diese Form ist von der physikalischen Struktur des Transistors her naheliegend. Das Grosssignalmodell wurde in Anlehnung an das Gummel-Poon-Modell in π -Form dargestellt. Die Umrechnung zwischen T und π Modellen ergibt sich zum Beispiel aus [69, 70].

Die im Folgenden gezeigten Schaltungen wurden auf dem GaInP/GaAs Halbleiterprozess des Ferdinand-Braun-Instituts für Höchstfrequenztechnik (FBH), Berlin realisiert. Es handelt sich dabei um einen Koplanarprozess. Die Wafer werden auf einer 4" Anlage mit Metalorganic Vapor-Phase Epitaxy (MOVPE) gewachsen.

Abbildung 3.7 zeigt das Kleinsignalverhalten eines FBH Transistors mit einer Emitterfläche von $2 \times 10 \mu\text{m}^2$. Das ist der kleinste realisierbare Transistor in dieser Technologie. Die höchste Transistfrequenz von 32 GHz werden mit einem Kollektorstrom von ca. 9 mA erreicht. Die Stromverstärkung β liegt bei 110. Transistoren mit grösserer Emitterfläche kommen nicht in Betracht, da ein minimaler Kollektorstrom angestrebt wird und die Leistung dieser Transistoren ausreicht. Der Kollektorstrom muss im Bereich 9 mA gewählt werden, um Schaltungen bei 24 GHz realisieren zu können. Bei deutlich abweichenden Kollektorströmen würde die Transistfrequenz zu niedrig werden.

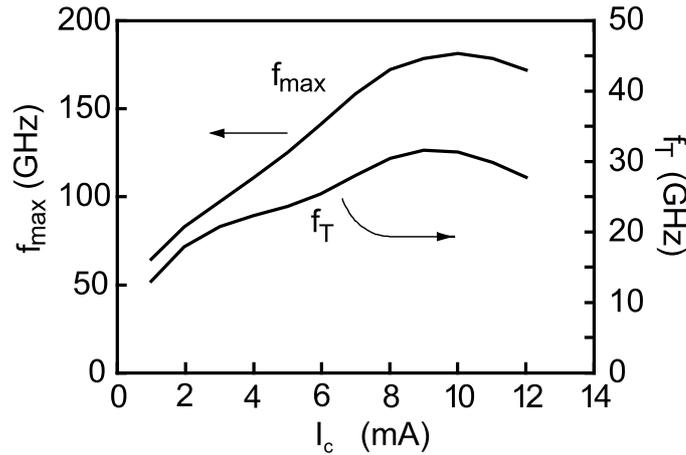


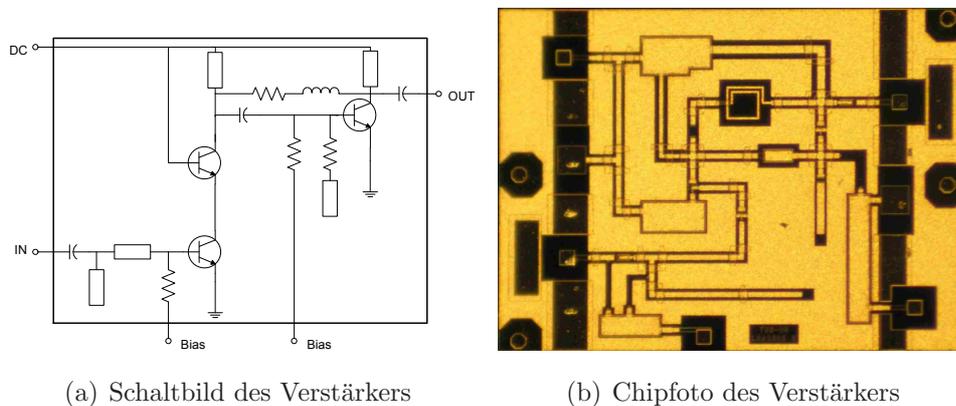
Abbildung 3.7. $2 \times 10 \mu\text{m}^2$ HBT, f_T und f_{max} in Abhängigkeit des Kollektorstroms bei $V_{CE} = 3 \text{ V}$

Im Vergleich zu Transitfrequenz ist bei dem gezeigten Halbleiterprozess die maximale Frequenz f_{max} besonders hoch. Während f_T hauptsächlich durch den Schichtaufbau bestimmt ist, kann die maximale Grenzfrequenz (f_{max}) durch eine Optimierung des Halbleiterprozesses verbessert werden [71, 72]. Um die extrinsische Basis-Emitter Kapazität $C_{bc,ex}$ klein zu halten, werden im äusseren Bereich des Basis He^+ Moleküle implantiert. Der darunterliegende Teil der Basisschicht und der obere Teil der Kollektorschicht sind dadurch isolierend, wodurch $C_{bc,ex}$ deutlich herabgesetzt wird. Der Basiswiderstand R_B wird durch den Ätzprozess reduziert. Werden zum Beispiel Oszillatoren mit dieser Technologie realisiert, wirkt sich die hohe f_{max} positiv aus. f_{max} liegt für diesen Transistor bei 10 mA Kollektorstrom bei 170 GHz. Aus diesem Grund können wie im Kapitel 4 dargestellt Mischer bei hohen Frequenzen gebaut werden. Ebenfalls lassen sich auf diesem MMIC Prozess Oszillatoren bis 77 GHz realisieren [73]. Dies begründet auf der Spannungsverstärkung, die selbst bei Frequenzen deutlich über f_t noch ausreichend ist.

3.2. LNA

Für den in Kapitel 5.1 betrachteten Direktempfänger ist das performancebepstimmende Empfängerteil der Vorverstärker. Dieser muss in erster Linie auf eine geringe DC Verlustleistung ausgelegt sein. Wie bereits dargelegt, ist der Leitungsverbrauch des gesamten Empfängers kaum grösser als der Leistungsverbrauch des 24 GHz Verstärker. Des Weiteren wurde für eine Sen-

dedistanz von mindestens einem Meter eine Verstärkung von nicht weniger als 10 dB errechnet. Dies ergibt sich aus dem in Kapitel 5.1 dargestellten Direktempfängerkonzept. Um etwaige Verluste durch parasitäre Elemente im Diodengleichrichter zu kompensieren, sind hier 3 dB Reserve in der Verstärkung wünschenswert. Diese Anforderungen sind beim Verstärkerdesign zugrundegelegt. Die Anforderungen an die Linearität sind weniger strikt, da es sich um eine einfache Modulation in einem sehr engen Band handelt. Die anliegende RF Leistung ist zudem sehr gering. Bezüglich des Rauschverhaltens ist es natürlich wünschenswert, die Rauschzahl so gering wie möglich zu halten. Auf GaAs Prozessen ist dies auch möglich. Die verwendete OOK Modulation ist aber bezüglich des SNR unempfindlich. Deswegen wird beim Verstärkerdesign in erster Line das Konzept der Leistungsanpassung verfolgt.



(a) Schaltbild des Verstärkers

(b) Chipfoto des Verstärkers

Abbildung 3.8. Schaltung

Der in Abbildung 3.8(a) gezeigte Verstärker folgt einem zweistufigen Konzept. Die erste Verstärkerstufe ist als Kaskodenschaltung realisiert, eine im LNA Design weit verbreitete Struktur. Eine Kaskode zeichnet sich durch eine hohe Ausgangsimpedanz aus. Ausserdem verhindert sie eine hochfrequente Rückkopplung über die Kollektor-Basis-Kapazität, wie sie zum Beispiel in der Common-Emitter Schaltung auftritt [74]. Die Kaskodenstruktur weist ausserdem ein vorteilhaftes Rauschverhalten aus. Als zweite Stufe wurde eine Common-Emitter Schaltung gewählt. Auf eine Emitterdegeneration wurde verzichtet. Es ist bekannt, dass durch Einfügen eines Widerstands zwischen Emitter und Masse die Ausgangsimpedanz erhöht werden kann [74], was im hier präsentierten Fall durchaus wünschenswert ist. Allerdings kann eine Anpassung an 300Ω auch ohne Emitterdegeneration leicht erreicht werden, wie aus den Messergebnissen ersichtlich wird. Ein entscheidender Vorteil des zweistufigen Konzepts ist eine Verbesserung der Stabilität. Die Kaskoden-

schaltung selbst ist nur bedingt stabil. Die durch die Eingangsimpedanz der Emitterschaltung dargestellte Last garantiert die Stabilität der Kaskodenschaltung. Die Emitterschaltung ist hinsichtlich Abschlusswiderstand unempfindlicher als die Kaskodenschaltung. Es ist bekannt, dass zur Erreichung absoluter Stabilität folgende drei Kriterien erfüllt sein müssen [66]:

$$k > 1 \quad (3.5)$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2 \quad (3.6)$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2 \quad (3.7)$$

mit

$$k = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.8)$$

Anzumerken ist an dieser Stelle, dass absolute Stabilität nicht erforderlich ist. Bedingte Stabilität, die alle realistischen Impedanzwerte für Eingangs- und Ausgangsbeschaltung einschliesst, ist ausreichend. Stabilität ist nur für diese Impedanzwerte erforderlich. Aus den Gleichungen ergibt sich, dass $|S_{12}|$ möglichst klein werden muss, um ein hohes k bei gleichzeitig maximal möglicher Verstärkung $|S_{21}|$ zu erreichen.

In Abbildung 3.8(b) ist der realisierte Chip zu sehen. Die leerlaufende Leitung am Eingang des Verstärkers zur Anpassung der Eingangsimpedanz sowie die leerlaufende Leitung am Eingang des Emitterfolgers wurden in Varianten mit verschiedenen Längen realisiert. Die Ausführung mit der besten Performance ist im folgenden dargestellt. Die Chipfläche beträgt $2.1 \times 1.5 \text{ mm}^2$. Links und Rechts sind deutlich die RF Anschlüsse zu erkennen, die für den Flip Chip Aufbau vorgesehen sind. Diese Struktur bietet den Vorteil, dass sie sowohl Onwafer mit HF-Probes (GSGSG - $200 \mu\text{m}$ Pitch) gemessen werden kann, als auch mittels Flip Chip Technologie gebondet werden kann. Dies ist insbesondere für den Demonstratoraufbau (5.1) notwendig, da ausschliesslich gemessene Chips, deren Funktion nachgewiesen und quantifiziert wurde, aufgebaut werden sollen. Die Biaszuführungen sind deshalb ebenfalls doppelt vorgesehen. Die Chipfläche ohne Anschlüsse beträgt $1.3 \times 1.2 \text{ mm}^2$.

3.2.1. Messungen

Die Messungen wurde mit einem $50\ \Omega$ VNA System durchgeführt. Da im Hinblick auf den realisierten Direktempfänger (Kapitel 5.1) eine Ausgangsanpassung an $300\ \Omega$ notwendig war, wurden die erhaltenen Messergebnisse an $300\ \Omega$ umgerechnet. Dies geschah mithilfe des ADS S-Parameter Simulators und der gemessenen S2P Dateien.

Die Noise Figure des Verstärkers wurde mit Hilfe eines Agilent PSA Spectrum Analyzers E4440A ermittelt, der mit der Noise Figure Measurement Personality (Option 219) ausgestattet ist.

Die Genauigkeit von Messungen kann insbesondere bei Rauschgrößen nicht zufriedenstellend sein. Dieser Aspekt wird im folgenden erläutert.

Der PSA ist mit einem interenen Vorverstärker bis zu einer Frequenz von 3 GHz ausgerüstet. Rauschmessungen mithilfe eines Vorverstärkers erhöhen die Genauigkeit zum Teil erheblich, da der intere Rauschbeitrag des Spektrumanalyzers nicht vernachlässigt werden kann. Der Rauschbeitrag des Spektrum-Analyzers kann in der Größenordnung von 30 dB und mehr liegen. Selbst bei der Bestimmung der Rauschzahl von Schaltungen, die eine Verstärkung von 15 dB aufweisen, können sich Messungenauigkeiten von 10 dB ergeben. Dies ist insbesondere dann von Bedeutung, wenn Schaltungen mit einer geringen Rauschzahl charakterisiert werden sollen.

Ein weiterer wichtiger Parameter zur Bestimmung der Messgenauigkeit ist die Anpassung des DUT an die Rauschquelle. Fehlanpassungen gehen bei dem Messverfahren direkt in die Messgenauigkeit ein. Beim Kalibrieren des Messaufbaus können Kabeldämpfungen leicht berücksichtigt werden, Reflexionen führen jedoch zu einer Verringerung des tatsächlich am DUT anliegenden Testsignals, ohne dass dieser Effekt in die Auswertung einbezogen wird.

Um eine aussagekräftige Messung zu erhalten, ist es aus diesen Gründen notwendig, die Messungenauigkeiten zu untersuchen.

Zur Charakterisierung des 24 GHz LNA wurde ein Miteq Ultra Wideband Verstärker im Messaufbau verwendet. Bis zu einer Frequenz von 26 GHz bietet er eine Verstärkung von 27 dB (± 2.5 dB) und eine Rauschzahl von 3 dB. Die Toleranz bezüglich der Verstärkung ist als Spezifikation für diesen Typ von LNA über die gesamte Bandbreite zu verstehen. Die nachgemessene Verstärkung des verwendeten LNAs bei 24 GHz schwankt lediglich um die Messtoleranz (max 0.25 dB). In dem Band zwischen 20 und 26 GHz, in dem

die Messungen durchgeführt wurden, ist die Schwankung der Verstärkung kleiner 1.2 dB. Die Anpassung ist mit einem VSWR von 2.5 angegeben.

Agilent gibt die interne Rauschzahl des PSA bei 24 GHz mit circa 30 dB an, das VSWR bei dieser Frequenz bewegt sich im Bereich von 1.4 [75]. Im Bereich von 20 bis 26.5 GHz schwankt die Rauschzahl zwischen 28 und 32 dB, das VSWR zwischen 1.2 und 1.8.

Nach Friis [76,77] errechnet sich für die kombinierte Rauschzahl des Messaufbaus bei 24 GHz

$$\begin{aligned} F_{Instrument} &= F_{MiteqLNA} + \frac{F_{PSA} - 1}{G_{MiteqLNA}} \\ &= 3 \text{ dB} + \frac{30 \text{ dB} - 1}{27 \text{ dB}} = 6,01 \text{ dB} . \end{aligned} \tag{3.9}$$

Betrachtet man das Frequenzband zwischen 20 und 26,5 GHz ergibt sich eine kombinierte Eingangsrauschzahl für den Messaufbau von

$$F_{Instrument} = 4,69 \dots 7,90 \text{ dB} . \tag{3.10}$$

Die Friis Formel geht allerdings von guter Anpassung zwischen den kaskadierten Rauschbeiträgen aus. Da dies im realen Messaufbau nicht der Fall ist, werden die Ungenauigkeiten durch die Fehlanpassungen erhöht. Dies ist in den folgenden Darstellungen ebenfalls berücksichtigt.

Die verwendete Rauschquelle ist eine Agilent 346C mit einem ENR bei 24 GHz von 15,63 dB. Die ENR Ungenauigkeit beträgt 0.2 dB, das VSWR ist 1,25.

In die Berechnung der Messgenauigkeit gehen im wesentlichen folgende Größen ein:

- Fehlanpassung zwischen Rauschquelle und DUT
- Fehlanpassung zwischen Rauschquelle und PSA
- Fehlanpassung zwischen DUT und PSA
- Ungenauigkeit des ENR der Rauschquelle
- Verstärkung des DUT
- Rauschzahl des DUT

- Ungenauigkeit der kombinierten Eingangsruschzahl des PSA zusammen mit dem Vorverstärker
- Ungenauigkeit der Verstärkung des Vorverstärkers

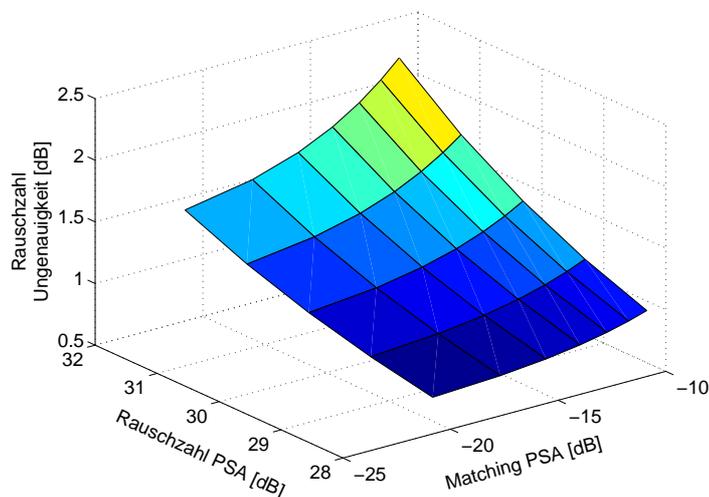


Abbildung 3.9. Ungenauigkeit der gemessenen Rauschzahl in Abhängigkeit des Eingangsruschens des Spektrumanalyzers und dessen Anpassung

Abbildung 3.9 zeigt die Ungenauigkeit der Messung in Abhängigkeit der internen Rauschzahl des Spektrum Analyzers und seiner Anpassung an 50Ω . Aufgrund der grossen Rauschzahl nimmt die Messgenauigkeit bei Verbesserung der Anpassung im Bereich $S(1,1) < -10 \text{ dB}$ noch erkennbar zu.

Abbildung 3.10 zeigt die Messgenauigkeit der Rauschzahl in Abhängigkeit der zu testenden Schaltung. Sowohl Eingangs- wie auch Ausgangsanpassung werden untersucht. Dies ist insbesondere für den gemessenen Verstärker relevant, da er ausgangsseitig an eine hochohmige Last angepasst ist. Bei der Charakterisierung kann dies berücksichtigt werden, führt aber bei der Rauschmessung zu Unsicherheiten. Aus der Abbildung geht jedoch hervor, dass eine sehr schlechte Ausgangsanpassung die Messgenauigkeit um rechnerisch maximal 0.005 dB verschlechtert, sofern der Eingang gut angepasst ist ($S(1,1) < -10 \text{ dB}$).

Die Eingangsanpassung des DUT trägt stärker zum Messfehler bei. Zwischen guter und schlechter Anpassung ergibt sich eine Zunahme des Messfehlers von ca. 0.18 dB .

Aus dem in Abbildung 3.10 dargestellten Zusammenhang ergibt sich demnach für den charakterisierten LNA eine zuverlässige Rauschzahl.

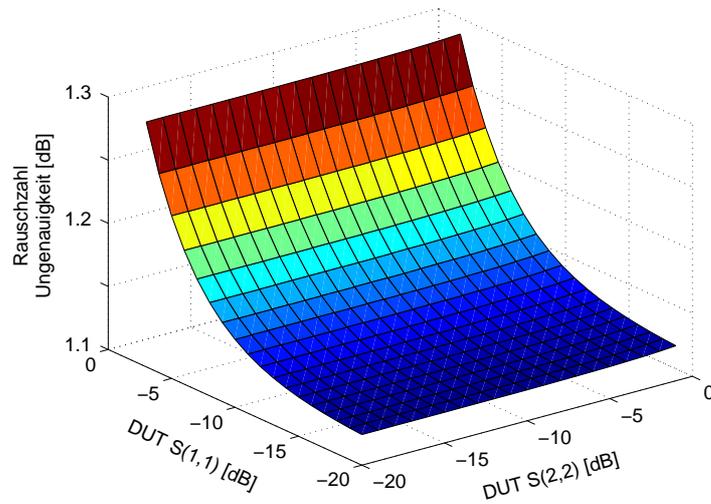


Abbildung 3.10. Ungenauigkeit der gemessenen Rauschzahl in Abhängigkeit der Eingangsanpassung $S(1,1)$ und der Ausgangsanpassung $S(2,2)$ des Messobjekts

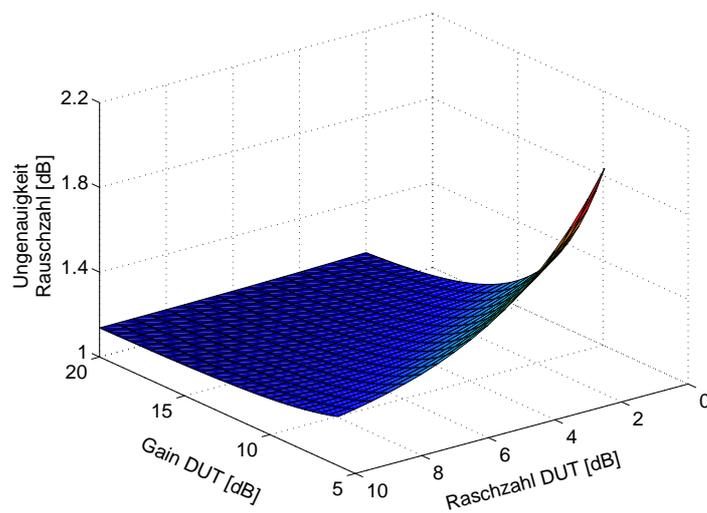


Abbildung 3.11. Ungenauigkeit der gemessenen Rauschzahl in Abhängigkeit der Verstärkung und der Rauschzahl des Messobjekts

Abbildung 3.11 zeigt die Genauigkeit der Messungen in Abhängigkeit der Verstärkung und der Rauschzahl des Messobjekts selbst. Mit einer Rauschzahl von 2 bis 10 dB und einer Verstärkung von 6 bis 20 dB ist ein weiterer Schwankungsbereich dargestellt. Dieser deckt deutlich mehr als die zu erwartenden Werte bei einer Frequenz von 24 GHz ab. Die Messungenauigkeiten über den ganzen Bereich sind trotzdem gering. Lediglich wenn der zu messende Verstärker eine geringe Rauschzahl und weniger Verstärkung hat, steigt erwartungsgemäss der Messfehler.

Das für den Direktempfänger interessante Frequenzband um 24 GHz ist reaktiv schmalbandig. Die Verstärkung über dieses Band ist annähernd konstant. Betrachtet man eine Rauschzahl von 4 bis 8 dB und eine Verstärkung von 12 bis 16 dB ist ein Schwankungsbereich dargestellt, der deutlich grösser ist als die zu erwartende Streuung der einzelnen Schaltungen. Die Ungenauigkeit in diesem Bereich ändern sich jedoch um weniger als 0.1 dB. Damit kann davon ausgegangen werden, dass die Genauigkeit der Rauschzahl für jede gemessene Schaltung gleich gross ist.

Die zu erwartende Genauigkeit der Messung ist vergleichbar mit üblicherweise publizierten Messgenauigkeiten bei Verstärkern in diesem Frequenzbereich.

3.2.2. Messergebnisse

Die Eingangs- und Ausgangsanpassung des Verstärkers ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Durch das Layout, das sowohl Flip-Chip Kontakte als auch Kontakte zur Onwafer-Charakterisierung mittels HF Probes zur Verfügung stellt, sind die Eingangsimpedanzen beim Flip-Chip Aufbau im Vergleich zur Onwafer Messung etwas unterschiedlich. Deshalb wird bei der Onwafer Charakterisierung eine etwas höhere Resonanzfrequenz gemessen, als sie tatsächlich beim Aufbau vorliegt. Dieser Effekt muss in Abbildung 3.12 berücksichtigt werden. Bei der niederohmigen Anpassung ($S(1,1)$) ist dies deutlich zu sehen. Die Resonanz der Anpassungsschaltung verschiebt sich bei den Flip-Chip Kontakten um ca. 1 bis 1.2 GHz im Vergleich zu der gezeigten Kurve. Bei einem hochohmigen Kontakt ($S(2,2)$) kann dieser Effekt vernachlässigt werden.

Der Verstärker zeigt eine gute Eingangsanpassung. Im Frequenzbereich zwischen 24,5 GHz und 29 GHz ist die gemessene Reflexion kleiner -10 dB. Zieht man oben gemachte Ausführungen zu den Flip-Chip Kontakten mit in betracht, kann von einer Anpassung besser als -10 dB in einem Frequenzband

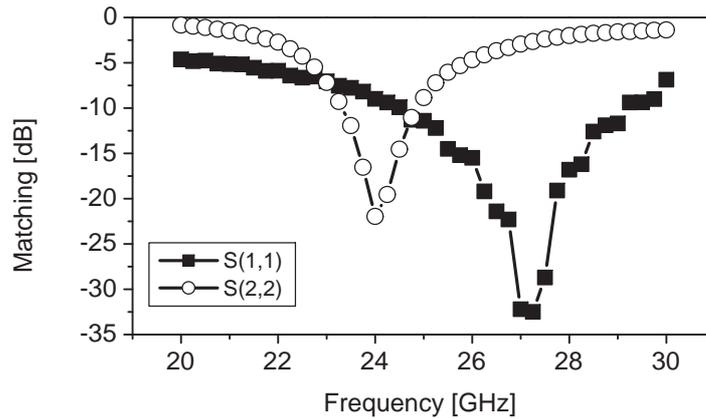


Abbildung 3.12. Eingangs und Ausgangsanpassung,
 $U_{DC} = 2 V$, $P_{DC} = 48 mW$

von ca. 23,5 GHz bis 28 GHz ausgegangen werden. Diese Bandbreite ist einerseits wünschenswert, um mit dem Frequenzband der Antenne zu überlappen, andererseits ist es für das Energiebudget bzw. SNR des Direktempfängers wichtig, die Bandbreite zu begrenzen. Aus diesem Grund wurde auch ein Dielektrischer Resonator als Bandpassfilter in Betracht gezogen (Kapitel 5.1). Eine stärkere Bandbegrenzung mit einem Leitungsfiter in Koplanartechnik ist nicht realisierbar.

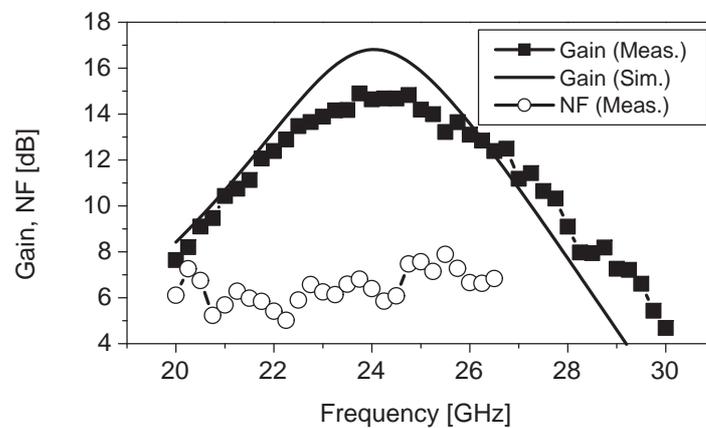


Abbildung 3.13. Verstärkung (Messung und Simulation) und Rauschzahl (Messung), $U_{DC} = 2 V$,
 $f = 24 GHz$

Abbildung 3.13 zeigt Simulations- und Messergebnisse der Kleinsignalverstärkung der Schaltung. Bei einer DC-Leistungsaufnahme von 23.5 mA von einer 2 V Quelle, wird eine Verstärkung von 14.6 dB erreicht. Die Abweichungen zwischen Simulation und Messung von circa zwei dB im ungünstigsten

Fall befinden sich durchaus im Rahmen der Erwartungen. Dabei ist besonders darauf hinzuweisen, dass für die relativ komplizierten Pad-Strukturen keine geeigneten Modelle für den ADS Simulator bestehen. Dies führt zu vorhersehbaren Abweichungen zwischen Simulations- und Messergebnissen. Die Rauschzahl bewegt sich im Bereich von 6 dB. Für einen Verstärker, dessen Anpassung auf maximale Verstärkung und nicht auf minimale Rauschzahl optimiert ist, ist dies ein beachtlicher Wert.

Die in Abbildung 3.9 dargestellten Überlegungen zur Messungenauigkeit erklären die Schwankungen der Rauschzahl über den Frequenzbereich. Da der Messaufbau für 24 GHz kalibriert wurde, ist der zu erwartende Messfehler am Rand des dargestellten Frequenzbereichs grösser. Allerdings zeigt die Rauschzahl des PSAs im Frequenzbereich zwischen 20 und 26.5 GHz keinen linearen Verlauf. Deshalb nimmt der Messfehler im dargestellten Frequenzbereich auch nicht linear zu. Die zu erwartenden Ungenauigkeiten sind am Rand deutlich erhöht.

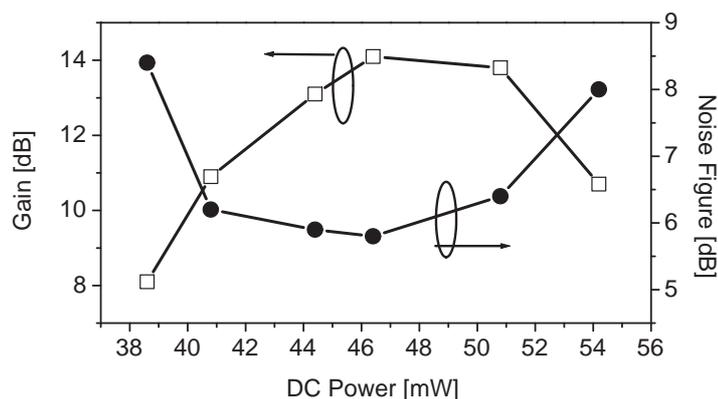


Abbildung 3.14. Verstärkung und Rauschzahl in Abhängigkeit der Verlustleistung

Abbildung 3.14 zeigt die Verstärkung und die Rauschzahl als Funktion verschiedener DC Arbeitspunkte. Dabei ist die erste Verstärkerstufe (Kaskode) und die zweite (Emitterschaltung) jeweils in einem Arbeitspunkt, der für die Gesamtperformance am günstigsten ist. In den meisten Fällen fließt durch die Emitterschaltung ein um circa 20 Prozent höherer Kollektorstrom als durch die Kaskode.

Bei 46 mW erreicht der Verstärker sein Maximum. Dabei ist der DC Strom in der Kaskodenstufe 10 mA und in der Emitterstufe 13 mA. Die Verstärkung beträgt 14,6 dB bei 24 GHz. Die Rauschzahl bei dieser Frequenz beträgt 6,4 dB. Die Messgenauigkeit der Rauschzahl geht aus den vorher

gemachten Ausführungen hervor. Die 3 dB Bandbreite beträgt 5.5 GHz. Die 1 dB Kompression wird bei -8 dBm Ausgangsleistung erreicht.

Die gezeigte Verstärkerperformance ist unter speziellen Aspekten zu bewerten. Der zu Grunde gelegte Prozess (Kapitel 3.1) hat eine Transitfrequenz von 32 GHz. Diese wird bei 9 mA Kollektorstrom erreicht. Der vorgestellte Verstärker bei 24 GHz liegt im Bereich von $\frac{2}{3} \dots \frac{3}{4} f_t$. Im Allgemeinen ist es sinnvoll, Verstärker bis zur halben Transitfrequenz zu realisieren. Ist die Frequenz höher, ist die Leistungsverstärkung des Transistors oft nicht mehr ausreichend. Unter diesen Gesichtspunkten zeigt die gezeigte Schaltung sehr gute Ergebnisse. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass die dem Verstärker folgende Detektorstufe, die im Zusammenhang mit dem Demonstrator (Kapitel 5.1) gezeigt wird, eine hohe Impedanz aufweist. Der Ausgangsstrom, der durch den Verstärker zur Verfügung gestellt werden muss, ist bei der speziellen Ausgangsimpedanz geringer als bei einer 50 Ω Last.

Kapitel 4

Frequenzumsetzer

Im Folgenden werden verschiedene Mischerarchitekturen vorgestellt, die für die Realisierung auf einem MMIC zweckmässig sind. Eine HBT Kaskodenstruktur wird genauer untersucht und ein Aufwärtsmischerkonzept sowie ein Abwärtsmischerkonzept wird vorgestellt. Entsprechend realisierte MMICs sind gezeigt. Ein MMIC, auf dem ein Abwärtsmischer und ein Oszillator integriert sind, ist gezeigt. Dieser MMIC kommt in dem in Kapitel 5.2 gezeigten Demonstrator zum Einsatz.

4.1. Mischerarchitekturen

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen aktiven und passiven Mixern. Passive Mischer werden mit Hilfe von Dioden (Diodenmischer) oder Feldeffekttransistoren ohne Vorspannung (resistiver Mischer) betrieben [78, 79]. Sie zeichnen sich durch hohe Linearität und geringes Rauschen aus. Allerdings ist die Umsetzung von der Eingangsfrequenz (RF) zu der Zwischenfrequenz mit einem Konversionsverlust verbunden. Da sich im Fall des resistiven Mixers die Transistoren nicht in einem aktiven Arbeitspunkt befinden, ist ein grosser LO Pegel für den Betrieb notwendig. Dieser kann oft deutlich grösser als 10 dBm sein. Speziell bei der Konzeption von verlustleistungsarmen Empfängerschaltungen kommt dies zum Tragen. Der Wirkungsgrad eines VCOs ist zudem moderat und liegt im K-Band unter 20 % [80]. Selbst im Bereich von einigen GHz erreichen gute VCOs mit hoher Leistung eine Effizienz von kaum mehr als 35 % [81]. In den meisten Fällen wird mit Hilfe eines Buffers das LO Signal verstärkt und so auch für eine bessere Entkopplung zwischen Mischer und VCO gesorgt.

Aktive Mischer [82, 83] hingegen weisen Schaltungsteile auf, die neben der Frequenzumsetzung das Signal auch verstärken. Die Verluste durch die Frequenzumsetzung werden meist überkompensiert, so dass ein Konversi-

ongsgewinn entsteht. Der Stromverbrauch dieser Schaltungen kann je nach Design relativ gross werden. Die einfachste Möglichkeit einen aktiven Mischer in Bipolartechnologie zu realisieren ist in Abbildung 4.1 gezeigt. Bei dieser Architektur werden das LO Signal und das RF Signal an der Basis des Transistors angelegt. Die dafür benötigten Bandpassfilter sind besonders bei Mixern mit kleiner Zwischenfrequenz problematisch. In diesem Fall liegen die LO und die RF Frequenz eng zusammen. Um eine ausreichende Isolation zwischen RF und LO Eingang sicherzustellen kommen nur schmalbandige Filter in Frage, die in einer integrierten Schaltung aufgrund der geringen Spulengüten nur schwer zu realisieren sind. Des weiteren weisen sie einen hohen Bedarf an Chipfläche auf.

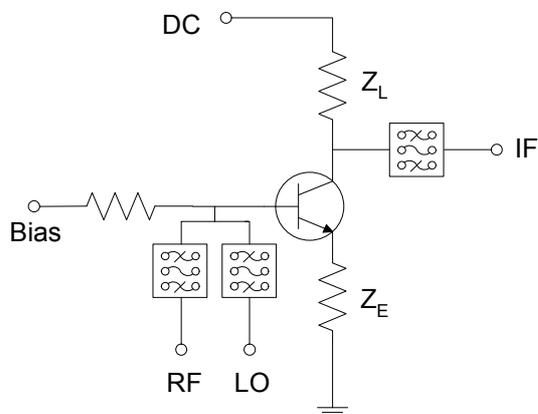


Abbildung 4.1. Bipolartransistor als unbalancierter Mischer

Abbildung 4.2 zeigt einen einfach balancierten Mischer in HBT Technologie. Er besteht aus einer spannungsgesteuerten Stromquelle (Treiberstufe) und einer Schaltstufe. Durch einen Impedanz Z_e am Emitter der Treiberstufe kann die Linearität erhöht und die Anpassung des RF Eingangs verbessert werden. Die Schaltstufe wird mit einem balancierten LO Signal betrieben. An den IF Lastwiderständen Z_L liegen die Ausgangssignale IF^+ und IF^- an. Sie sind um 180° phasenverschoben.

Durch diese Architektur kann bei symmetrischem Layout das LO Signal am RF Eingang unterdrückt werden. In drahtlosen Empfängssystemen, die eine geringe Zwischenfrequenz haben, liegen LO und RF Frequenz eng zusammen. Da die LO Leistung zum Teil sehr hoch ist, ist eine LO Unterdrückung am Eingang notwendig, um eine Abstrahlung des LO Signals über die Antenne zu verhindern.

Am IF Ausgang werden weder das RF noch das LO Signal unterdrückt. Die Unterdrückung dieser Signale am Ausgang kann mit einem Tiefpassfilter realisiert werden.

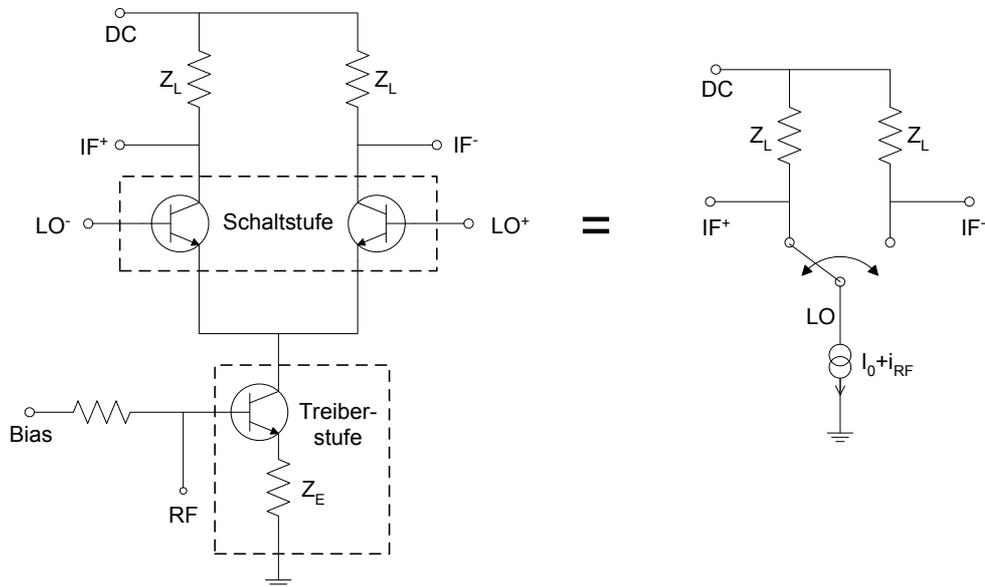


Abbildung 4.2. Einfach balancierter Mischer in HBT Technologie und schematische Darstellung als geschaltete Stromquelle

Ein doppelt balancierter Mischer, wie er in Abbildung 4.3 dargestellt ist, unterdrückt zusätzlich das LO und RF Signal am Ausgang. Diese Architektur wurde erstmals von Barrie Gilbert [84] eingeführt.

Für die balancierten Mischerarchitekturen sind Eingangssignale mit 180° Phasenverschiebung notwendig. Diese sind in vielen Fällen im System nicht vorhanden und müssen mithilfe von Baluns erzeugt werden. Passive Baluns lassen sich nur bei hohen Frequenzen auf einem Chip realisieren und sind durch die schlechten Güten der Induktivitäten in ihren Performanceeigenschaften begrenzt. Externe Baluns im unteren GHz Bereich, die auf hochwertigem PCB Substraten gefertigt werden [85], erreichen Einfügedämpfungen von unter 4 dB (3 dB für die Signalaufteilung und weniger als ein dB Dämpfung). Die Produktion von solchen Multilayer PCB Baluns ist allerdings sehr teuer und widerspricht dem System-on-Chip Ansatz.

Aus diesem Grund werden aktive Baluns oft bevorzugt. Abbildung 4.4 zeigt eine Beispielschaltung. Ein aktiver Balun ist auf kleiner Chipfläche zu realisieren, da keine Spulen benötigt werden. Die Schaltung kann bei allen Frequenzen auf dem Chip integriert werden. Allerdings kann der Stromverbrauch des Baluns im Vergleich zu der Gesamtschaltung erheblich sein [86].

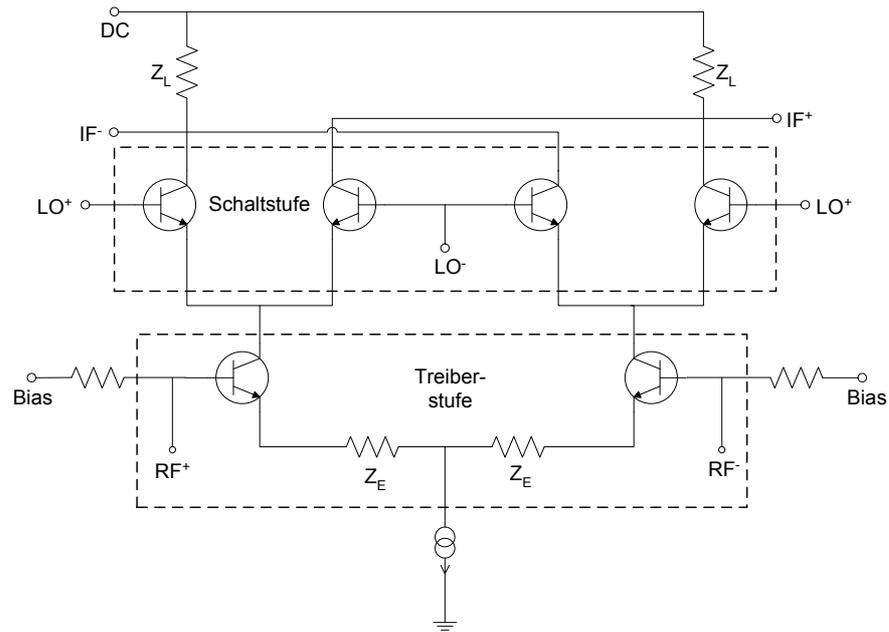


Abbildung 4.3. Doppelt balancierter Mischer in HBT Technologie

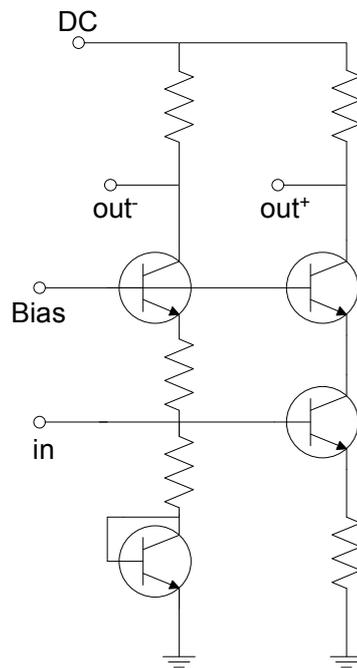


Abbildung 4.4. Aktiver Balun aus HBT Transistoren

Die in Abbildungen 4.1, 4.2, 4.3 gezeigten Schaltungen sind ebenfalls in FET Technologie in der Literatur zu finden.

4.2. Leistungsparameter des Kaskodenmischers

Conversion Gain

Eine generelle Anforderung an den Gewinn eines Mischers ist schwer zu formulieren. Dieser Parameter, wie die meisten Anderen auch, muss immer im Zusammenhang mit dem gesamten Front-End-Konzept gesehen werden. Im Allgemeinen kann gesagt werden, dass in einem Heterodyne-Receiver ein aktiver Mischer ausreichend Power Gain zur Verfügung stellen sollte, um die Verluste des IF Filters auszugleichen und den Rauschbeitrag der IF Stufen zu minimieren [87].

Der Conversion Gain bezieht sich auf Leistungsangaben und berechnet sich wie folgt:

$$G = \left(\frac{V_A}{V_E} \right)^2 \frac{R_Q}{R_L} = \left(\frac{I_A}{I_E} \right)^2 \frac{R_Q}{R_L} . \quad (4.1)$$

V_A und V_E sind die Ausgangs- und Eingangsspannungen, I_A und I_E sind die Ausgangs- und Eingangsströme. R_L und R_Q sind die Last- und Quellimpedanz. In besonders linearen Systemen liegt der Fokus eher auf der Intermodulation und Kompression der Schaltung. In einem solchen Fall werden oft passive Mischer verwendet, die sogar erheblich Verluste aufweisen, aber dafür auch keine DC Leistung verbrauchen.

Leistungsaufnahme

Besonders bei Mischern, die in batteriebetriebenen Systemen zum Einsatz kommen, ist die DC Leistungsaufnahme einer der wichtigsten Parameter. Betrachtet man verschiedene Empfängerkonzepte ist der Mischer immer ein erheblicher Leistungsverbraucher im RF Front-End. Natürlich gilt diese Aussage für Empfängerkonzepte mit resistiven Mischern nicht. In diesem Zusammenhang ist jedoch auch die LO Leistung zu betrachten, die zur Energiebilanz des Front-Ends ebenfalls erheblich beiträgt. Des Weiteren kann ein Mischer mit hohem Conversion Gain und gleichzeitig moderatem Rauschen die Verwendung eines Vorverstärkers überflüssig machen. Dies muss bei der Beurteilung der Leistungseffizienz berücksichtigt werden.

LO Leistung

Der Lokaloszillator bestimmt die Mischercharakteristik entscheidend. Der Zeitanteil, in dem der Mischer diskret als ein- oder ausgeschaltet angenommen

men werden darf und der Anteil, in dem er sich im Umschaltvorgang befindet, wird durch die Steilheit der Flanken des Oszillatorsignals geprägt. Die Diodenkennlinie, die jedem Mischprozess zugrunde liegt, ist in logarithmischen Massstab eine Gerade. Durch die LO Leistung wird der Arbeitspunkt entlang dieser Gerade variiert. Je nach Anforderungen an den Mischer können diskrete Pegelniveaus für den Schaltvorgang bestimmt werden. Mit unendlich grosser oder rechteckförmiger LO Leistung würde sich ein diskreter Schaltmischer ergeben, der allen Überlegungen hinsichtlich LO Leistung als ideale Annahme zugrunde liegt.

Besonders bei resistiven Mischern sind die geforderten LO Leistungen relativ gross [88] und können bis zu 10 dBm betragen [89].

Kompression

Liegt ein starkes Eingangssignal vor, befindet sich die Schaltung im Sättigungsbereich. Der Conversion Gain nimmt dann mit zunehmender Leistung des Eingangssignals ab. Bei aktiven Mischern wird dies durch die Architektur und durch die Transistortechnologie bestimmt. Der Ein-dB-Kompressionspunkt ($P_{1\text{ dB}}$) bestimmt die Eingangsleistung, bei der der Conversion Gain bereits 1 dB unter dem Maximalwert liegt. Kompression und Conversion Gain sind in der Regel gegenläufige Parameter. Die Kompression kann insbesondere durch die Wahl grösserer Transistoren mit höheren Kollektorströmen verbessert werden.

Übersteigt der Eingangssignalpegel $P_{1\text{ dB}}$, so bewirkt eine Amplitudenmodulation (AM) des Eingangssignals eine Phasenmodulation (PM) des Ausgangssignals. Bei Übertragungen, die mit phasenmodulierten Signalen arbeiten, wirkt sich dies besonders drastisch aus. Die BER erhöht sich in diesem Fall schnell. Bei frequenzmodulierten Übertragungsverfahren spielt die Kompression eine untergeordnete Rolle.

Intermodulationsprodukte dritter Ordnung

Durch Intermodulationsprodukte können unabhängige Signale aus angrenzenden Kanälen am Mischerauszug mit dem eigentlichen Nutzsignal zusammenfallen und dies überlagern. Deshalb spielen speziell bei Übertragungsverfahren mit mehreren, eng zusammenliegenden Frequenzkanälen die Intermodulationsprodukte eine sehr entscheidende Rolle. Ein Beispiel für Übertragungsverfahren, die hohe Anforderungen an diesen Hardwareparameter stellt ist OFDM. Im Falle einfacher Übertragungsarten die mit einer

diskreten Frequenz auskommen (AM) ist das System gegen Intermodulationsprodukte relativ robust.

Zur Quantifizierung dieses Effekts beschränkt man sich auf Nichtlinearitäten dritter Ordnung. Nichtlinearitäten höherer Ordnung werden erst bei sehr starken Eingangssignalen relevant.

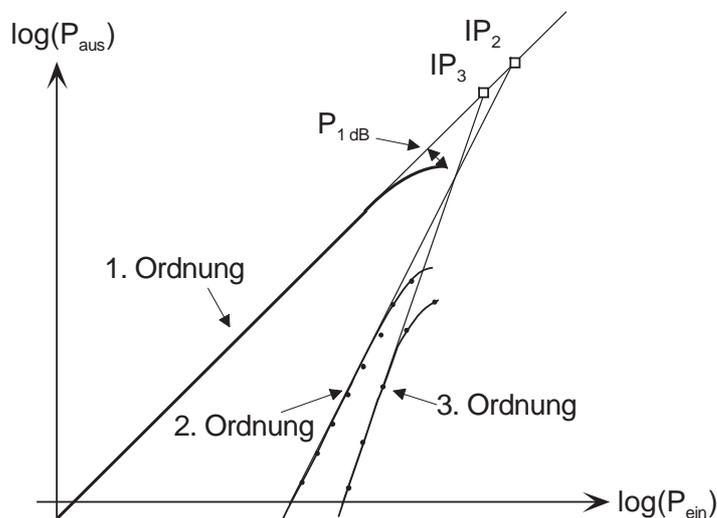


Abbildung 4.5. P_{1dB} und Schnittpunkte 2. (IP_2) und 3. Ordnung (IP_3)

Abbildung 4.5 zeigt schematisch den P_{1dB} sowie den Schnittpunkt zweiter (IP_2) und dritter Ordnung (IP_3). Mit Hilfe des IP_3 kann die Intermodulation berechnet werden. Da es sich bei P_{1dB} um eine Grosssignalgrösse handelt und beim IP_3 um eine Kleinsignalgrösse handelt, sind sie nicht direkt miteinander verbunden. In der Praxis erweist sich ein Abstand zwischen P_{1dB} und IP_3 von circa 10 dB als realistisch.

Bei zwei benachbarten Kanälen ω_I und ω_{II} entstehen Intermodulationsprodukte dritter Ordnung bei den Frequenzen $(2\omega_I - \omega_{II})$ und $(2\omega_I + \omega_{II})$. Abbildung 4.6 zeigt diesen Zusammenhang.

Anpassung

Im Allgemeinen wird die Anpassung hinsichtlich des Return Loss in einer 50Ω Umgebung angegeben. Bei Mischern, die als stand-alone Elemente präsentiert werden, ist das oft auch der Fall.

Mischer, die für den Gebrauch in speziellen Front-End Systemen vorgesehen sind, werden ausgangsseitig oft an die Impedanz des IF Filters angepasst. Desweiteren sieht man oft, dass der LO Port nicht leistungsmässig an 50Ω angepasst ist, sondern dass die Anpassung auf einen maximalen Spannungshub

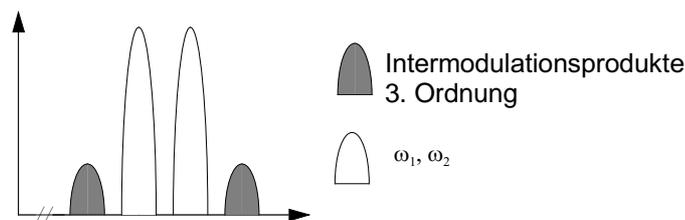


Abbildung 4.6. Intermodulationsprodukte 3. Ordnung

mit dem gegebenen Lokaloszillator abzielt. Die hohe LO Impedanz ist beim Design des Oszillators zu berücksichtigen, da sie den Oszillator selbst verstimmen kann oder die Anschwingbedingung dadurch erheblich eingeschränkt wird. Der Eingang wird im Normalfall immer an eine $50\ \Omega$ Umgebung angepasst. Die S-Parameter werden für einen Mischer auch meistens nur bezüglich des Eingangs angegeben.

Während am Eingang oft mit einer passiven Anpassschaltung gearbeitet wird, werden bei Mixern mit hochohmigem Ausgang auch oft Buffer verwendet, die neben der Impedanzanpassung auch für eine erhebliche Steigerung des Conversion Gains sorgen.

Rauschzahl

Die Rauschzahl (NF) eines Mixers ist dann von besonderer Relevanz, wenn im Empfangssystem kein LNA zum Einsatz kommt. Gemäss der Friis' Formel [76, 77] gilt für die Rauschzahl eines Mixers in Kaskade mit einem LNA

$$F_{ges} = F_{LNA} + \frac{F_{Mischer} - 1}{G_{LNA}}. \quad (4.2)$$

Dabei sind F_{LNA} und $F_{Mischer}$ die Rauschzahlen des LNAs und des Mixers, G_{LNA} ist der Conversion Gain des LNAs. Damit bestimmt in einem Empfangssystem mit LNA dessen Rauschzahl und Verstärkung massgeblich die Gesamtrauschzahl des Systems. Liegt das Empfangssignal direkt am Mischer an, so ist das Rauschen des Mixers massgeblich für das Rauschen des gesamten Empfangssystem. Dies ist in jedem Fall ungleich grösser als das eines LNAs. Somit können Front-End-Architekturen, die aus Energieeffizienzgründen auf einen LNA verzichten, nur dann in Betracht kommen, wenn entsprechend robuste Modulationsverfahren zum Einsatz kommen und beim SNR

entsprechend Reserve besteht. Dies ist bei der Definition des Gesamtsystems und bei dessen Energiebetrachtung zu berücksichtigen, da dadurch kürzere Übertragungstrecken bzw. höhere Sendeleistungen erforderlich werden können.

Isolation

Es gibt verschiedene Mischerarchitekturen, die einen speziellen Fokus auf die Verbesserung der Port-to-Port-Isolation legen. Besonderer Schwerpunkt liegt dabei auf der Unterdrückung des LO Signals. Da der LO in den meisten Mixern eine relativ hohe Signalstärke hat, ist die Unterdrückung besonders wichtig.

Die LO-RF-Isolation, beschreibt die Unterdrückung des LO Signals am RF Eingang. Liegen LO- und RF-Frequenz nahe beieinander, kann das LO Signal auch über die Empfangsantenne abgestrahlt werden. Die Rückwärtsdämpfung des LNA bezüglich der LO Frequenz bestimmt genauso wie die LO-RF-Isolation des Mixers die Stärke des an der Antenne anliegenden und damit von der Antenne abgestrahlten LO Signals.

Die LO-IF-Isolation beschreibt die Stärke des LO-Signals, die am Ausgang des Mixers anliegt. Liegen LO- und IF-Frequenz nahe beieinander, kann dies erhebliche Probleme für die folgende IF Stufe bedeuten. Dies gilt besonders hinsichtlich Intermodulation des durchschlagenden LO-Signals mit gewünschten Signalen in der IF-Stufe.

IF-RF und RF-IF-Isolation ist meistens von untergeordneter Bedeutung, da beide Signale verhältnismässig geringe Signalstärken aufweisen und meist relativ weit auseinanderliegen. Durch Eingangsfiler oder die Antenne sowie IF-Filer werden die Signale zudem noch stark gedämpft.

Um die Isolation zu erhöhen, werden oft symmetrische Mischerarchitekturen benutzt. Eingeführt wurde der als Gillbert-Cell-Mixer bekannt gewordene Double-Balanced-Mischer von Barrie Gillbert. Die wohl bekannteste Weiterentwicklung ist der ebenfalls von Gillbert vorgestellte Micromixer [90]. Auf der Grundlage dieser Schaltungen wurden viele Variationen vorgestellt. Ebenfalls gibt es einfach oder doppelt balancierte Diodenmischer oder FET-Mischer. Der gemeinsame Nachteil all dieser Strukturen ist deren Komplexität und die damit verbundenen Verluste. Ebenfalls erhöhen sie das Rauschen im Vergleich zu resistiven Mixern beträchtlich.

4.3. Abwärtsmischer

Eine der anspruchsvollsten Komponenten in einem RF Front-End sind die Frequenzumsetzer oder Mischer. Bei ihnen gilt es eine Vielzahl von Performanceparametern zu optimieren. Im Gegensatz zu Verstärkern, bei denen eine Kleinsignalbetrachtung schon erhebliche Einblicke über die Nützlichkeit gibt, sind Mischer immer grossignalmässig zu untersuchen. Mischer, wie sie in den vorhergehenden Abschnitten bereits theoretisch diskutiert wurden und deren praktische Realisierung hier vorgestellt werden soll, werden als Schalter betrieben. Die nichtlineare Kennlinie der Dioden oder Transistoren sorgt dabei für die Frequenzumsetzung.

Abbildung 4.7(a) zeigt das Blockschaltbild eines HBT Kaskodenmischers. Während wie erwähnt Kaskodenstrukturen bei Verstärkern, im Besonderen bei LNAs sehr verbreitet sind, sind sie bei Mixern weitestgehend unbekannt. Zwar gibt es FET Mischer in Kaskodenstrukturen [91], die oft auch mit Dual Gate Transistoren realisiert werden. Kaskodenstrukturen, die mit Bipolartransistoren realisiert werden, sind aber bislang unbekannt.

In diesem Kapitel wird ein Abwärtsmischer mit einem hochohmigen Ausgang vorgestellt. Die folgende hochohmige IF Stufe wird zu Messzwecken auf dem Chip mittels eines $600\ \Omega$ Widerstandes simuliert. Die zweite Schaltung in diesem Kapitel zeigt die Anpassung des Ausgangs an $50\ \Omega$ mittels eines Emitterfolgers. Am Miskerkern liegt dabei die Eingangsimpedanz des Emitterfolgers an. Diese ist ebenfalls hochohmig. Kommerziell verfügbare Standardchips haben meist einen $50\ \Omega$ Eingang. Die Impedanztransformation mittels Emitterfolger kann für ein so aufgebautes heterodynes System notwendig sein. Des Weiteren wird gezeigt, dass durch den Emitterfolger mit relativ geringen DC Stromaufwand eine Spannungsverstärkung herbeigeführt werden kann, die zu einem beachtlichen Gain der Gesamtstruktur führt.

Kaskode mit hoher Lastimpedanz

Abbildung 4.7(a) zeigt das Schaltbild eines Kaskodenmischers in HBT Technologie. Es handelt sich um einen Abwärtsmischer. Dabei wird an dem unteren Kaskodentransistor das Eingangssignal angelegt, am oberen Transistor liegt das LO Signal an. Dieses LO Signal ist relativ stark. Es ist zu bedenken, dass das LO wie auch das RF Signal von ihrer Frequenz her relativ eng zusammenliegen. Das IF Signal ist davon circa 20 GHz entfernt. Dies ist besonders bei der Dimensionierung der Filter ausschlaggebend. Der

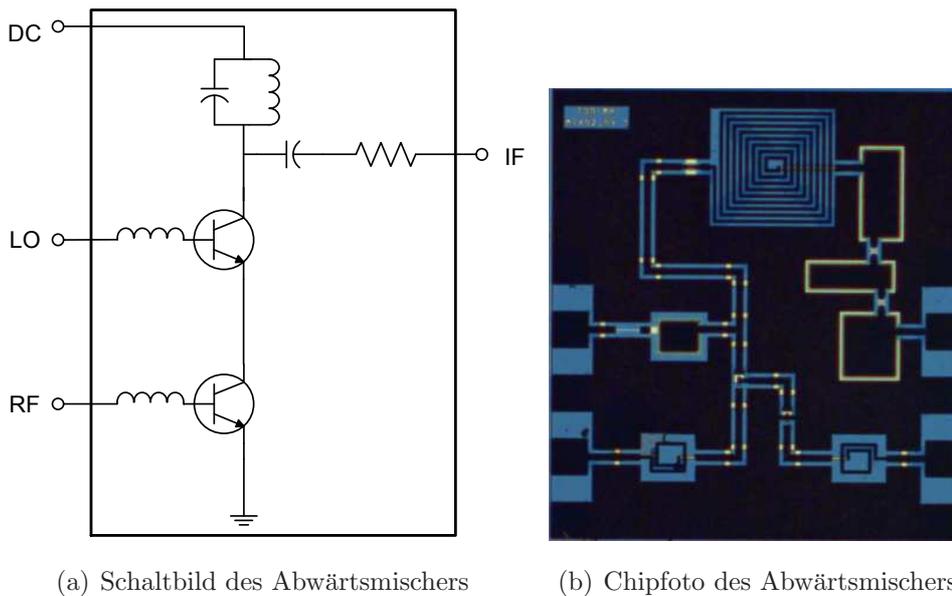


Abbildung 4.7. Schaltung

Parallelschwingkreis am Kollektor des LO Transistors stellt für die IF Frequenz eine hochohmige Impedanz dar. Bezieht man die Parasitäten der Spule mit ein, kommt man immer noch auf einige $k\Omega$. Dies ist ausreichend um gegenüber der relativ hochohmigen Last von $600\ \Omega$ am Ausgang noch ein Impedanzverhältnis aufzuweisen, bei dem die durch den DC Pfad verursachten Verluste gering gehalten werden. Natürlich wäre hier ein Schwingkreis mit einer höheren Güte wünschenswert, was aber integriert kaum machbar ist. Im Folgenden wird gezeigt wie bei etwas geringerer Lastimpedanz am Mischerkern und einer Ausgangsanpassung an $50\ \Omega$ der Schwingkreis auch durch eine Spule ersetzt werden kann. Die Performance der Schaltung verschlechtert sich nicht signifikant, die Bandbreite nimmt aber erheblich zu. Einige Schaltungen wie die Zusammenschaltung des Mischers und des Oszillators in Kapitel 4.5 wurden so realisiert. Besonders im Hinblick auf die mögliche Streuung der Kapazität ist dies eine Lösung, die bedacht werden kann. Die Realisierung der für den Schwingkreis benötigten Kapazität von $300\ \text{fF}$ ist mit einigen Prozessunsicherheiten verbunden. Besonders Randeffekte machen einen erheblichen Teil der Gesamtkapazität aus und sind simulationsmässig sehr schlecht zu berücksichtigen. Eine kleinere Spule zugunsten einer höheren Kapazität bei gleichbleibender Resonanzfrequenz des Schwingkreises wirkt sich negativ auf die Güte aus und ist nicht ratsam. Die Performance würde sich signifikant verschlechtern.

Allerdings ist zu berücksichtigen, dass ein Parallelschwingkreis wie er rea-

lisiert wurde für die LO Frequenz niederohmig ist. Das trägt erheblich zur LO Unterdrückung bei. Besonders da grosse LO Leistungen zum Betrieb des Mixers notwendig sind, kann dieser Aspekt relevant sein. Benutzt man lediglich eine Spule, ist diese für die LO Frequenz ebenfalls hochohmig. Eine LO Unterdrückung findet praktisch nicht mehr statt.

Abbildung 4.7(b) zeigt ein Chipfoto der Schaltung. Der Chipfläche beträgt $1.2 \times 1.4 \text{ mm}^2$. Es wurden GSGSG Pads mit $200 \text{ }\mu\text{m}$ Pitch benutzt. Die im vorhergehenden Abschnitt diskutierte Kapazität wurde in die Koplanarleitung, welche zur Spule führt, integriert. Dadurch kann sie sehr dicht an der Spule angebracht werden, was zu einer höheren Güte des Parallelschwingkreises führt. Die Biaszuführung für die beiden Transistoren wird im Messaufbau mit Bias Tees gemacht. So können verschiedene Arbeitspunkte untersucht werden.

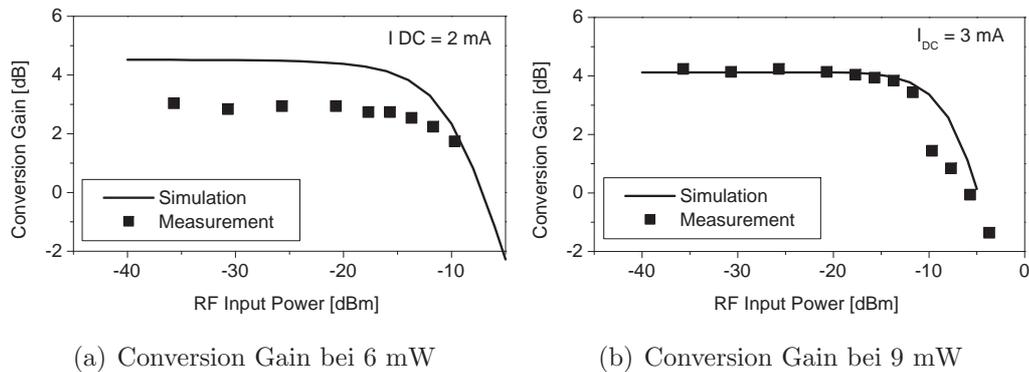


Abbildung 4.8. Conversion Gain versus Eingangsleistung, Messung und Simulation, $f_{RF} = 24 \text{ GHz}$, $f_{LO} = 22 \text{ GHz}$, $P_{LO} = 4.2 \text{ dBm}$

Abbildung 4.8 zeigt den Conversion Gain des Mixers gegenüber der angelegten Eingangsleistung. Die LO Leistung beträgt 4.2 dBm . Die DC Spannung ist 3 V . Die Messungen wurden in einer $50 \text{ }\Omega$ Messumgebung durchgeführt. Durch den Serienwiderstand, der auf dem Chip realisiert wurde, wird die Ausgangsleistung nicht unerheblich gedämpft. Diese Dämpfung wird bei der Messung berücksichtigt. Die Messebene wird so auf den Chip transformiert und eine $600 \text{ }\Omega$ Belastung durch die nachfolgende IF Stufe angenommen. Abbildung 4.8(a) zeigt die Performance für einen DC Strom von 2 mA , Abbildung 4.8(b) für 3 mA . Beide Abbildungen zeigen Messung und Simulation. Bei einem Kollektorstrom von 2 mA ist eine Abweichung zwischen Messung und Simulation zu beobachten, die auf dem Modell beruht. Dieses ist für derart kleine Ströme nicht optimiert. Bei 3 mA ist eine gute

Übereinstimmung zwischen Simulation und Wirklichkeit zu sehen. Mit 6 mW können knapp 3 dB Conversion Gain erreicht werden. Erhöht man die DC Leistung auf 9 mW sind es bereits 4 dB. Die 1 dB Kompression wird in diesem Arbeitspunkt bei -11 dBm erreicht. Für Sensor Netzwerke mit relativ kleinen Signalpegeln am Empfänger ist das mehr als genügend. Da wie in Kapitel 5.2 beschrieben aufgrund von Energieüberlegungen einem System ohne LNA den Vorzug gegeben wird, sind die am Eingang des Mixers anliegenden Leistungen sehr deutlich unter diesem Pegel.

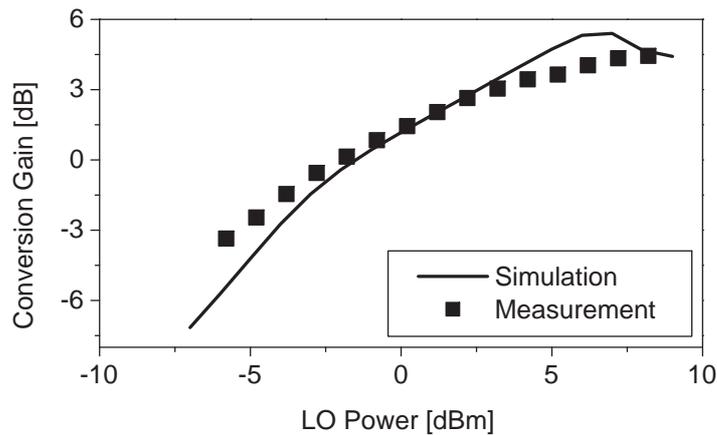


Abbildung 4.9. Conversion Gain versus LO Leistung, Messung und Simulation, $f_{RF} = 24$ GHz, $f_{LO} = 22$ GHz, $P_{RF} = -40$ dBm

Abbildung 4.9 zeigt den Verlauf des Conversion Gain in Abhängigkeit der angelegten LO Leistung. Dabei wird verifiziert, dass die Schaltung nur bei relativ hohen LO Pegeln angemessen funktioniert. Dies hängt wie oben dargestellt damit zusammen, dass die Transistoren mit möglichst steilen Flanken geschaltet werden müssen. Die simulierte Kurve zeigt eine Art Sättigung zwischen 5 und 6 dBm. Bei der Messung ist ein Abfall des Conversion Gains bei höheren Leistungen nicht zu beobachten. Jedoch ist auch hier deutlich zu sehen, dass bei 8 dB keine nennenswerte Steigerung des Gain mehr möglich ist. Für höhere LO Pegel konnten aufgrund der Beschaffenheit des Messplatzes keine Daten aufgenommen werden. Man kann aber damit rechnen, dass auch bei der realen Schaltung bei höheren LO Pegeln der Gain wieder etwas nachlässt. Betrachtet man den in Kapitel 4.5 beschriebenen Oszillator erhält man bei einer Oszillatorleistung von 4 dBm den idealen Trade-off zwischen Conversion Gain des Mixers und Energieverbrauch des Oszillators.

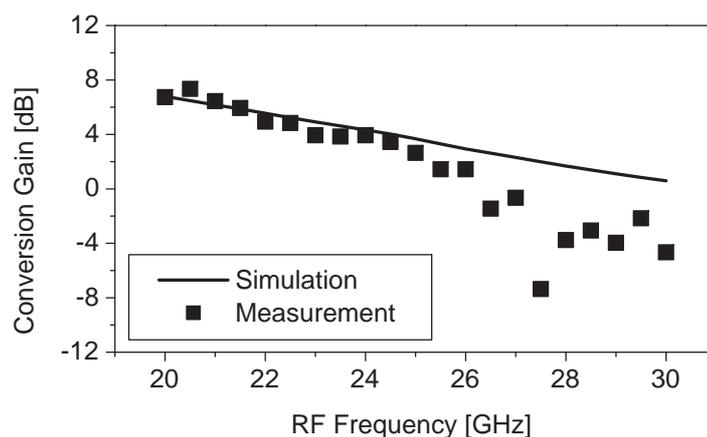
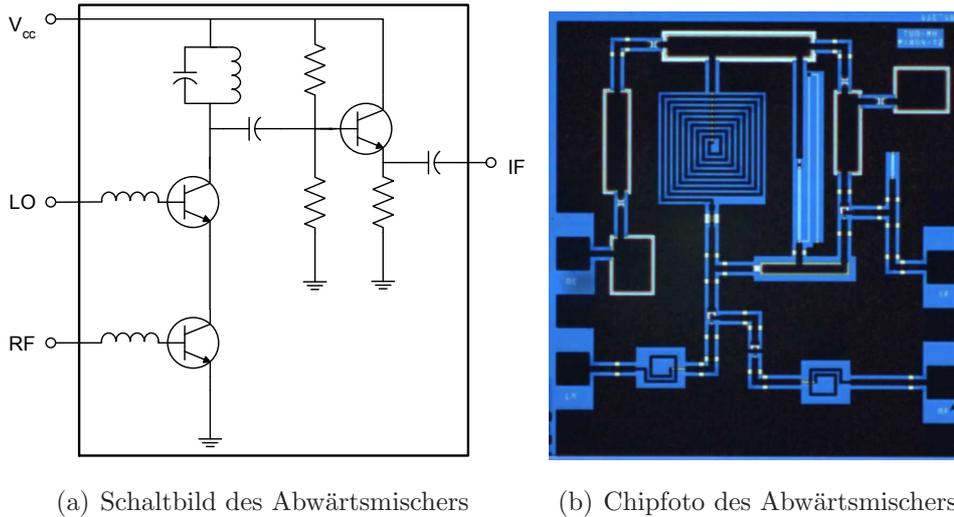


Abbildung 4.10. Conversion Gain versus Eingangsfrequenz, Messung und Simulation, $f_{ZF} = 2$ GHz, $P_{RF} = -40$ dBm, $P_{LO} = 4$ dBm

Abbildung 4.10 zeigt den Frequenzgang. Die Eingangsfrequenz wird von 20 GHz bis 30 GHz variiert. Die Zwischenfrequenz ist konstant 2 GHz. Die LO Frequenz liegt jeweils unter der Eingangsfrequenz. Wie erwartet nimmt der Gain bei höheren Frequenzen ab. Dies beruht auf den höheren Verlusten insbesondere der Leitungen und des Schwingkreises. Da sich die Eingangsfrequenz bei diesem Arbeitspunkt deutlich über $\frac{f_t}{2}$ befindet, macht sich auch die nachlassende Transistorperformance bemerkbar. Simulation und Messung sind in sehr guter Übereinstimmung. Bei höheren Frequenzen ergeben sich Abweichungen aufgrund des Modells. Bei den Messwerten sind bei höheren Frequenzen einzelne "Ausreiser" erkennbar. Dies liegt an der Messumgebung. Bei diesen Frequenzen können durch Resonanzen im Messaufbau bei einzelnen Frequenzpunkten Unsicherheiten entstehen. Die Tendenz der Messwerte deckt sich mit den simulierten Werten. Damit ist die Messung als solche plausibel.

Emitterfolger

Abbildung 4.11(a) zeigt den diskutierten Kaskodenmischer gefolgt von einem Buffer. Der Emitterfolger hat einen hochohmigen Eingang. Die Eingangsimpedanz entspricht ungefähr der Ausgangsimpedanz des Kaskodenmischers. Ein hochohmiger Spannungsteiler wird benutzt, um den Arbeitspunkt des Emitterfolgers einzustellen. Dieser ist bei integrierten Schaltungen jedoch stark verlustbehaftet, da es kaum möglich ist, Widerstände von einigen $k\Omega$ zu realisieren. Im gezeigten Beispiel beträgt der Strom durch den Spannungs-



(a) Schaltbild des Abwärtsmischers

(b) Chipfoto des Abwärtsmischers

Abbildung 4.11. Schaltung

teiler 0.5 mA. Die Ausgangsimpedanz der Schaltung kann über den Widerstand am Emitter gewählt werden. Eine Anpassung an 50Ω ist gut realisierbar. Der Emitterfolger schränkt die Bandbreite des Mischers kaum ein. Abbildung 4.11(b) zeigt das Chipfoto der Schaltung. Die Chipfläche beträgt $1.3 \times 1.5 \text{ mm}^2$. Die Arbeitspunkteinstellung der beiden Mischertransistoren wird über die Signalspads realisiert. Das lässt eine Analyse der Schaltung bei verschiedenen Arbeitspunkten zu. Der Arbeitspunkt des Emitterfolgers kann nicht verändert werden.

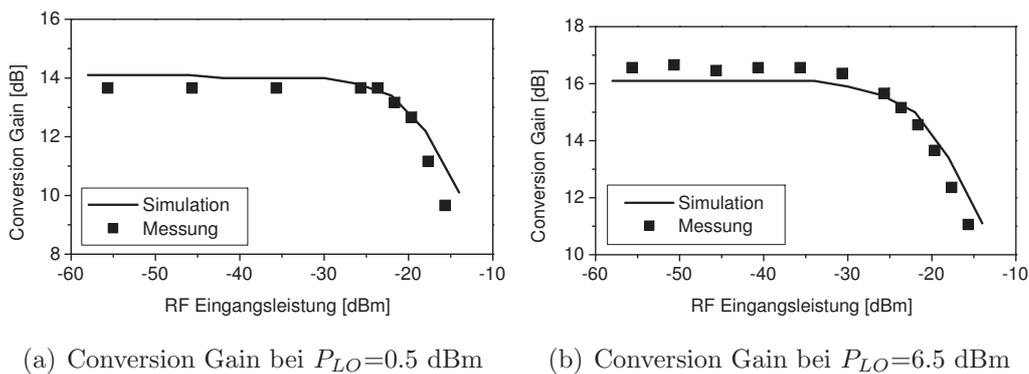
(a) Conversion Gain bei $P_{LO}=0.5 \text{ dBm}$ (b) Conversion Gain bei $P_{LO}=6.5 \text{ dBm}$

Abbildung 4.12. Conversion Gain versus Eingangsleistung, Messung und Simulation, $f_{RF} = 24 \text{ GHz}$, $f_{LO} = 22 \text{ GHz}$, $I_{CC} = 5.2 \text{ mA}$

Abbildung 4.12 zeigt den Conversion Gain in Abhängigkeit von der Eingangsleistung für eine LO Leistung von 0.5 dBm (Abbildung 4.12(a)) und 6.5 dBm (Abbildung 4.12(b)). Der Stromverbrauch der Schaltung beträgt 5.2 mA. Dabei fließen 3 mA durch den Kaskodenmischer. 2.2 mA fließen

durch den Emitterfolger und dessen Spannungsteiler zur Arbeitspunkteinstellung. Erwartungsgemäss ergibt sich bei einem stärkeren LO Signal auch ein höherer Conversion Gain. Die Funktion der Transistoren nähert sich in diesem Fall einem Schalter an, die Übergangszeit zwischen den beiden Zuständen verkürzt sich.

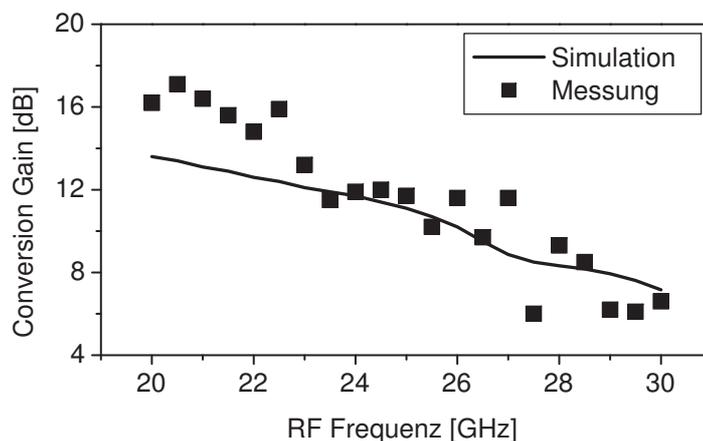


Abbildung 4.13. Conversion Gain versus Eingangsfrequenz, Messung und Simulation, $f_{IF} = 2$ GHz, $P_{RF} = -40$ dBm, $P_{LO} = 4$ dBm

Abbildung 4.13 zeigt den Conversion Gain in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz. Die LO Frequenz liegt dabei in jedem Messpunkt konstant 2 GHz unter der Frequenz des Eingangssignals. Die Eingangsleistung beträgt -40 dBm und liegt somit deutlich im linearen Bereich. Die LO Leistung beträgt 4 dBm. Simulation und Messung weichen bei Frequenzen unter 22 GHz etwas voneinander ab. Wie in Abbildung 4.10 weicht das gemessene Signal auch in diesem Beispiel bei 27.5 GHz deutlich nach unten ab. Die Messungen verdeutlichen die breitbandige Anpassung des RF und LO Eingangs.

Abbildung 4.14 zeigt den Conversion Gain in Abhängigkeit der angelegten LO Leistung. Erwartungsgemäss steigt der Conversion Gain mit steigender LO Leistung stark an. Das Erreichen der Sättigung bei über 6 dBm LO Leistung kann aus der Abbildung entnommen werden. Für hohe LO Pegel ist die Kurve vergrössert gezeigt. Der Anstieg des Conversion Gains zwischen 0 dBm und 4 dBm LO Leistung ist signifikant. Die Variation des LO Pegels zwischen 4 dBm und 6.5 dBm macht jedoch kaum mehr als 0.5 dBm Unterschied. Die Wahl des LO Pegels bei 4 dBm, wie sie schon angesprochen wurde, ist dieser Betrachtung folgend sinnvoll.

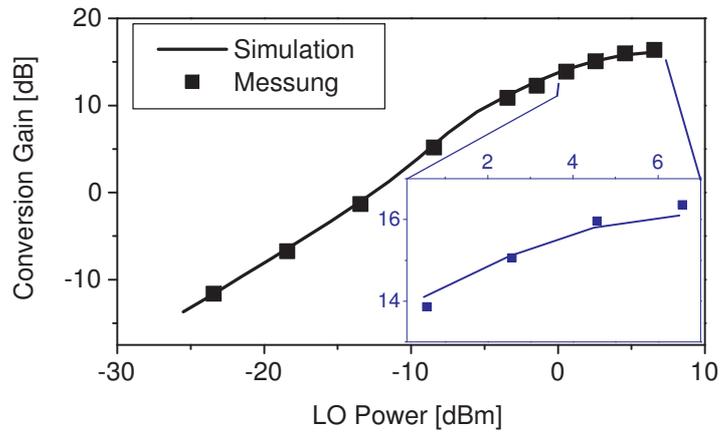


Abbildung 4.14. Conversion Gain versus LO Leistung, Messung und Simulation, $f_{LO} = 22$ GHz, $P_{RF} = -40$ dBm, $f_{RF} = 24$ GHz, Der Ausschnitt zwischen 0 und 7 dBm LO Leistung ist vergrößert dargestellt

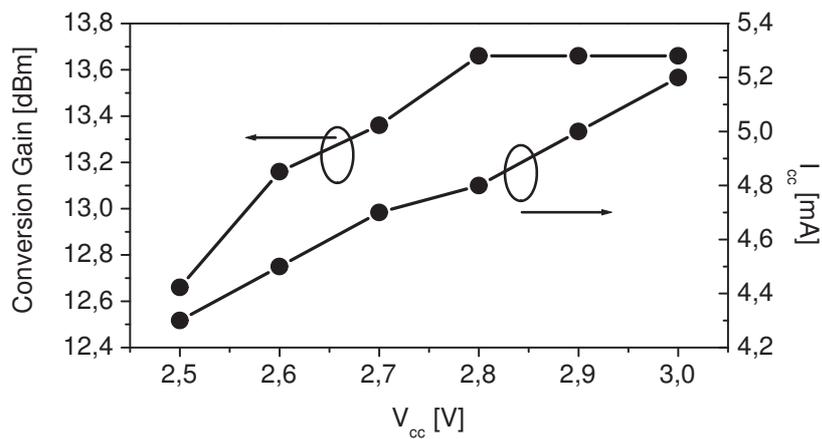


Abbildung 4.15. Conversion Gain versus DC Spannung (linke Achse), DC Strom versus DC Spannung (rechte Achse), Messungen, $f_{RF} = 24$ GHz, $P_{RF} = -40$ dBm, $f_{LO} = 22$ GHz, $P_{LO} = 4$ dBm

Abbildung 4.15 zeigt den Conversion Gain in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung. Der bei den jeweils angelegten Spannungen fließende DC Strom ist ebenfalls gezeigt. Im normalen Betrieb (3 V, 5.2 mA) hat die Schaltung eine Verlustleistung von 16 mW. Da es sich bei Sensor Netzwerken um Systeme handelt, die durch Batterien mit geringer Leistung betrieben sind, ergibt sich während der Laufzeit gezwungenermaßen die Situation, in der die Batterieleistung nachlässt. Die Spannung der Batterie kann schon relativ frühzeitig minimal nachlassen. Ein System sollte so entworfen werden, dass diese Alterungserscheinungen der Batterie keinen Einfluss auf die Funktionalität haben. Der Mischer zeigt bis zu einer Versorgungsspannung von 2.8 V keine Reduzierung des Conversion Gain. Die Schaltung zeigt also bei einer Versorgungsleistung von 13.5 mW die gleichen Eigenschaften. Erst bei 2.5 V (11 mW) ergibt sich eine Reduktion des Conversion Gain um 1 dB. Bei geringerer Spannung funktioniert die Schaltung nicht mehr. Diese Reserve ist ausreichend um die Funktionalität der Schaltung auch mit Batterien, die sich dem Ende der Lebenszeit nähern, sicherzustellen.

Tabelle 4.1 zeigt verschiedene in der Literatur beschriebene Abwärtsmischer. Sie werden hinsichtlich Technologie, Eingangsfrequenz, Conversion Gain, Leistungsaufnahme, LO Leistung, Kompression, IP3 und Transitfrequenz mit den Ergebnissen der vorgestellten Kaskodenmischer verglichen. Die Auswirkungen von Änderungen des Frequenzbereichs, der LO Leistungen und der Technologie werden deutlich. Bewertungskriterium für einen Mischer in Sensor Netzwerken sind insbesondere die DC und LO Leistung und der dabei erreichte Conversion Gain. Zu beachten ist, dass die vorgestellten Mischer mit Ausnahme von [92] bei einer Frequenz kleiner $\frac{f_t}{4}$ betrieben werden. Das vorgestellte Mischerkonzept bietet im Frequenzbereich von f_t immer noch eine beachtliche Verstärkung. Die Resultate in Tabelle 4.1 sind in diesem Zusammenhang zu sehen.

4.4. Aufwärtsmischer

Für den Sender eines eGrains ist ebenfalls ein Front End mit sehr geringem Energiebedarf notwendig. Idealerweise können Komponenten, wie zum Beispiel der Oszillator, sowohl im Sende- als auch im Empfangsfall benutzt werden. Es wurde ein Aufwärtsmischer mit einer LO Frequenz von 22 GHz entwickelt. Das Kaskodeprinzip das in Kapitel 4.3 eingeführt und für den Abwärtsmischer untersucht wurde, wird so weit wie möglich erhalten. Im

Tabelle 4.1. Vergleich mit veröffentlichten Abwärtsmischern

Tech.	Freq. [GHz]	Gain [dB]	P DC [mW]	P LO [dBm]	1 dB _{out} Komp. [dBm]	IP3 _{out} [dBm]	Transitfrequenz f_t [GHz]	Ref.
GaAs HEMT	17.5-33	-10	n.a.	10	n.a.	n.a.	53	[92]
GaAs HEMT	21-26	-10	n.a.	10	n.a.	n.a.	105	[93]
Si 3D	10-30	-7.7	6.6	5	n.a.	9	n.a.	[94]
SiGe HBT	8-11	1	n.a.	5	0	n.a.	50	[95]
SiGe BiCMOS	5.8	9.2	32	-12	-3	6	47	[96]
GaAs HBT	DC-9	12	25	-8	-4	-2	n.a.	[97]
GaAs HEMT	60	4.1	8	2.6	n.a.	11.2	n.a.	[98]
SiGe HBT	1	10	750	-4	5	20	n.a.	[99]
	2	11			4	17		
GaAs MESFET	2	2.5	17.5	0	n.a.	-3.5	n.a.	[100]
SiGe BiCMOS	2.6	4.5	21	-8	-7.5	1	13	[87]
GaAs HBT	24	3	6	4.2	-13	0	19	ohne Emittf.
		4	9		-11	2	21	mit Emittf.
		13.7	16	0.5	-20	-12		
		16.5		6.5	-24	-17		

Unterschied zum Empfangsfall liegen aber im Sendefall die Frequenz des Oszillators und die Frequenz des Ausgangssignals nahe zusammen. Eine unbalancierte Struktur kommt wegen unzureichender LO Unterdrückung am Ausgang des Mischers in Kombination mit relativ starken LO Signalen nicht in Betracht. Eine Kombination von zwei Kaskoden, die als Mischer verwendet werden und mit jeweils 180° Phasenunterschied betrieben werden, garantieren gute Unterdrückung des LO Signals am Ausgang bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung der ursprünglichen Schaltungseigenschaften. Allerdings wird der Stromverbrauch durch diese Architektur erheblich gesteigert, da der Gesamtstrom nun der zweifache Kollektorstrom eines Transistors ist. Trotzdem kann im Rahmen dieser Arbeit ein Aufwärtsmischer mit sehr geringem Stromverbrauch präsentiert werden, der trotzdem noch hinreichend viel Conversion Gain bietet. Um den Stromverbrauch weiter zu drosseln, wurden zur Realisierung dieser Schaltung noch kleinere Transistoren mit einer Emitterfläche von $2 \times 5 \mu\text{m}$ gewählt. Das Schaltbild dieses Mischers ist in Abbildung 4.16(a) schematisch dargestellt. Im Gegensatz zu dem bereits in Kapitel 4.3 vorgestellten Abwärtsmischer kann der hochohmige Ausgang bei einer Ausgangsfrequenz von 24 GHz leicht mit einer $\frac{\lambda}{4}$ Leitung an 50Ω angepasst werden. Diese ist genügend kurz um problemlos auf dem Chip in CPW Technologie realisiert werden zu können. Das Chipfoto ist in Abbildung 4.16(b) wiedergegeben. Die hochohmige Transformationsleitung ist deutlich auf der rechten Seite erkennbar. Der Chip weist eine Gesamtgröße von $1.5 \times 1.8 \text{ mm}^2$ auf.

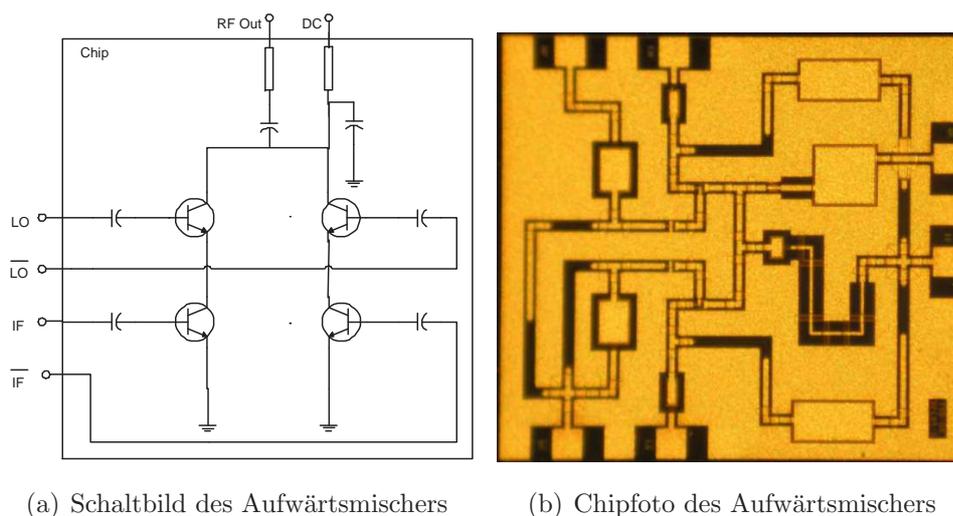


Abbildung 4.16. Schaltung

Der schon für die Abwärtsmischung verwendete Oszillator soll grundsätzlich auch für die Aufwärtsmischung zur Verfügung stehen. Er leistet 4 dBm

Ausgangsleistung bei 22 GHz. Wird dieses Signal über einen 3 dB Hybrid in ein balanciertes Signal transformiert, so steht eine balancierte LO Leistung von 1 dBm zur Verfügung. Die präsentierte Schaltung arbeitet mit dieser LO Leistung zufriedenstellend.

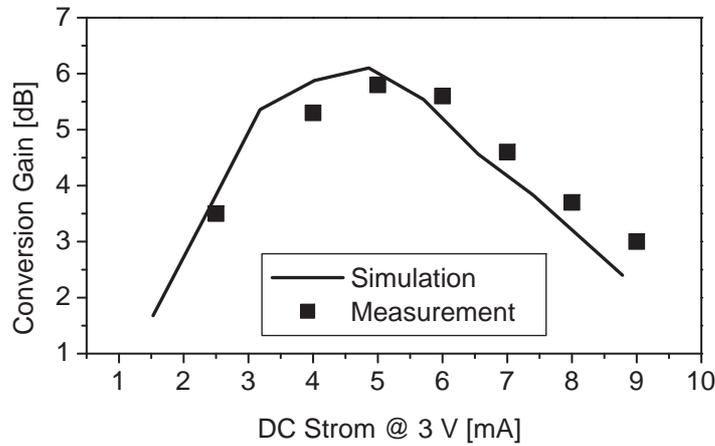


Abbildung 4.17. Conversion Gain versus DC Strom, Messung und Simulation, $P_{ZF} = -40$ dBm, $f_{ZF} = 2$ GHz, $P_{LO} = 1$ dBm, $f_{LO} = 22$ GHz

Abbildung 4.17 zeigt den Conversion Gain der Schaltung in Abhängigkeit des DC Stromes, der bei einer 3 V Versorgung fließt. Die angelegte Eingangsleistung beträgt -40 dBm bei einer Frequenz von 2 GHz. Der Maximale Conversion Gain kann bei einem Arbeitspunkt von 5 mA erreicht werden. Dieser Arbeitspunkt kann als der optimale Kompromiss zwischen Conversion Gain und aufgenommener DC Leistung angesehen werden. Bis zu einem Strom von 2 mA arbeitet der Mischer wie erwartet. Ein Conversion Gain von 3 dB steht dann noch zur Verfügung. Dieser Arbeitspunkt ist für Anwendungen interessant, bei denen eine hohe Sendeleistung nicht benötigt wird und noch mehr Wert auf Energieeffizienz gelegt wird. Dies kann zum Beispiel bei kurzen Abständen der Kommunikationsknoten oder bei Antennen mit sehr hohem Gewinn der Fall sein. Ein weiteres Szenario für den Betrieb in diesem Arbeitspunkt ist ein Transmitter, bei dem ein Power Amplifier unvermeidbar ist. In diesem Fall ist ein höherer Wirkungsgrad im Verstärker wahrscheinlicher als im Mischer. Wird in solch einem Szenario im Mischer der Arbeitspunkt mit 8 mW weniger Leistungsaufnahme gewählt, kann die Verstärkung des PA erhöht werden, ohne die Leistungsaufnahme des Gesamtsystems zu erhöhen.

Abbildung 4.18 zeigt die Mischerperformance für zwei verschiedene Arbeitspunkte. Die Ausgangsfrequenz ist dabei 24 GHz, die Frequenz des Oszil-

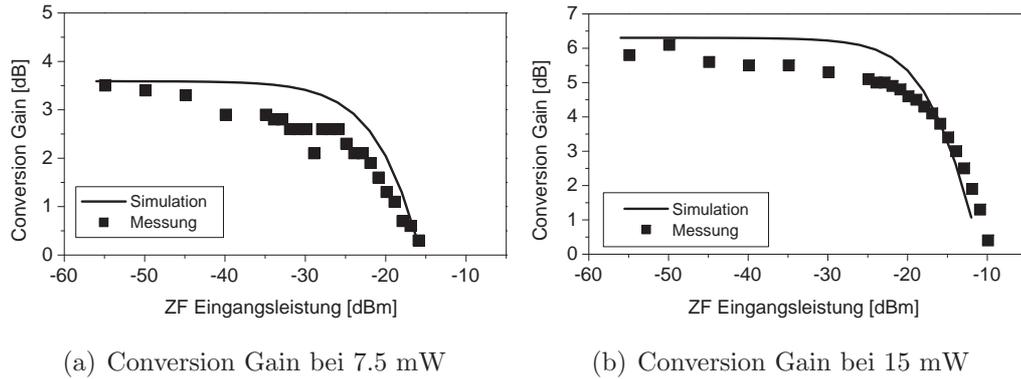


Abbildung 4.18. Conversion Gain versus Eingangsleistung, Messung und Simulation, $f_{RF} = 24$ GHz, $f_{LO} = 22$ GHz, $P_{LO} = 1$ dBm

lators 22 GHz. Das Oszillatorsignal wird als balanciertes Signal mit einer Leistung von 1 dBm angelegt. Die Schaltung wird mit einer 3 V Quelle versorgt. Die geringstmögliche DC Leistungsaufnahme der Schaltung beträgt 7.5 mW. Der Conversion Gain bei dieser geringen Leistung beträgt immer noch 3.5 dB. Ein aktiver Mischer, der bei so geringer Leistungsaufnahme einen deutlichen Conversion Gain aufweist, kann als beispielhaft bezeichnet werden. Die 1 dB Kompression wird bei einer Eingangsleistung von -25 dBm erreicht. Messungen und Simulation sind in guter Übereinstimmung. Abbildung 4.18(b) zeigt das Verhalten bei einer Leistungsaufnahme von 15 mW. Alle weiteren Parameter bleiben unverändert. Dies kann als der optimale Arbeitspunkt des Mixers bezeichnet werden, das heisst, der optimale Kompromiss zwischen DC Leistungsaufnahme und erreichbarem Conversion Gain. Dieser beträgt 5.8 dB. Die 1 dB Kompression wird bei -21 dBm Eingangsleistung erreicht. Die Verbesserung der Linearität sowie des Gewinns bei der Erhöhung der DC Leistung liegt im Rahmen der Erwartungen. Generell kann eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung festgestellt werden.

Abbildung 4.19 zeigt den Frequenzgang der Schaltung. Die Messergebnisse für DC Leistungen von 7.5 mW und 15 mW wurden aufgetragen. Da sowohl der LO Eingang als auch das ZF Eingangssignal breitbandig angepasst sind, wird die Frequenzselektivität hauptsächlich durch die Ausgangsanpassung bei 24 GHz bestimmt. Die verwendete CPW Leitung zur Anpassung ist aber relativ breitbandig. Bei einem Frequenzoffset von ± 0.5 GHz beträgt die Reduktion des Conversion Gains deutlich unter 2 dB.

Das Verhalten gegenüber schwankenden Batteriespannungen ist in Abbildung 4.20 dargestellt. Die Messung zeigt annähernd konstante Performan-

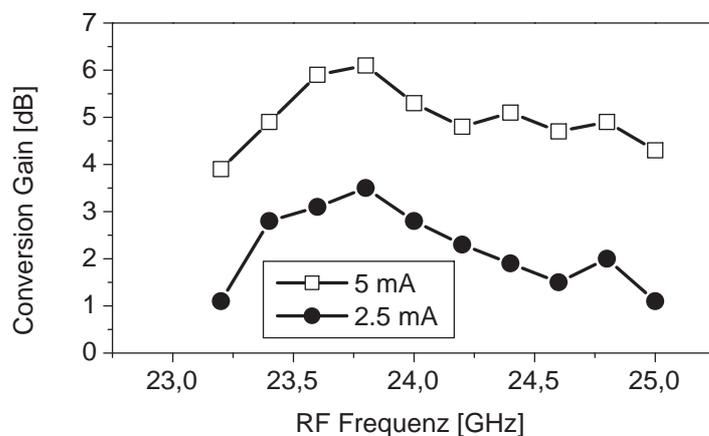


Abbildung 4.19. Conversion Gain versus RF Frequenz, Messung, $P_{ZF} = -40$ dBm, $P_{LO} = 1$ dBm, $f_{LO} = 22$ GHz

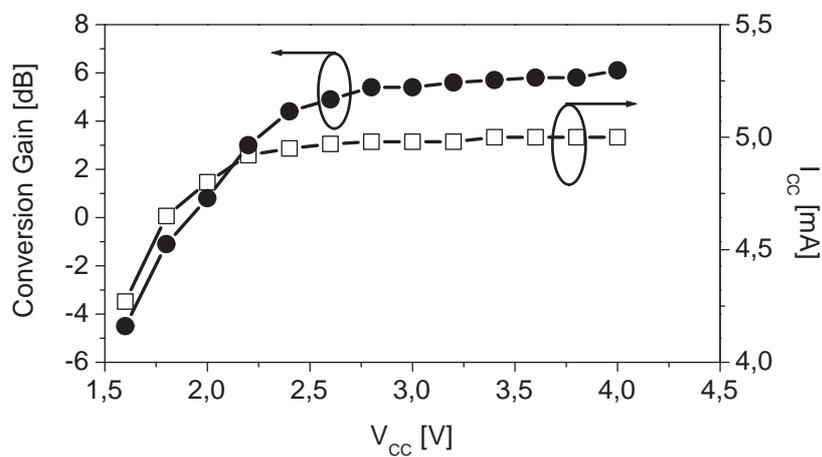


Abbildung 4.20. Gemessener Conversion Gain versus DC Spannung (linke Achse), DC Strom versus DC Spannung (rechte Achse), $P_{ZF} = -40$ dBm, $f_{ZF} = 2$ GHz, $P_{LO} = 1$ dBm, $f_{LO} = 22$ GHz

ce der Schaltung bis zu einer Versorgungsspannung von 2.8 V. Damit kann die Funktionalität des Frontends auch bei allmählich nachlassender Batteriespannung sichergestellt werden. Wie bereits in 4.3 ausgeführt ist dies eine wichtige Anforderung an autarke Systeme. Ebenfalls dargestellt ist der Stromverbrauch über der angelegten Batteriespannung. Bis zu 2.2 V bleibt die DC Stromaufnahme unverändert.

Tabelle 4.2 zeigt den Vergleich der erreichten Resultate mit in der Literatur vorhandenen Mischern. Dabei zeigt der Vergleich Resultate von anderen Mischerarchitekturen, die in der gleichen Technologie realisiert wurden [101, 102], sowie von Schaltungen, die in einer anderen Technologie realisiert wurden. Natürlich hatten die Designer andere Rahmenbedingungen und deshalb andere Schwerpunkte beim Design gelegt. Der geeignetste Vergleich stellt wohl Guertre [103] dar, da dieser Mischer in einem vergleichbaren Frequenzbereich arbeitet. An dieser Stelle sei noch auf den Vergleich mit Wu [104] hingewiesen, der in einer relativ neuen Veröffentlichung auf der RFIC 2003 einen Mischer mit einer RF Frequenz von 1.9 GHz in GaAs HBT Technologie präsentiert. Trotz zehn mal höherer Frequenz zeigt der hier diskutierte Kaskodenmischer höheres Gain bei einem Sechstel DC Leistungsaufnahme (Arbeitspunkt bei 7.5 mW). Auf die schlechtere Linearität der Kaskodenarchitektur sei hingewiesen.

4.5. Zusammenschaltung Mischer und Oszillator

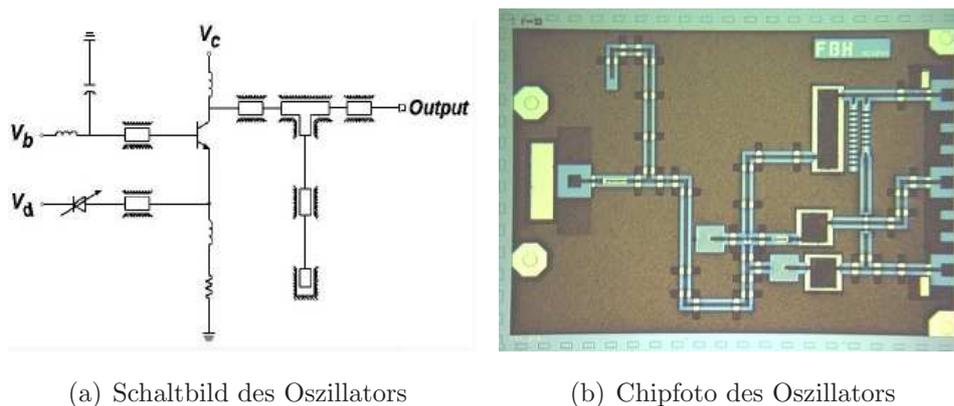
4.5.1. 24 GHz VCO

Der in Kapitel 5.1 vorgestellte Demonstrator benutzt als Sender einen modulierten VCO [106, 107]. Dieser wird beim Senden einer Eins eingeschalten. Wird eine Null gesendet, befindet sich der Oszillator im ausgeschalteten Zustand.

Um den Stromverbrauch des VCO so gering wie möglich zu halten, wurde eine Ein-Transistor Topologie mit serieller Rückkopplung ausgewählt. Eine resistive Rückkopplung wurde zugunsten eines höheren Wirkungsgrads vermieden. Die Resonanzfrequenz des Oszillators liegt im Bereich um 24 GHz und ist mittels einer Varaktordiode um 2,9 GHz (11.6 %) verstimmbar. Der Oszillator weist einen Wirkungsgrad von 17 % auf. Der Oszillator arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 2.5 V und einer DC Stromaufnahme von 7 mA. Bei dieser DC Leistung wird der maximale Wirkungsgrad erreicht.

Tabelle 4.2. Vergleich mit veröffentlichten Aufwärtsmischern

Tech.	Ausgangsfreq. [GHz]	Gain [dB]	P DC [mW]	LO/RF Iso. [dB]	P LO [dBm]	1 dB _{out} Komp. [dBm]	Ref.
GaAs HBT	30.1	2	n.a.	18	n.a.	n.a.	[103]
HEMT	14	2.5	n.a.	27	3	n.a.	[101]
GaAs HBT	1.9	2	45	n.a.	-3	ca. -8	[104]
SiGe HBT	1.6	23.5	245	n.a.	n.a.	n.a.	[102]
GaAs MESFET	1.9	-1.1	69	25.7	-6	-1.3	[105]
GaAs HBT	24	5.8	15	25	1	-21	Diese
		3.5	7.5	21		-25	Arbeit



(a) Schaltbild des Oszillators

(b) Chipfoto des Oszillators

Abbildung 4.21. Schaltung

Bei einer Versorgungsspannung von 1.5 V beginnt der Oszillator zu schwingen. Ein verlässlicher Betrieb ist ab 2 V möglich. Damit ist der Oszillator für Sensorknoten geeignet und erfüllt seine Funktion auch bei nachlassender Batteriekapazität und dementsprechenden Abfall der Versorgungsspannung.

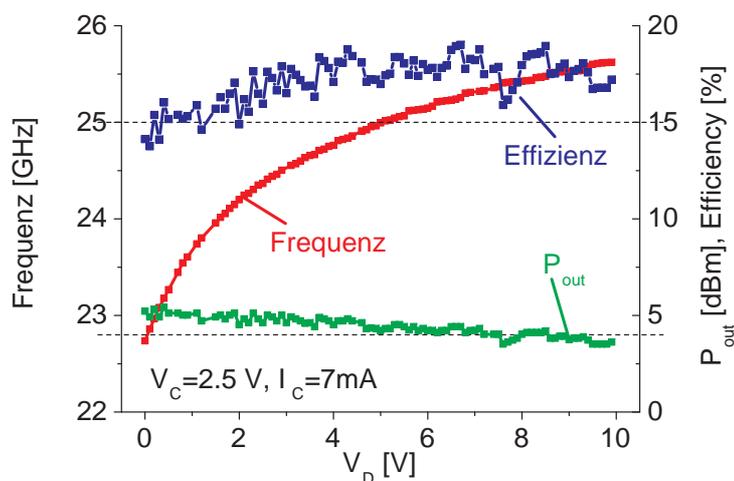


Abbildung 4.22. VCO Wirkungsgrad und Abstimmbereich

Abbildung 4.22 zeigt den Frequenzbereich, der mittels einer DC Spannung bis zu 10 V an der Varaktordiode abgedeckt werden kann. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass ein reales System im Rahmen von Sensornetzwerken auf 3 V ausgelegt ist (vgl. Kapitel 5). Der verstellbare Frequenzbereich ist dann deutlich eingeschränkt und liegt bei ca. 1.5 GHz. Dieser ist jedoch ausreichend, um die durch Prozesstoleranzen hervorgerufene Verstimmung des Oszillators zu kompensieren. Der Wirkungsgrad unterliegt über diesen

Bereich unregelmässigen Schwankungen, bleibt jedoch weitestgehend konstant. Die maximale Ausgangsleistung nimmt mit erhöhter Varaktorspannung etwas ab. Im interessanten Bereich zwischen $0\text{ V} \dots V_D \dots 3\text{ V}$ gibt der Oszillator eine Ausgangsleistung von 5 dBm ab. Diese ist für den Einsatz als Sender (Kapitel 5.1) und für den Empfänger in Zusammenschaltung mit dem vorgestellten Mischer (Kapitel 4.3) ausreichend.

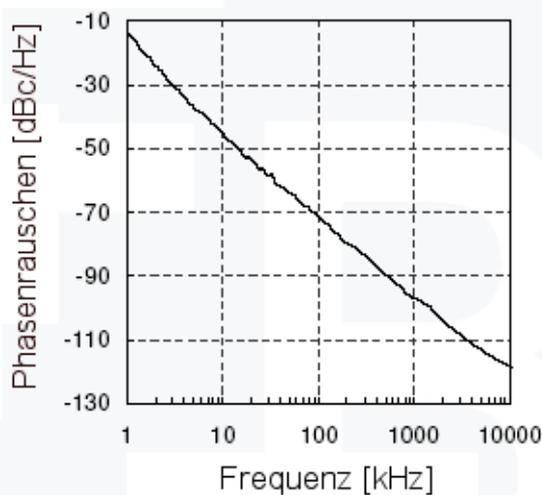


Abbildung 4.23. Phasenrauschen des VCO bei 17.5 mW

Das Phasenrauschen des Oszillators ist in Abbildung 4.23 dargestellt. Bei 100 kHz beträgt es -72 dBc/Hz.

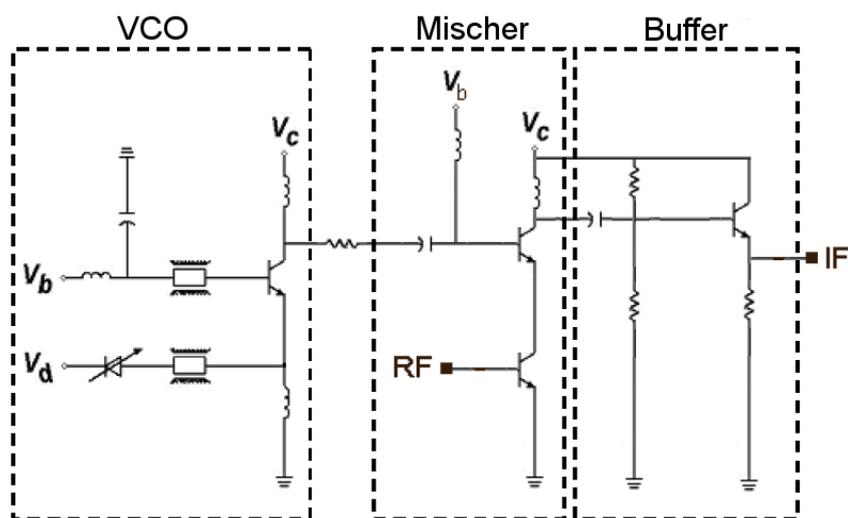
4.5.2. 12 GHz VCO mit Frequenzverdoppler

Alternativ zu einem 24 GHz VCO ist auch ein 12 GHz Oszillator denkbar, dessen Ausgangssignal mittels eines Frequenzverdopplers auf 24 GHz erhöht wird [108]. Ein Frequenzverdoppler kann in dieser Technologie mit 13 mW realisiert werden. Die erreichbare Ausgangsleistung beträgt 0 dBm, ein Gewinn von 3 dB lässt sich damit erzielen. Damit ist diese Anordnung nicht per se energieeffizienter als ein 24 GHz Oszillator.

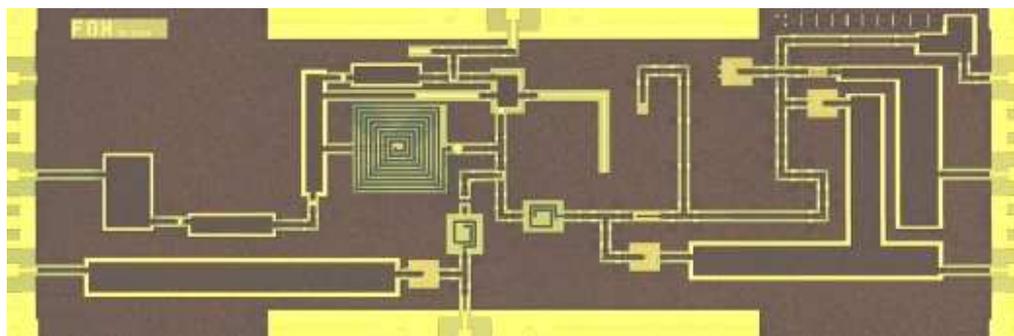
Zieht mal allerdings ein komplizierteres Modulationsverfahren als den Direktempfänger in betracht, bei dem der Oszillator nachgeführt werden muss, so bietet aufgrund der verlustbehafteten Teilerstufen [107] eine Signalgeneration bei 12 GHz mit anschliessender Verdopplung weiteres Einsparpotential bei der Verlustleistung. Der Verdoppler hat eine halb so grosse DC Verlustleistung im Vergleich zum Teiler (25 mW). Allerdings ist aufgrund der

generellen Anforderungen an Sensor-Netzwerke ein freilaufender Oszillator wie bei dem Direktempfänger (Kapitel 5.1) anzustreben.

4.5.3. Zusammenschaltung Mischer und Oszillator



(a) Schaltbild der Zusammenschaltung VCO-Mischer



(b) Chipfoto der Zusammenschaltung VCO-Mischer, Chipgröße $4.3 \times 1.5 \text{ mm}^2$

Abbildung 4.24. Schaltung

Zur Demonstration eines komplett integrierten Sensorsystems (Kapitel 5.2) wurde der in Kapitel 4.3 analysierte Abwärtsmischer mit dem Oszillator (Kapitel 4.5.1) zusammenschaltet [109].

Der Oszillator wurde dabei so verändert, dass er eine Ausgangsfrequenz von 18.3 GHz bis 22.6 GHz aufweist. Das Eingangssignal liegt bei 24.125 GHz und wird auf eine Zwischenfrequenz von 2.4 GHz gemischt.

Abbildung 4.24(a) zeigt das Ersatzschaltbild des Empfängers. Wie dargestellt sind die Arbeitspunkte der tatsächlich realisierten Schaltung von aussen veränderbar. Dies dient insbesondere Testzwecken. Ein Foto eines realisierten MMICs ist in Abbildung 4.24(b) zu sehen. Die Chipfläche beträgt 6.45 mm^2 .

Jeder Chip, der in die Sektorantenne des Demonstrators eingebaut wird, muss diese Grösse aufweisen, um die Antenne nicht zu verstimmen.

Sowohl HF als auch DC Anschlüsse sind bei diesem Layout zum Messen mit HF-Messspitzen bzw. DC Messköpfen ausgelegt und können ebenfalls mittels Flip-Chip Technologie aufgebaut werden. Jede Schaltung, die im Demonstrator in der Sektorantenne aufgebaut wird, kann so im Voraus charakterisiert werden. Dies ist insbesondere zur Bestimmung der Antennencharakteristik und der Verstimmung durch den MMIC notwendig.

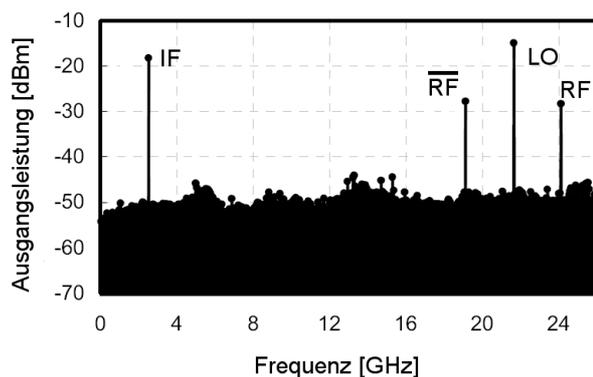


Abbildung 4.25. Ausgangsspektrum (ZF) des Empfängers (VCO-Mischer)

Abbildung 4.25 zeigt das Ausgangsspektrum der Empfängerschaltung. Dabei wurde ein Eingangssignal von 24.125 GHz mit einer Leistung von -30 dB angelegt. Das Ausgangssignal ist 12 dB höher. Es ist deutlich die entstehende Spiegelfrequenz \overline{RF} des Eingangssignals im Spektrum zu sehen. Ebenfalls fällt der Starke LO Durchschlag auf. Die LO-IF Isolation des Mixers ist in dieser Version geringer als die vorgestellte Schaltung in Kapitel 4.3. Die niedrigere Isolation entsteht als Nebeneffekt eines breitbandigeren Schaltungsdesigns. Konkret wird die Versorgungsspannung nicht über einen LC-Parallelschwingkreis zugeführt sondern ausschliesslich über eine Spule. Dies führt auch dazu, dass das angelegte Eingangssignal über den Mischer verstärkt wird. Für Testzwecke und zur Sicherstellung des Matchings zwischen Antenne und MMIC sowie zwischen MMIC und Basisband ist ein breitbandiges Schaltungsdesign besser geeignet. Durch den grossen Abstand zwischen LO-RF Signalen und dem IF Signal beeinflussen die am Ausgang anliegenden Störsignale die nachfolgende Signalverarbeitung nicht.

Abbildung 4.26 zeigt die Ausgangsleistung bei 2.4 GHz als Funktion der Eingangsleistung bei 24.125 GHz. Ebenfalls wird das Verhältnis der beiden

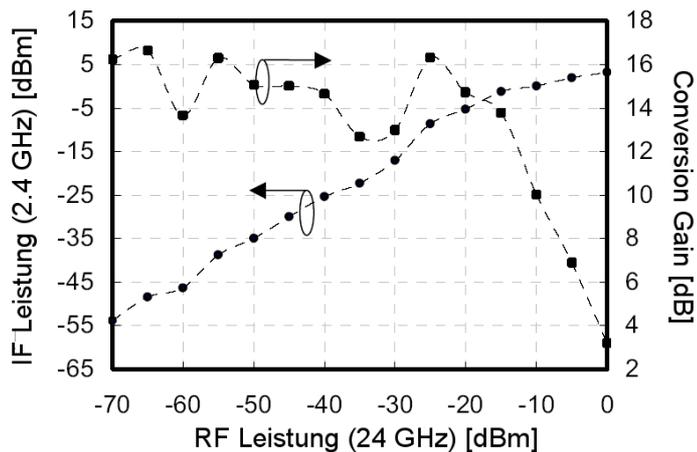


Abbildung 4.26. Conversion Gain, IF Leistung versus RF Leistung des Empfängers (VCO-Mischer)

Leistungen als Conversion Gain über der Eingangsleistung dargestellt. Der Gain liegt im Bereich $15 \pm 2 \text{ dBm}$. Damit erreicht die Zusammenschaltung zwischen Mischer und VCO die gleichen Performancedaten wie der Mischer selbst. Die 1 dB Kompression wird bei -15 dBm Eingangsleistung erreicht. Die Empfindlichkeit geht über -70 dBm hinaus. Eine wichtige Anforderung von Systemen mit kleinen Leistungspegeln ist damit erfüllt.

Kapitel 5

Demonstratoren

Anhand zweier Demonstratoren wird die grundsätzliche Funktionsweise eines integrierten 24 GHz Front-Ends gezeigt. Dabei sollen sowohl praktische Realisierungsverfahren demonstriert als auch die Nützlichkeit und die Zielorientiertheit der vorher gezeigten Ergebnisse untermauert werden.

Tabelle 5.1. Vergleich der beiden Demonstratorkonzepte

Konzept	Direktempfänger	Heterodyne-Empfänger
Funktion	Temperatur- und Luftfeuchtigkeitübertragung	Videübertragung
Frequenzumsetzung	24.125 GHz \Rightarrow Basisband	24.125 GHz \Rightarrow 2.4 GHz
Gesamtgrösse	1.0 x 1.0 x 1.0 cm^3 inkl. Batterie	1.2 x 1.2 x 0.3 cm^3 ohne Batterie
Modulationsverfahren	OOK	FSK
Datenrate	2.4 kbps	3 MHz Bandbreite
Stromverbrauch Sende / Empfangsfall	7 mA / 23 mA	25 mA / 30 mA
Sromversorgung	2 x 1.5 V (70 mAh)	9 V (600 mAh)
Batterielebensdauer	mehrere Stunden	mehrere Stunden
Technologien	GaAs MMIC, Flip Chip, Multilayer PCB , Silver Epoxy Glueing	GaAs MMIC, Flip Chip, Multilayer PCB PCB Flip Chip

Beide Demonstratoren stehen unter der Vorgabe der Miniaturisierungsanforderungen der AVM Projekts. Diesen Anforderungen konnte nachgekommen werden. Der Direktempfänger erfüllt mit einer Kantenlänge von 1 cm^3 für den kompletten HF Teil inklusive Batterie und Antenne ambitionierte Vorgaben. Die Schaltungen zur Basisbandverarbeitung, die ein eGrain ebenfalls noch enthalten muss, stellen hinsichtlich Miniaturisierung keine wesentliche Herausforderung mehr da. Der Heterodyneempfänger ist mit einem Vo-

lumen von 0.45 cm^3 exklusive Batterie ebenfalls richtungsweisend. In diesem Konzept können Schaltungen zur Mischung des 2.4 GHz Zwischenfrequenzsignals ins Basisband und zur Basisbandverarbeitung mit wenig zusätzlichem Platzbedarf realisiert werden.

5.1. Direktempfänger

Der Direktempfänger arbeitet nach einem Prinzip, das an die optische Kommunikation angelehnt ist. Gleichwohl wurde es bei der drahtlosen Kommunikation bisher kaum beachtet.

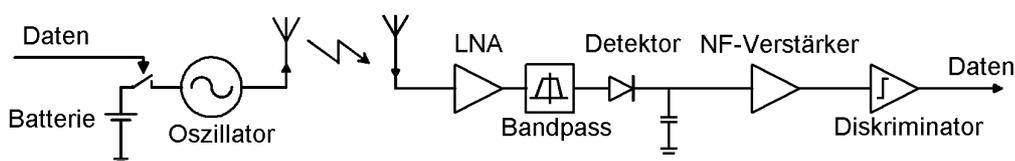


Abbildung 5.1. Direkt-Empfänger Konzept

Der Sender besteht aus einem Oszillator (Kapitel 4.5.1), der aufgrund des Datenstroms ein- und ausgeschaltet wird. Das Datensignal moduliert die Versorgungsspannung des Oszillators. Die Datenrate bei 24 GHz soll nicht mehr als 2.4 kbps betragen. Daraus ergeben sich mehr als eine Million Schwingungsperioden des Oszillators pro Bit. Das Einschwingverhalten des Oszillators kann deshalb vernachlässigt werden.

Das so modulierte 24 GHz Signal wird im Empfänger verstärkt. Dabei handelt es sich um den in Kapitel 3.2 vorgestellten zweistufigen Verstärker. Bei geringer Rauschzahl bietet er eine ausreichende Verstärkung mit beachtlich geringem Stromverbrauch. Durch die Anwendung handelt es sich im typischen Sinne nicht um einen ausschliesslich auf die Rauschzahl optimierten LNA.

Der Bandpassfilter, der als dielektrischer Resonator realisiert werden kann, könnte optional in die Empfängerkette aufgenommen werden. Allerdings verschlingt die Realisierung viel Fläche (ca. 0.6 mm^2). Schon aus diesem Grund ist ein Verzicht auf das Filter wünschenswert. Trotz dass das Feld durch das hohe ϵ_r (≈ 30) des Resonatormaterials stark im Resonator selbst konzentriert wird, entsteht ein nicht zu vernachlässigendes Streufeld in der Nähe eines dielektrischen Bandpassfilters. Die durch den Resonator verursachten Streufelder beim LNA und Gleichrichterdesign einzubeziehen

und die Schaltungen so anzupassen, dass sie erst durch Verstimmung durch den Resonator den gewünschten Frequenzbereich abdecken, ist in der Praxis kaum realisierbar. Ein rekursives Design wäre erforderlich, durch welches iterativ Verstärker, Gleichrichter und das zugrundegelegte Boarddesign angepasst werden müssten. Streueffekte, die durch das Bonden des Verstärkers, durch das Kleben der Gleichrichterdiode und durch die Halbleiter- und PCB-Prozesse selbst entstehen, könnten nicht einbezogen werden und würden auch ein rekursives Design nahezu unmöglich machen.

Aus diesen Gründen müssten in einem Aufbau mit dielektrischem Resonator der LNA und die Gleichrichterdiode in einem nicht unerheblichen Abstand zum Resonator angebracht werden. Dies sollte aufgrund von Miniatürisierungsüberlegungen vermieden werden.

Der Verstärker selbst bietet eine, wenn auch moderate Bandbegrenzung, die Antennencharakteristik ist ebenfalls schmalbandig. Unerwünschte Störsignale in angrenzenden Bändern werden dadurch ohnehin schon stark gedämpft. Da das Übertragungsverfahren nur eine Trägerfrequenz nutzt, ist keine Bandselektion notwendig, wie sie z.B. bei GSM erforderlich ist. Allerdings kann mit einem dielektrischen Resonator die Bandbreite des Empfängers auf einige 100 MHz begrenzt werden, was sich insbesondere auf das Rauschverhalten positiv auswirkt.

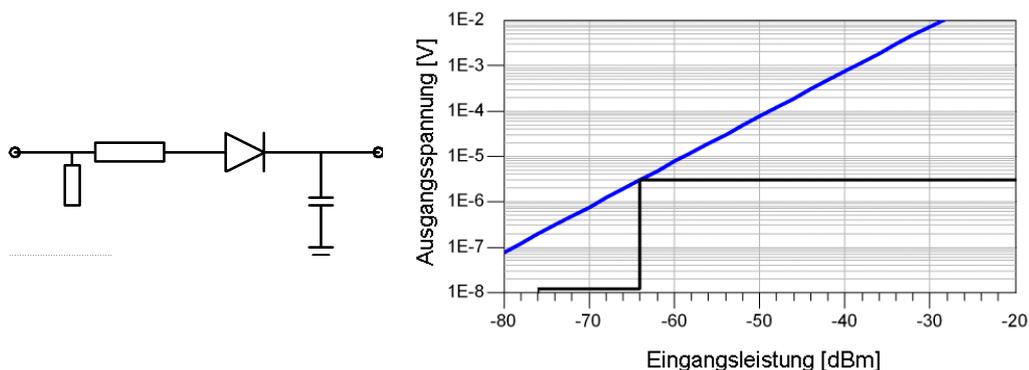
Der im Folgenden vorgestellte Direktempfänger wurde ohne Bandpassfilter realisiert.

Gleichrichterdiode

Das Eingangssignal wird nach der Verstärkung mit einer Hochfrequenzdiode gleichgerichtet. Die Auswahl und der Aufbau der Diode bestimmt in höchstem Masse die Empfindlichkeit des Empfängers. Zum funktionalen Nachweis wurde der Empfänger hybrid aufgebaut.

Eine Integration von Verstärker und Gleichrichter auf dem gleichen MMIC würde die erheblichen Verluste der Verbindungstechnik vermeiden können, allerdings sind Dioden selbst auf guten Halbleiterprozessen von ihren Eigenschaften her für Gleichrichter schlecht geeignet. Auf den meisten Halbleiterprozessen werden zudem keine Schottky Dioden zur Verfügung gestellt.

Abbildung 5.2(a) zeigt die schematische Darstellung des Gleichrichters. Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass die einfachste Version mit nur einer Diode die effizienteste ist. Gleichrichterschaltungen mit zwei Dioden, die sowohl den negativen als auch den positiven Teil der Sinuswelle gleich-



(a) Schematische Darstellung des Gleichrichters (b) Spannungshub am Ausgang des Gleichrichters in Abhängigkeit der Eingangsleistung

Abbildung 5.2. 24 GHz Detektor

richten und addieren, erweisen sich aufgrund der hohen Verluste bei dieser Frequenz insgesamt als nachteilig. Dies ist selbst dann der Fall, wenn ein in ein einziges Gehäuse integriertes Diodenpaar verwendet wird. Ebenso ist mit einer Brückenschaltung kein höherer Spannungshub zu erreichen.

Abbildung 5.2(b) zeigt die Simulationsdaten der Gleichrichterschaltung. Ebenfalls gibt die Zeichnung einen Überblick über die Signalpegel. Bei einer Sendeleistung von 0 dBm wird bei am Verstärker ein Signalpegel von -76 dBm erwartet. Der Antennengewinn ist dabei berücksichtigt. Der Verstärker hat einen Gewinn von 12 dB, sodass am Detektor ein Signalpegel von -64 dBm vorhanden ist. Die Abschätzung ist eher konservativ gehalten, eventuelle Verluste bei der Aufbautechnik können so abgedeckt werden.

Es wurde eine Agilent HSCH 9161 [52] Beam Lead Diode verwendet. Die Anschlüsse, welche direkt an den Siliziumkern der Diode angeschlossen sind und nicht länger als 230 μm sind, können mittels Bonding oder Kleben [53, 54, 55] auf der Platine befestigt werden. Diese Aufbauverfahren bieten kleinste Verluste. Parasitäre Kapazitäten, die durch das Gehäuse bei allen SMD Dioden auftreten, werden nicht in die Schaltung eingebracht. Diese Kapazitäten befinden sich in einer Größenordnung, die die Funktionalität des Gleichrichters in Frage stellen würde.

Für den Demonstrator wurden verschiedene Schottky-Dioden analysiert. Tabelle 5.2 zeigt die bestimmenden Parameter der einzelnen Dioden. Zur Berechnung des entsprechenden Gleichrichterverhaltens wurde jedoch ein vollständiges Spice-Modell verwendet. Dabei wurde jeweils nach der besten hochohmigen Anpassschaltung optimiert. Das heisst, die Möglichkeiten bzw.

Tabelle 5.2. Detektordioden

Hersteller	Modell	Typ	Aufbautechnik	I_S [A]	n	R_S [Ω]	C_j [pF]
Agilent ^a	HSCH 9161	Zero Bias	Beam Lead	$1.2 \cdot 10^{-5}$	1.2	50	0.03
Agilent	HSMS 2850	Zero Bias	LGA	$3 \cdot 10^{-6}$	1.06	25	0.17
Agilent	HSMS 8101	Schottky	LGA	$9 \cdot 10^{-8}$	1.08	4	0.23
Agilent	HSCH 3486	Zero Bias	LGA	$5 \cdot 10^{-6}$	1.08	50	0.1
Skyworks	DMK 2783-000	Schottky	Flip-Chip	$5 \cdot 10^{-12}$	1.05	4	0.05
Skyworks	SMS 1546	Schottky	LGA	$3 \cdot 10^{-7}$	1.04	4	0.38
Skyworks	SMS 7621	Schottky	LGA	$4 \cdot 10^{-8}$	1.05	12	0.1
Skyworks	SMS 7630	Zero Bias	LGA	$5 \cdot 10^{-6}$	1.05	20	0.14

^a Heute firmiert die Halbleitersparte von Agilent unter Avago Technologies

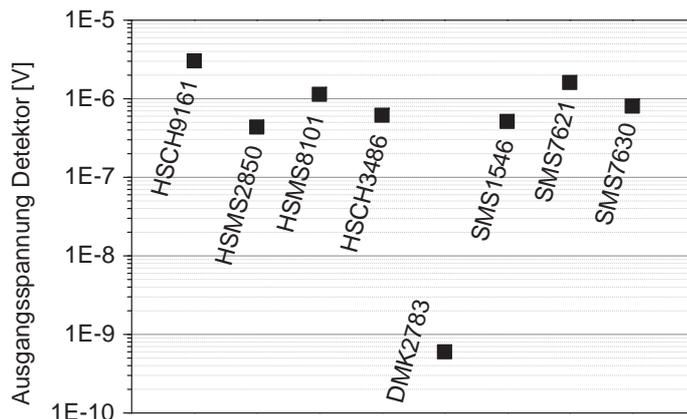


Abbildung 5.3. Spannungshub des Detektors mit verschiedenen Gleichrichterdioden, Eingangsleistung jeweils -64 dBm

Schwierigkeiten der Anpassung der einzelnen Dioden an den Verstärkerausgang ist berücksichtigt. Verluste in den Anpassschaltungen wurden in den Simulationen berücksichtigt. Abbildung 5.3 zeigt den jeweiligen Spannungshub des Detektors in logarithmischem Massstab. Die am Detektor anliegende Signalleistung ist -64 dbm. Diese Grösse ist ausschlaggebend für die Diodenauswahl.

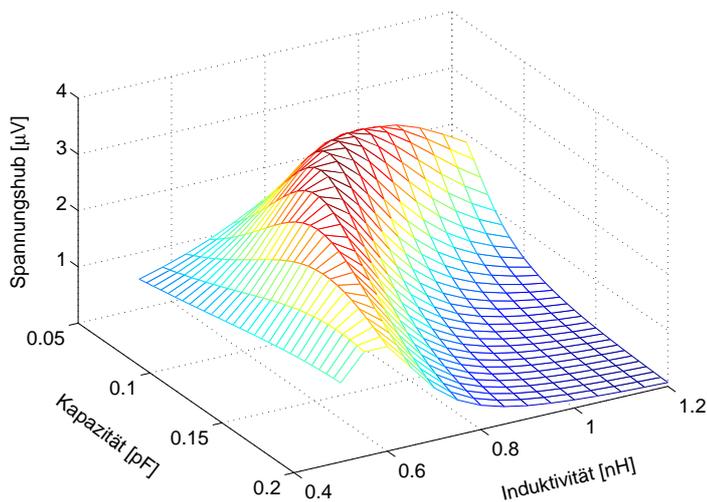


Abbildung 5.4. Spannungshub des Detektors in Abhängigkeit von der Anpassschaltung

Abbildung 5.4 zeigt die zu erwartende Spannung in Abhängigkeit der Anpassselemente für den Detektor mit einer HSCH 9161 Gleichrichterdiode. Die

offene Stichleitung am Eingang des Detektors (Abbildung 5.2(a)) verhält sich wie eine kleine Kapazität. Auf einem PCB Board mit 100 μm Genauigkeit sind Kapazitäten mit einer Genauigkeit von 10 fF prozesssicher herzustellen. Die Zuleitung ergibt die entsprechende Induktivität. Durch diese Anordnung ergibt sich viel Flexibilität bei der Anpassschaltung. Jede der untersuchten Dioden kann bei 24 GHz gut angepasst werden. Die vorgestellten Performanceunterschiede sind nur auf die Diodeneigenschaften selbst zurückzuführen, nicht auf die Verluste, die sich durch Fehlanpassung ergeben. Der zu erwartende Spannungshub am Ausgang des Detektors ist als Funktion der Kapazität der Stichleitung und der Induktivität der Verbindungsleitung dargestellt. Bei der Diodenauswahl ebenfalls zu berücksichtigen ist ein relativ breites Maximum, so dass kleinere Abweichungen beim Fertigungsprozess und durch Randeffekte toleriert werden können. Die Simulation für HSCH 9161 (Abbildung 5.4) ergibt ein etwas schmaleres Spannungsmaximum als bei der SMS 7621. Durch die insgesamt höhere Detektorspannung bei der HSCH 9161 ist selbst bei stärkerer Abweichung vom Maximalwert der resultierende Spannungshub grösser als bei der SMS 7621 oder jeder anderen untersuchten Diode. Des Weiteren sind Toleranzen bei der Genauigkeit des PCB Prozesses so gering, dass die Diode prozesssicher angepasst werden kann. Allerdings ist zu beachten, dass durch den Klebprozess weitere parasitären Elemente ergeben können. Diese hängen vor allem von der Lage der Diode in der Horizontalen und von der durch den Kleber verursachten Streuung der vertikalen Lage ab. Diese Effekte sind kaum quantifizierbar und sind nicht berücksichtigt. Sie werden sich aber durch eine relativ dünne Klebschicht in Grenzen halten.

Aufbautechnik

Der vorgestellte Demonstrator hat hohe Ansprüche an die zu verwendende Aufbautechnik. Neben der Flip Chip Technologie, die in industriellen Fertigungsprozessen gut beherrscht werden kann, trotzdem aber zu hohe Kosten verursacht, stellt besonders das Kleben der Beam-Lead Gleichrichterdiode für die Massenfertigung ein Hindernis dar. Die Dioden sind sehr empfindlich, der Klebevorgang ist nur schwer reproduzierbar. Die Leitfähigkeit jeder Klebestelle müsste einzeln überprüft werden. Desweiteren sind die Hochleistungsdioden selbst ebenfalls sehr teuer. Wie gezeigt, könnten sie in einem Massenprodukt durch die Skyworks SMS 7621 oder die Agilent HSMS 8101 ersetzt werden. Diese Dioden sind durch Löten einfach, kostengünstig und

prozesssicher anzubringen. Die Ausgangsspannung würde auf die Hälfte bis zu einem Drittel absinken (Abbildung 5.3). Die korrekte Datenübertragung könnte aber auch mit dieser Anordnung gewährleistet werden. Die Empfindlichkeit sinkt je nach Ausführung um drei bis fünf dB.

Aus diesem Grund ist für eGrains eine Integration des Verstärkers und des Gleichrichters zum Beispiel auf einem BiCMOS Prozess anzustreben. Viele dieser Prozesse bieten Schottky Dioden an [110]. Dadurch werden die relativ schlechten Hochfrequenzübergänge vom Verstärker auf das PCB Board und zur Diode vermieden. Die Impedanzanpassung zwischen Verstärker und Gleichrichter kann ebenfalls leichter hochohmig auf dem Chip realisiert als auf dem PCB Board werden. Allerdings sind die parasitären Verluste der Dioden grösser als bei den vorgestellten hybriden Lösungen.

Ein weiteres kritisches Element des Demonstrator im Bezug auf die Aufbautechnik ist das dielektrische Filter. Die Resonatorperle muss dabei exakt zwischen zwei leerlaufenden Leitungen verklebt werden. Jegliche geometrische Abweichung führt zu einer erheblichen Verstimmung. Bei einer vollständigen Integration des Verstärkers und Gleichrichters auf einem Chip kann dazwischen kein Resonator realisiert werden. Das Anordnen des BPF vor dem Verstärkereingang führt zu einer Verschlechterung der Empfindlichkeit, da selbst ein sehr gutes Filter bis zu 3 dB Einfügedämpfung aufweist. Wenn möglich sollte aus diesen sowie aus den oben ausgeführten Geometrieüberlegungen heraus auf das Bandpassfilter verzichtet werden.

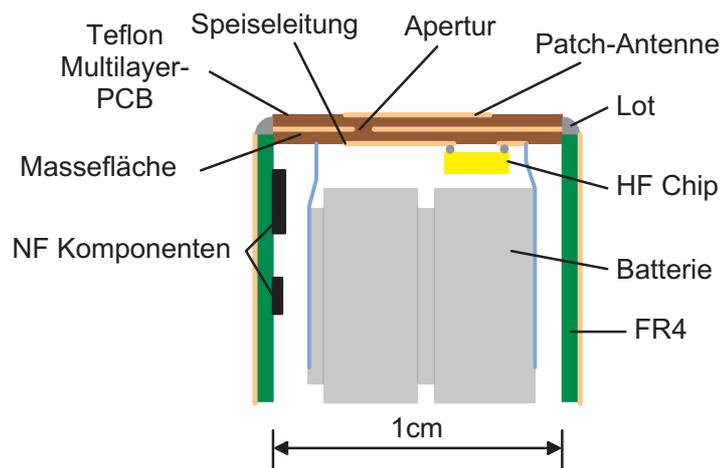


Abbildung 5.5. Schematische Darstellung des Demonstratorwürfels inklusive Batterien und Antenne

Abbildung 5.5 zeigt den schematischen Aufbau des Demonstrators. Auf der Multilayer PCB Platine befindet sich eine integrierte Patch Antenne, die

durch eine Aperture in der Massemetallisierung angeregt wird. Die Antenne macht sich die Massemetallisierungen der Seitenflächen zunutze, um eine geringfügig höhere Direktivität zu erreichen. Allerdings bedingt die Verbindung der Masseflächen der Seitenelemente mit der mittleren Metallisierungsebene des Multilayer PCB eine Seitenmetallisierung des Multilayer PCBs, die produktionstechnisch anspruchsvoll und teuer ist. Ein Verzicht wäre bei hochvolumiger Produktion zu rechtfertigen. Die selbe Aussage ist für das Teflonmaterial gültig, das als Antennensubstrat benutzt wird. Die Produktion der Multilayer Platine wird durch dieses Spezialsubstrat prozesstechnisch anspruchsvoll. Ebenfalls wird durch das wärmeempfindliche Teflon die Prozesssicherheit des Flip-Chip Aufbaus stark eingeschränkt. Andere Substratmaterialien beeinträchtigen die Effizienz der Antenne nur unerheblich.

Sowohl die Masseverbindungen der Seitenelemente als auch das Teflonmaterial erhöhen die Antennenperformance nur marginal [111]. In einer Massenproduktion können solche exotischen Produktionsverfahren aus Kostenüberlegungen nicht zum Einsatz kommen.

Die Rückseite der Multilayer Platine enthält den Verstärker und den Gleichrichter sowie die notwendige Beschaltung (Empfangsfall) bzw. den Oszillator (Sendefall). Die NF Elektronik wird auf den Seitenelementen angebracht. Die Stromversorgung wird über zwei 1.5 V Knopfzellen-Batterien (je 70 mAh) sichergestellt. Der Demonstrator hat eine Kantenlänge von 1 cm und liegt damit im Rahmen der ambitionierten AVM Spezifikationen.

Abbildung 5.6 zeigt das Foto eines "aufgeklappten" eGrains. Die Bodenplatte zeigt die Rückseite der Multilayer PCB Platine. Der MMIC und die Diode sind zur besseren Ansicht der Boardstrukturen noch nicht aufgebaut. Der Aufbau der Niederfrequenzelektronik ist auf der Seitenplatte zu sehen. Die rückseitige Platine zeigt die Batteriehalterung. Als Größenvergleich sind ebenfalls die Batterien auf dem Foto gezeigt. Sie sind klar die grössenbestimmenden Elemente des eGrains. Das Kabel dient zum Auslesen der empfangenen Daten zu Testzwecken und ist für die Funktionalität des eGrains nicht notwendig.

Die einzelnen Platinen können in einem automatisierten Prozess ebenfalls auf im Rahmen des AVM Projekts entwickelten Flex-Substraten [15] hergestellt werden. Die einzelnen Seitenflächen lassen sich so zusammenhängend herstellen, planar bestücken und anschliessend zu einem Würfel falten. Mit dieser Technologie ist eine hochvolumige und kostengünstige Produktion vorstellbar.

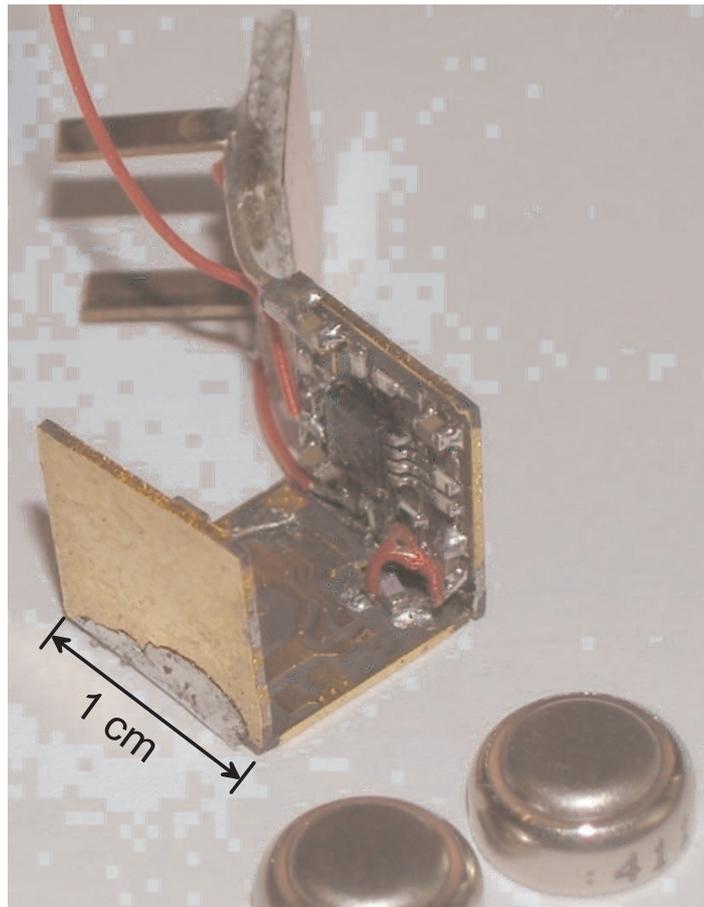


Abbildung 5.6. Schematische Darstellung des Demonstratorwürfels inklusive Batterien und Antenne

5.2. Heterodyn-Empfänger

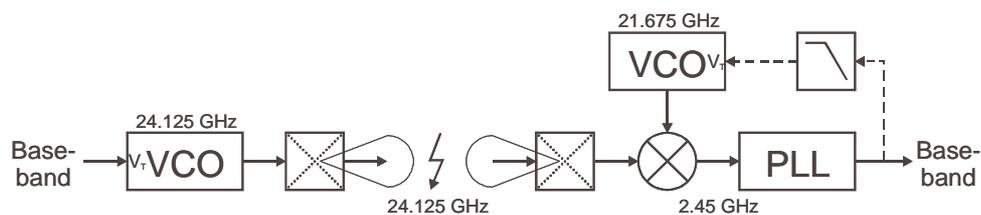
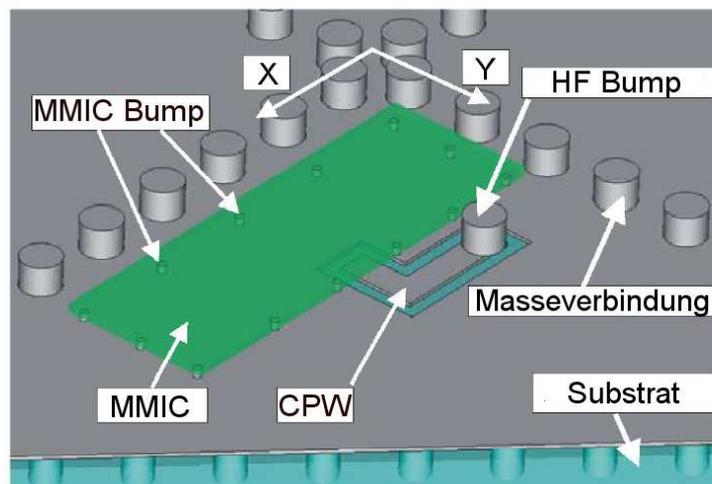
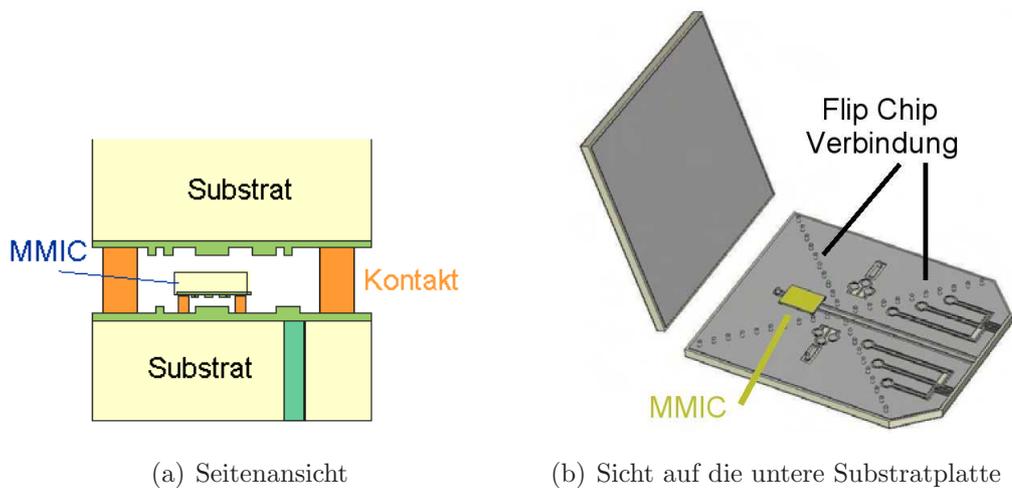


Abbildung 5.7. Heterodyn-Empfänger Konzept

Abbildung 5.7 zeigt die schematische Darstellung der Datenübertragung bei einem Heterodyne-Empfänger Konzept. Die verwendete Phasenmodulation ist sehr robust und einfach zu implementieren. Der Abstimmeneingang des VCO wird direkt mit dem Datensignal verbunden. Der Empfänger besteht aus einem energieoptimiertem Frond-End. Die Frequenzumsetzung des

Eingangssignals auf 2.45 GHz wird mittels der in Kapitel 4.5 vorgestellten Schaltung vorgenommen. Dieses Signal wird mittels eines Standardblock dekodiert. Mit diesem Empfänger werden anhand einer Videoübertragung drei konzeptionelle Ziele gezeigt:

- Datenübertragung bei 24 GHz im Bereich von einem Meter Reichweite
- Vollständige Integrierbarkeit des Front-Ends inklusive der Antenne in einem Würfel von 1 cm^3 Volumen
- Datenübertragung mit geringstem Energieaufwand



(c) Draufsicht, obere Substratplatte transparent

Abbildung 5.8. Schematische Darstellung der Antenne mit integriertem MMIC

Sowohl Sende als auch Empfangs-MMICs werden in eine Sektorhornantenne [112, 113] integriert. Sie wird in Flip-Chip Technologie hergestellt und besteht aus zwei Substraten, die mittels grosser Lotkugeln mechanisch verbunden sind. Die Lotkugeln sind in Reihen so angeordnet, dass sie laterale Massebegrenzungen ausbilden und so die Dimension und damit die Resonanzfrequenz der Antenne bestimmt. Abbildung 5.8(a) zeigt den Schnitt durch diesen Aufbau. Die MMICs (VCO für den Sendefall und Frequenzumsetzer für den Empfangsfall) werden mittels Flip-Chip Technologie auf die untere Leiterplatte montiert. Die obere Leiterplatte wird ebenfalls mittels Flip-Chip Technologie montiert. Die dafür verwendeten Lotkugeln haben einen grösseren Umfang, so dass sich der MMIC im Freiraum zwischen beiden Substraten befindet [114]. Dabei ist zu beachten, dass sich der MMIC im Resonanzkörper des Sektorhorns befindet und damit Einfluss auf die Resonanzfrequenz und auf die Charakteristik der Antenne haben kann. Innerhalb des Resonanzkörpers gibt es eine Region, in der ein Fremdkörper den geringsten Einfluss auf die Antennencharakteristik hat. In dieser Region sind die Chips montiert. Die Auswirkungen eines im Innern der Antenne angebrachten Chips können ebenfalls mittels EM Simulation abgeschätzt werden. Allerdings ist zu beachten, dass die komplizierte Struktur eines MMIC nicht im Detail berücksichtigt werden kann. Meistens wird eine Approximation verwendet, die auf der Substrathöhe und den Materialparametern des GaAs Substrats basiert. Da im Falle des Empfängers der MMIC eine Grösse von ca. $4.3 \times 1.5 \text{ mm}^2$ aufweist und bei 24 GHz die Viertel-Freiraumwellenlänge ($\frac{\lambda}{4}$) 3.13 mm beträgt, handelt es sich bei dem eingebauten MMIC um einen signifikanten Störfaktor. Aufgrund des Coplanar-Designs ist die Oberfläche des MMICs grösstenteils eine metallisierte Massefläche. Die Leitungsstrukturen weisen alle eine Gröszenordnung auf, die als nicht signifikant erachtet werden kann. Trotzdem sind zum Beispiel Spulen oder $\frac{\lambda}{4}$ Leitungen, selbst wenn sie auf dem Chip als gefaltete oder aufgewickelte Strukturen realisiert sind, Störfaktoren, die zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz beitragen oder ungewollte Signale in den Resonanzkörper einkoppeln können. Bei der elektromagnetischen Feldsimulation wird dieser Effekt nicht berücksichtigt.

In Abbildung 5.8(b) kann der Verlauf der Flip-Chip Kugeln nachvollzogen werden. Sie werden an das Massepotential gelegt und bilden in der reihenförmigen Anordnung einen Zaun von Massepunkten, der sich elektromagnetisch ähnlich verhält wie eine metallisierte Wand. Auf diese Weise wird die Begrenzung des Sektorhorns realisiert. Ein montierter Chip ist in einem Horn

ebenfalls gezeigt, die beiden seitlichen Flächen weisen die entsprechenden Pads für die Flip-Chip Montage eines MMICs auf. Abbildung 5.8(c) zeigt die gleiche Anordnung. Die obere Substratebene ist nicht dargestellt, sie liegt auf den Masseverbindungen und dem HF Bump auf. Diese Kontakte sind zylinderförmig gezeichnet. Das untere Substratmaterial ist blau dargestellt. Die Metallisierung des unteren Substrats bildet die graue Fläche. Bei der angedeuteten Koplantarleitung (CPW) erkennt man das Substratmaterial im Abstand zwischen Signalleitung und Massefläche. Die Leitung führt von der Hochfrequenzdurchkontaktierung (HF Bump) zum MMIC (grüne Fläche). Sowohl HF als auch Massekontakte des MMICs werden mittels Flip-Chip Technologie kontaktiert.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

Natürgemäß geht es bei einem wissenschaftlichen Vorprojekt, das im Rahmen dieser Arbeit dokumentiert wird, eher darum, Grenzen aufzuzeigen und Wege zu veranschaulichen, wie diese überwunden werden können, als für die Massenproduktion taugliche Lösungen zu präsentieren. Genau so soll diese Arbeit verstanden werden. Es wurden Ansätze gezeigt, wie mit herkömmlichen MMIC Prozessen durch spezielles Design Schaltungen und Systeme mit niedrigstem Energieverbrauch realisiert werden können. Die dazu vorhandene Literatur wurde ausführlich diskutiert. Dabei wurde auch aufgezeigt, dass bei dem Thema Sensor-Netzwerke noch viele Herausforderungen angegangen werden müssen.

Die zum Thema Sensor Netzwerke vorhandene Literatur wurde besprochen. Der grösste Teil widmet sich einzelnen Problemen der Schaltungstechnik, der Hardwareintegration oder setzt sich mit Netzwerken und deren Algorithmen auseinander. Jedoch ist die Entwicklung noch nicht so weit, dass komplette Systeme gezeigt werden können, die alle Fragen im Zusammenhang mit Sensornetzwerken adressieren. So gibt es Systeme, die funktionsfähige Netzwerke zeigen und hauptsächlich nachrichtentechnische Konzepte veranschaulichen. Diese sind oft hybrid aufgebaut, befinden sich im Frequenzbereich von einigen 100 MHz, maximal aber im unteren GHz Bereich. Dementsprechend gross sind die einzelnen Knoten. Sie taugen weder für die Massenfertigung noch sind sie "unsichtbar" bzw. klein genug um eine grosse Anzahl von Knoten verteilen zu können, ohne dass sie störend auffallen. Sicherlich ist eines der grössten ungelösten Probleme der Energieverbrauch, welches sowohl von Seiten der Batterieentwicklung als auch von Seiten des Stromverbrauchs der Schaltungen bzw. der Kommunikationsknoten angegangen werden muss. Es gibt zwar unterschiedliche Konzepte, Batterien effizienter zu gestalten als in bisher vorhandene Technologien. Dabei beschränkt man sich hauptsächlich darauf, von einer relativ unpraktischen zylindrischen Form wegzukommen

und in die Richtung einer quaderförmigen, eventuell im Substratmaterial integrierten Batterie zu gelangen. Die physikalischen Beschränkungen des chemischen Prozesses und die damit vorhandene Leistung pro Volumeneinheit bleiben aber erhalten. Deshalb ist es in jedem Fall unumgänglich, effizientere Kommunikationssysteme zu entwickeln, die sich selbst abschalten und bei Bedarf wieder anschalten und die aufgrund von intelligentem Chipdesign verlustleistungsärmer sind. Diese Ansätze versprechen grosse Fortschritte.

Das gezeigte Wakeup Konzept ist auf dem hinlänglich bekannten Prinzip der Standby Schaltungen aufgebaut, wie sie zum Beispiel in der Unterhaltungselektronik zu finden sind. Ein Gerät ist in einem energiesparenden Standby Modus und kann mithilfe einer Fernbedienung angeschaltet werden. Natürlich ist der Energieverbrauch in einem solchen Standby Modus immer noch enorm und bei der Anwendung geht es eher darum, dem Nutzer den Weg zum Gerät zu ersparen als Strom zu sparen. Zum Realisieren des Wakeup Konzepts wurde ein mehrstufiger Diodengleichrichter gezeigt, der integriert einen Ruhestrom im nA Bereich hat. Das Umschaltverhalten wurde aufgezeigt und verschiedene Designaspekte wurden diskutiert. Die Funktionalität wurde mithilfe eines hybrid aufgebauten Demonstrators gezeigt. Ebenso wurde die Möglichkeit, die Knoten zu adressieren, angesprochen. Auf die Möglichkeit eines aktiven Wakeups mit einem sehr energiesparenden LNA wurde hingewiesen.

Es wurde ein 24 GHz LNA gezeigt, der für den Einbau in einem Direktempfänger optimiert wurde. Der LNA besteht aus einer rauscharmen Kaskode und einer Emitterschaltung. Durch intelligentes Systemdesign insbesondere auch durch Abstimmung der folgenden Detektorstufe konnte eine Verstärkung von mehr als 14 dB und eine Rauschzahl von 6 dB bei einer Leistungsaufnahme von 46 mW erreicht werden. Dies ist unter dem Aspekt, dass die Frequenz des Verstärkers nahe an der Transitfrequenz (f_t) des Halbleiterprozesses liegt, ein besonders gutes Ergebnis. Dies kann aufgrund der verhältnismässig hohen Grenzfrequenz (f_{max}) erreicht werden. Insbesondere wurde die Genauigkeit der Rauschmessungen in Abhängigkeit des Messplatzes diskutiert.

Zur Realisierung von stromsparenden Sender- und Empfängerschaltungen wurden verschiedene Mischerarchitekturen hinsichtlich ihrer Eignung zu Verwendung in Sensor Netzwerken besprochen. Ein Kaskodenmischer-Konzept, realisiert in HBT Technologie, wurde entwickelt. In der Literatur findet sich eine Kaskode zur Verwendung als Mischer bisher nur in FET Technolo-

gie. Dieses Mischerkonzept wurde diskutiert. Es ist besonders vorteilhaft für Frequenzen, die im Bereich der Transitfrequenz (f_t) des Halbleiterprozesses liegen. Die Grenzfrequenz (f_{max}) muss jedoch deutlich unterschritten werden. Das Konzept ist anhand von unsymmetrischen Abwärtsmischern und eines symmetrischen Aufwärtsmischers gezeigt. Die üblichen Mischerparameter wurden besprochen und mit der vorhandenen Literatur verglichen.

Die vorgestellten integrierten Schaltungen eignen sich insbesondere für die Verwendung in Sensor Netzwerken. Sie werden in zwei hochintegrierten, sehr energiesparenden Demonstratoren verwendet. Systemkonzepte und Technologien zur Reduzierung des Gesamtvolumens solcher Sende- und Empfangssysteme wurden gezeigt. Ein hybrid aufgebauter Direktempfänger mit einer Hochleistungsdiode wurde gezeigt. Aspekte der Optimierung der integrierten Schaltungen sowie der Detektorschaltung wurden vorgestellt. Bisherige Hardwaredemonstratoren für Sensor Netzwerke inklusive der Antenne sowie einer handelsüblichen Batterie übersteigen das bei dieser Arbeit erreichte Volumen von 1 cm^3 bei weitem.

Die vorgestellte Arbeit zeigt Hardwaremassnahmen, um hinsichtlich Energieverbrauch und Grössenreduktion einen erheblichen Schritt voranzukommen. Es wird ein System gezeigt, das im K-Band arbeitet und ein funktionaler Nachweis wurde erbracht. Die Probleme, die speziell beim Entwurf von Schaltungen im Mikrowellenbereich auftreten, sind in der gezeigten Arbeit ebenfalls adressiert. Natürlich werden sich bei Frequenzen im Bereich von 60 GHz, 77 GHz oder noch höheren Frequenzen die Anforderungen an die Hochfrequenz-Schaltungen erhöhen. Das gezeigte Direktempfänger Konzept ist jedoch auch für diese Frequenzbereiche vorstellbar. LNAs bei 60 GHz sind auch heute schon integriert verfügbar und lassen das Direktempfängerkonzept realisierbar erscheinen. Auf dem Weg hin zu "unsichtbaren" Netzwerknoten ist eine Erhöhung der Frequenz unerlässlich. Die Anforderungen hinsichtlich Energieverbrauch werden daher stetig steigen, zum Einen weil bei einer höheren Frequenz eine höhere Sendeleistung notwendig wird und zum Anderen, weil die Verlustleistung in den Schaltungen bei höheren Frequenzen steigt. Deshalb wurden in dieser Arbeit nicht nur verlustleistungsarme Schaltungen gezeigt, sondern auch Systemkonzepte, die die Verlustleistung von vornherein reduzieren. Des Weiteren zeigt die Arbeit Schaltungskonzepte, die bei besonders hohen Frequenzen im Vergleich zur Grenzfrequenz des Halbleiterprozesses realisierbar sind. Eine Übertragung dieser Konzepte in den Bereich von 60 GHz, 77 GHz oder in einen noch höheren Frequenzbereich ist mit

heutigen Technologien schon möglich. Der Entwurf eines solchen Systems bei einer hohen Frequenz könnte den nächsten Entwicklungsschritt darstellen.

Das schematisch gezeigte und praktisch verifizierte Wakeup Konzept ist ein vielversprechender Ansatz. Um jedoch eine Aussage über Verluste während des Ruhezustandes und über die Empfindlichkeit treffen zu können, muss die Schaltung integriert werden. Um die Inverterstufen und eventuell auch den Adressdekoder integrieren zu können, ist dafür ein CMOS Prozess notwendig. Hinsichtlich der hohen Stückzahlen, die ein kommerzielles System haben wird, ist das auch aus ökonomischer Überlegung sinnvoll. Die Empfindlichkeit der Detektorstufe auf Standard CMOS Prozessen wird aber nicht ausreichend sein. Deshalb ist es empfehlenswert, einen BiCMOS Prozess zu wählen. Dieser kann zum Beispiel auf SiGe Basis sein. Eine Integration des Wakeup Empfängers und des Kommunikations-Frontends auf einem Chip ist möglich. Sind auf dem Prozess Schottky-Dioden vorhanden, so kann der Detektor wie vorgestellt implementiert werden. Sind keine Schottky-Dioden vorhanden, so muss das Design abgeändert werden und Vorspannungen an die Detektordioden angelegt werden.

Um den Sensor Netzwerken zum Durchbruch zu verhelfen sind neben den hauptsächlich diskutierten Hochfrequenzlösungen auch weitere Anstrengungen in den Bereichen Netzwerktechnik, Leistungsversorgung und Miniaturisierung nötig. Ebenfalls müssen Anwendungsszenarien weiterentwickelt werden. Wie in dieser Arbeit gezeigt, gibt es zu diesen Themen bereits zahlreiche Projekte und Arbeitsgruppen. Betreffend optimierte Hardwarelösungen, die für Sensor Netzwerke im hohen GHz-Bereich geeignet sind und sich ausserdem intensiv mit dem Thema Miniaturisierung beschäftigen, sind zur Zeit nur vereinzelt Ergebnisse verfügbar. Diese Arbeit leistet einen wesentlichen Beitrag und soll darüber hinaus auch Denkanstösse und Motivation für die weitere Entwicklung und Forschung auf diesem Gebiet geben.

Literaturverzeichnis

- [1] IEEE Standards Association, “IEEE 802.11g-2003,” Online, <http://standards.ieee.org/>, Tech. Rep., Stand 17. Juli 2007.
- [2] Enhanced Wireless Consortium, “Enhanced Wireless Consortium to Enable Ecosystem of Interoperable, High-Speed Wireless LAN Solutions In Advance of 802.11n Standard,” Online, <http://www.enhancedwirelessconsortium.org/>, Tech. Rep., Stand 17. Juli 2007.
- [3] Research In Motion Limited, “BlackBerry,” Online, <http://www.blackberry.com/de/products/index.shtml>, Stand 13. Sept. 2006.
- [4] Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post (RegTP) der Bundesrepublik Deutschland, “Frequenznutzungsplan gemäss TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 9 kHz bis 275 GHz,” November 2003.
- [5] H. Karl, A. Willig, and A. Wolisz, Eds., *Wireless Sensor Networks: First European Workshop, EWSN, Berlin, Germany*, vol. -. Springer Berlin/Heidelberg, January 19-21, 2004.
- [6] *Wireless Sensor Networks: Second European Workshop, EWSN, Istanbul, Turkey*. Springer Berlin/Heidelberg, January 31-February 02, 2005.
- [7] K. Römer, H. Karl, and F. Mattern, Eds., *Wireless Sensor Networks: Third European Workshop, EWSN, Zürich, Switzerland*, vol. -. Springer Berlin/Heidelberg, February 13-15, 2006.
- [8] M. Huber, S. von der Mark, N. Angwafo, and G. Böck, “Ultra low power Wakeup Circuits for Pico Cell Networks, A conceptional View,” in *Technical Report of the Work-in-Progress Session of the 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN)*, 19.-21. January 2004, pp. 30–32.
- [9] *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*.
- [10] *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*.
- [11] *European Microwave Conference (EMC)*.
- [12] *European Conference on Wireless Technology (EcWT)*.
- [13] *European Microwave Integrated Cicuits Conference (EuMIC)*.

- [14] H. Reichl, G. Böck, W. Heinrich, G. Mönich, R. Popescu-Zeletin, and A. Wolisz, "Autarke verteilte Mikrosysteme – AVM, Förderprogramm Mikrosystemtechnik 2000+," BMBF, "Gesamtvorhabensbeschreibung, 2002.
- [15] H. Reichl, G. Böck, W. Heinrich, G. Mönich, R. Popescu-Zeletin, and A. Wolisz, "Autarke verteilte Mikrosysteme – AVM, Förderprogramm Mikrosystemtechnik 2000+," BMBF, "Abschlussbericht, 2006.
- [16] Fraunhofer Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration (IZM), "Autarke verteilte Mikrosysteme (AVM)," Online, http://www.pb.izm.fhg.de/hdi/020_projects/020_avm/index.html, Stand 22. Juli 2007.
- [17] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson, "Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring," 2002.
- [18] Crossbow Technology Inc., <http://www.xbow.com/>, Stand 19. Aug. 2007.
- [19] "MICA2DOT, Wireless Microsensor Mote," Online, http://www.xbow.com/Products/Product_pdf_files/Wireless_pdf/6020-0043-04_A_MICA2DOT.pdf, Stand 18. Aug. 2007.
- [20] Intel Corporation, "Intel Mote," <http://www.intel.com/research/exploratory/motes.htm>, Stand 19. Aug. 2007.
- [21] L. Nachman, R. Kling, R. Adler, J. Huang, and V. Hummel, "The Intel Mote Platform: A Bluetooth-based Sensor Network for Industrial Monitoring," in *Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN)*, 15. April 2005, pp. 437–442.
- [22] B. Warneke, "Smart dust," University of California at Berkeley, Online, <http://www-bsac.eecs.berkeley.edu/archive/users/warneke-brett/SmartDust>, Stand 13. Sept. 2006.
- [23] B. A. Warneke, "Ultra-Low Energy Architectures and Circuits for Cubic Millimeter Distributed Wireless Sensor Networks," Ph.D. dissertation, University of California at Berkeley, 2003.
- [24] P. Matter, "Smart Dust," Fachseminar „Mobile Computing“, ETH Zürich, Tech. Rep., 2001.
- [25] Dust Networks Inc., <http://www.dustnetworks.com/>, Stand 19. Aug. 2007.
- [26] Information Society Technologies, "The Disappearing Computer," Online, <http://www.disappearing-computer.net/index.html>, Stand 18. Sept. 2006.
- [27] Information Society Technologies, "The Smart-Its Project," Online, www.smart-its.org, Stand 18. Sept. 2006.
- [28] "TEA: Technology for Enabling Awareness," Online, http://www.ira.uka.de/I3V_HOME/ARCHIV/JB1999/FORSCHUNGS_VORHABEN/00247235.htm, Stand 18. Sept. 2006.
- [29] E. Tuulari and A. Ylisaukko-oja, "Soapbox: A platform for ubiquitous com-

- puting research and applications,” in *Pervasive Computing, Zürich, CH, August 26-28, 2002, Lecture Notes in Computer Science*, F. Mattern and M. Naghshineh, Eds., vol. 2414. Berlin: Springer, 2002, pp. 125–138.
- [30] M. Beigl, H.-W. Gellersen, and A. Schmidt, “Mediacups: experience with design and use of computer-augmented everyday artifacts,” *Computer Networks (Amsterdam, Netherlands: 1999)*, vol. 35, no. 4, pp. 401–409, 2001.
- [31] The Association for Automatic Identification and Data Capture Technologies, “Shrouds of Time, The history of RFID,” 2001.
- [32] International Organization for Standardization (ISO), “Open System Interconnection (OSI), Second Edition,” 1996.
- [33] Y. Zou and K. Chakrabarty, “Target Localization Based on Energy Considerations in Distributed Sensor Networks,” in *1st IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications (SNPA)*, Anchorage, AK, 11. May 2003, pp. 51 – 58.
- [34] P. Guanyu and C. Chien, “Low power TDMA in large wireless sensor networks,” in *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, 28.-31. October 2001, pp. 347 – 351.
- [35] A. A. Abidi and H. Darabi, “Low Power RF integrated circuits: principles and practice,” in *International Symposium on Low Power Electronics and Design*, 1999, pp. 1–6.
- [36] A. A. Abidi, “Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications,” in *International Solid-State Circuits Conference*, 1995, pp. 186–187.
- [37] A. A. Abidi, “Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399–1410, December 1995.
- [38] S. Chakraborty, S. K. Reynolds, T. Beukema, H. Ainspan, and J. Laskar, “Architectural Trade-offs for SiGe BiCMOS Direct Conversion Receiver Front-ends for IEEE802.11a,” in *Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium (GaAs IC)*, 2002, pp. 120–123.
- [39] F. J. O. Gonzalez and J. L. J. Martin, “An Ultra Low-Power High Dynamic Range Direct Conversion Receiver,” in *Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON*, 1996, pp. 1302–1305.
- [40] B. Razavi, “CMOS RF Receiver Design for Wireless LAN Applications,” in *Radio and Wireless Conference*, 1999, pp. 275–280.
- [41] A.-S. Porret, T. Melly, D. Python, C. C. Enz, and E. A. Vittoz, “A 1 V, 1 mW, 434 MHz FSK Receiver fully integrated in a Standard Digital CMOS Process,” in *Custom Integrated Circuits Conference CICC*, 2000, pp. 171–1745.
- [42] H. Darabi and A. A. Abidi, “An Ultralow Power Single-Chip CMOS 900

- MHz Receiver for Wireless Paging,” in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, 1999, pp. 213–216.
- [43] H. Darabi and A. A. Abidi, “A 4.5-mW 900 MHz CMOS Receiver for Wireless Paging,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 8, pp. 1085–1096, August 2000.
- [44] F. Beffa, R. Vogt, W. Bächtold, E. Zellweger, and U. Lott, “A 6.5-mW Receiver Front-End for Bluetooth in 0.18- μ m CMOS,” in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2002, pp. 391–394.
- [45] R. Banna, “An Ultra Low-Power Wake-Up Receiver in 0.5 μ m Silicon-on-Sapphire CMOS,” The University of New South Wales, School of Electrical and Telecommunication Engineering,” Bachelor Thesis, November 2003.
- [46] J. Hill and D. Culler, “A wireless embedded sensor architecture for system-level optimization,” University of California at Berkeley, http://www.cs.berkeley.edu/~culler/cs252-s02/papers/MICA_ARCH.pdf, Tech. Rep., 2002.
- [47] M. Nosovic and T. D. Todd, “Scheduled Rendezvous and RFID Wakeup in Embedded Wireless Networks,” in *IEEE International Conference on Communications*, 2002, pp. 3325–3329.
- [48] S. von der Mark, R. Kamp, M. Huber, and G. Böck, “Three Stage Wakeup Scheme for Sensor Networks,” in *IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC, Brasilia, Brazil, July 25-28, 2005*, pp. 205–208.
- [49] Skyworks Solutions, Inc., “Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes,” Brochure.
- [50] Agilent Technologies, “The Zero Bias Schottky Detector Diode,” Application Note 969.
- [51] Agilent Technologies, “Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes,” Data Sheet HSMS-282x Series.
- [52] Agilent Technologies, “Agilent HSCH-9161 Zero Bias Beamlead Detector Diode,” Data Sheet HSCH-9161.
- [53] Agilent Technologies, “The Handling and Bonding of Beam Lead Devices Made Easy,” Application Note 979.
- [54] Agilent Technologies, “Beam Lead Attachment Methods,” Application Note 992.
- [55] Agilent Technologies, “Beam Lead Device Bonding on Soft Substrates,” Application Note 993.
- [56] G. Mönich, N. Angwafo, and G. Böck, “A concept for wattless reception in

- wireless communication between Pico Cells,” in *International ITG Conference on Antenna (INICA)*, Berlin, September 2003.
- [57] F. L. Lewis, “Wireless Sensor Networks,” in *Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications*, J. Cook and S. Das, Eds. New York: John Wiley, 2004.
- [58] N. Patwari, A. O. Hero, M. Perkins, N. S. Correal, and R. J. O’Dea, “Relative Location Estimation in Wireless Sensor Networks,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 8, pp. 2137–2148, 2003.
- [59] R. G. Kamp, “Simulation, Aufbau und Messung eines Wakeup-Empfängers für autarke pico-cell Netzwerke,” Diplomarbeit, TU Berlin, 2004.
- [60] Agilent Technologies, “Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes, HSMS-285x Series,” Data Sheet HSCH-285x.
- [61] C. Chien, *Digital Radio Systems on a Chip, A Systems Approach*. Boston/Dordrecht/London: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [62] P. Alinikula, H.-O. Schenk, and K.-P. Estola, “Elimination of D.C. offset and spurious AM suppression in a direct conversion receiver,” European Patent EP 0 806 841 A1, 12.11.1997.
- [63] W. Shockley, “Circuit Element Utilizing Semiconductive Material,” United States Patent U.S. 2 569 347, 25.09.1951.
- [64] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1981.
- [65] G. Böck, “Hochfrequenz-Elektronik I,” Technische Universität Berlin, Vorlesungsskript, 3. Auflage, 2004/05.
- [66] W. Bächtold, *Mikrowellenelektronik*. Braunschweig/Wiesbaden: Vieweg & Sohn, 2002.
- [67] M. Rudolph, “Documentation of FBH Model for GaAs Heterojunction Bipolar Transistors,” Ferdinand-Braun-Institut für Höchstfrequenztechnik (FBH) Transistor Modell v 1.2.20030515.
- [68] M. Rudolph, *Introduction to Modeling HBTs*. Boston/London: Artech House, 2006.
- [69] N. R. Malik, *Electronic Circuits, Analysis, Simulation and Design*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
- [70] M. Rudolph, F. Lenk, R. Doerner, and P. Heymann, “Towards a Unified Method to Implement Transit-Time Effects in Pi-Topology HBT Compact Models,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 997–1000.
- [71] H. Kuhnert, F. Lenk, J. Hilsenbeck, J. Würfl, and W. Heinrich, “Low phase noise GaInP/GaAs HBT MMIC-oscillators up to 36 GHz,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 1551–1554.

- [72] J. Hilsenbeck, F. Lenk, W. Heinrich, and W. Würfl, "Low phase noise MMIC VCOs for Ka-band applications with improved GaInP/GaAs-HBT technology," in *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, 2003, pp. 223 – 226.
- [73] F. Lenk, M. Schott, J. Hilsenbeck, J. Würfl, and W. Heinrich, "Low Phase-Noise Monolithic GaInP/GaAs-HBT VCO for 77 GHz," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 903–906.
- [74] James C. Daly, Denis P. Galipeau, *Analog BiCMOS Design, Practices and Pitfalls*. Boca Raton/London/New York/Washington DC: CRC Press, 2000.
- [75] Agilent Technologies, "Specifications Guide, Agilent PSA Series Spectrum Analyzers," E4440-90227, 2003.
- [76] H. T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers," *Proc. of the I.R.E.*, vol. 32, pp. 419–422, 1944.
- [77] H. T. Friis, "Discussion on „Noise Figures of Radio Receivers “," *Proc. of the I.R.E.*, vol. 33, pp. 125–127, 1945.
- [78] D. B. Rutledge, *The Electronics of Radio*. Cambridge: Cambridge University Press, 1999.
- [79] D. A. Johns and K. Matrin, *Analog Integrated Circuit Design*. New York/Chinchester/Brisbane/Toronto/Singapore/Weinheim: John Wiley & Sons, 1997.
- [80] K. W. Kobayashi, L. T. Tran, A. K. Oki, T. Block, and D. C. Streit, "A coplanar waveguide InAlAs/InGaAs HBT monolithic Ku-band VCO," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 9, pp. 311–312, September 1995.
- [81] C. H. Lee, A. Sutono, and J. Laskar, "Development of a high-power and high-efficiency HBT MMIC VCO," in *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON)*, 2001, pp. 157–160.
- [82] T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering, A Practical Guide to Theory, Measurements and Circuits*. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [83] R. J. Weber, *Introduction to Microwave Circuits, Radio Frequency and Design Applications*. New York: IEEE Press Series on RF and Microwave Technology, 2001.
- [84] B. Gilbert, "Mixer Fundamentals and Active Mixer Design," in *Advanced Engineering Course on RF IC Design for Wireless Communication Systems*, E. L. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Ed., vol. Lausanne, Switzerland, July 3-7, 1995.
- [85] J. Horn, M. Huber, and G. Böck, "Wideband Balun and Impedance Trans-

- formers Integrated in a Four-Layer Laminate PCB,” in *35th European Microwave Conference, October 02-06, Paris*, 2005, pp. 525–527.
- [86] B. Welch, K. T. Kornegay, P. Hyun-Min, and J. Laskar, “A 20-GHz low-noise amplifier with active balun in a 0.25- μm SiGe BICMOS technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 10, pp. 2092 – 2097, Oktober 2005.
- [87] K. L. Fong and R. G. Meyer, “A 2.4 GHz Monolithic Mixer for Wireless LAN Applications,” in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, 1997, pp. 185–188.
- [88] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, 1st ed. Boston/London: Artech House, 1986.
- [89] F. Ellinger, “26.5 - 30 GHz Resistive Mixer in 90 nm VLSI SOI CMOS Technology With High Linearity for WLAN,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2559–2565, August 2005.
- [90] B. Gilbert, “The MICROMIXER: A Highly Linear Variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class - AB Input Stage,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1412–1423, September 1997.
- [91] K. L. Fong and R. G. Meyer, “Monolithic RF Active Mixer Design,” *IEEE Transaction on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 231–239, March 1999.
- [92] K. Deng, Y. Wu, Y. Tang, H. Wang, and C. Cehn, “Broadband monolithic GaAs-Based HEMT diode mixers,” in *IEEE Microwave Conference, Asian-Pacific*, 2000, pp. 1135–1138.
- [93] S. Wei, I. Lin, and H. Wang, “A monolithic K-Band MMIC receiver,” in *IEEE Microwave Conference, Asian-Pacific*, 2001, pp. 299–302.
- [94] K. Nishikawa, I. Toyoda, K. Kamogawa, and T. Tokumitsu, “Three-dimensional silicon MMIC’s operating up to K-band,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 5, pp. 677–684, May 1998.
- [95] M. Case, S. Maas, L. Larson, D. Rensch, D. Harame, and B. Meyerson, “An X-band monolithic active mixer in SiGe HBT technology,” in *IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, 1996, pp. 655–658.
- [96] S. Chakraborty, S. Reynolds, H. Ainspan, and J. Laskar, “Development of 5.8 GHz SiGe BiCMOS direct conversion receivers,” in *IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, 2003, pp. 1551–1554.
- [97] C. Wang, S. Lu, and C. Meng, “Wideband impedance matched GaInP/GaAs HBT Gilbert micromixer with 12 dB gain,” in *IEEE Microwave Conference, Asian-Pacific*, 2002, pp. 323–326.
- [98] J. Kim, M. Jeon, D. Kim, J. Jeong, and Y. Kwon, “High Performance V-Band

- Cascode HEMT Mixer and Downconverter Module,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 805–810, March 2003.
- [99] G. Babcock, “SiGe-HBT active receive mixers for basestation applications,” in *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuit and Technology Meeting*, 2001, pp. 90–93.
- [100] F. Sabouri-S., C. Christensen, and T. Larsen, “A Single-Chip GaAs MMIC Image-Rejection Front-End for Digital European Cordless Telecommunications,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 8, pp. 1318–1325, August 2000.
- [101] M. L. de la Fuente, J. Portilla, J. P. Pascuala, and E. Artal, “Low-Noise Ku-Band MMIC Balanced P-HEMT Upconverter,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 2, pp. 259–263, Feb. 1999.
- [102] K. Stadius, A. Malinen, P. Paatsila, and K. Holonen, “A Broadband Upconverter Unit for a Cable-Modem Double-Conversion Receiver,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC*, 2003, pp. 449–452.
- [103] E. Guetre, M. Stubbs, and J. Wight, “Design of a Ka-Band Upconverter Using a Heterojunction Bipolar Transistor,” in *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, CCECE*, 1996, pp. 863–866.
- [104] J. Wu, J. K. Jau, T. S. Horng, and C. C. Tu, “Highly Linear Upconverter MMIC Designs with Complete Package and Test Board Effects for CD-MA Applications,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC*, 2003, pp. 405–408.
- [105] V. Aparin, K. Gard, G. Klemens, and C. Persico, “GaAs RFICs for CD-MA/AMPS Dual-Band Wireless Transmitters,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC*, 1998, pp. 81–84.
- [106] M. Schott, F. Lenk, C. Meliani, and W. Heinrich, “Low Phase Noise X-Band Push-Push Oscillator with Frequency Divider,” in *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S*, 2006, pp. 1527–1530.
- [107] C. Meliani, F. Lenk, and W. Heinrich, “24 GHz Low Power VCOs and Analog Frequency Dividers,” in *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S*, 2006, pp. 1801–1804.
- [108] S. von der Mark, C. Meliani, M. Huber, and G. Böck, “Low power signal generation at 24 GHz using a frequency multiplier,” in *9th European Conference on Wireless Technology, September 10-12, Manchester*, 2006, pp. 31–34.
- [109] C. Meliani, M. Huber, G. Böck, and W. Heinrich, “A GaAs HBT Low Power 24 GHz Downconverter with On-Chip Local Oscillator,” in *1st European Microwave Integrated Circuits Conference, September 10-13, Manchester*, 2006, pp. 141–144.

-
- [110] IHP Microelectronics GmbH, “0.25 μm SiGe BiCMOS Prozess, SG25Hx,” Stand 2007.
 - [111] N. Angwafo, “Towards Conformal Antennas for miniaturized Autarchic Distributed Systems,” Ph.D. dissertation, Technische Universität Berlin, 2006.
 - [112] W. Heinrich and P. Talukder, “Mirkowellenantenne für in Flip-Chip-Technologie hergestellte Halbleiterbaugruppen,” Deutsches Patent DE 10 2004 014 018 B3, 11.08.2005.
 - [113] P. K. Talukter, M. Neuner, C. Meliani, F. J. Schmückle, and W. Heinrich, “A 24 GHz Active Antenna in Flip-Chip Technology with Integrated Frontend,” in *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S*, 2006, pp. 1776–1789.
 - [114] W. Heinrich, “Slot Antenna With Integrated Front End for Millimeter-wave Applications,” in *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S, WMF Workshop: Active Antennas: Design and Performance*, 2006.

Eigene Veröffentlichungen

- [1] S. von der Mark, M. Huber, and G. Böck, "Design Concepts and First Implementations for 24 GHz Wireless Sensor Nodes," *Submitted to Journal of Communications*.
- [2] M. Huber, S. von der Mark, and G. Böck, "Highly Integrated RF Front-End for 24 GHz Wireless Sensor Nodes," in *Smart Systems Integration Conference*, Paris, March 2007, pp. 489–491.
- [3] S. von der Mark, M. Huber, and G. Böck, "24 GHz Direct Conversion Transceiver for Sensor Networks," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Hong Kong, 11-15 March 2007, p. T1S19P03.
- [4] G. Böck, S. von der Mark, and M. Huber, "Ultra Miniaturized 24 GHz Wireless Sensor Nodes A Concept Study and First Results," in *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Long Beach, CA, 9-11 Januar 2007, pp. 321–324.
- [5] M. Huber, S. von der Mark, and G. Böck, "A Dual Stage GaAs Amplifier for a K Band Direct Receiver," in *13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Nice, FR, Dezember 2006, pp. 1023–1025.
- [6] S. von der Mark, C. Meliani, M. Huber, and G. Böck, "Low power signal generation at 24 GHz using a frequency multiplier," in *9th European Conference on Wireless Technology, September 10-12, Manchester, 2006*, pp. 31–34.
- [7] C. Meliani, M. Huber, G. Böck, and W. Heinrich, "A GaAs HBT Low Power 24 GHz Downconverter with On-Chip Local Oscillator," in *1st European Microwave Integrated Circuits Conference, September 10-13, Manchester, 2006*, pp. 141–144.
- [8] M. Huber, S. von der Mark, and G. Böck, "A Power Efficient K-Band Upconverter," in *16th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON, May 22-24, Krakow*, vol. 3, 2006, pp. 1047–1050.
- [9] —, "A Power Efficient Active K Band Mixer," in *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium GAAS, October 02-06, Paris, 2005*, pp. 69–72.
- [10] J. Horn, M. Huber, and G. Böck, "Wideband Balun and Impedance Transform-

- mers Integrated in a Four-Layer Laminate PCB,” in *35th European Microwave Conference, October 02-06, Paris*, 2005, pp. 525–527.
- [11] M. Huber, S. von der Mark, and G. Böck, “Ultra Low Power 24 GHz HBT Mixer,” in *IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC, Brasilia, Brazil, July 25-28*, 2005, pp. 24–27.
- [12] S. von der Mark, R. Kamp, M. Huber, and G. Böck, “Three Stage Wakeup Scheme for Sensor Networks,” in *IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC, Brasilia, Brazil, July 25-28*, 2005, pp. 205–208.
- [13] M. Tempel, M. Huber, and G. Böck, “A 2 GHz fully Balanced Switching HBT Mixer,” in *12th GaAs Symposium, EuMW, Amsterdam, October 11-15*, 2004, pp. 99–102.
- [14] S. von der Mark, M. Huber, M. Wittwer, W. Heinrich, and G. Boeck, “System Architecture for Low Power 24 GHz Front-End,” *Frequenz- Zeitschrift für Telekommunikation*, vol. 58, no. 3-4, pp. 70–73, 2004.
- [15] C. Meliani, P. Talukder, J. Hilsenbeck, M. Huber, G. Boeck, and W. Heinrich, “Integrated Circuits and 3D-Packaging for Low-Power 24 GHz Front End,” *Frequenz- Zeitschrift für Telekommunikation*, vol. 58, no. 3-4, pp. 74–79, 2004.
- [16] M. Huber, S. von der Mark, N. Angwafo, and G. Böck, “Ultra low power Wakeup Circuits for Pico Cell Networks, A conceptional View,” in *Technical Report of the Work-in-Progress Session of the 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN)*, 19.-21. January 2004, pp. 30–32.
- [17] M. Huber, S. von der Mark, and G. Böck, “24 GHz Low Power HBT Mixer,” in *WOCSDICE, Smolenice/Slovakia*, 2004, pp. 81–82.
- [18] M. Wittwer, F. Lenk, W. Heinrich, M. Huber, G. Boeck, N. Angwafo, and G. Moenich, “24 GHz-MMIC Frontend for area-selective communication in self-sufficient distributed MEMS,” in *Micro Systems Technologies*, 7. Oktober 2003.
- [19] F. Ellinger, M. Kossel, M. Huber, M. Schmatz, C. Kromer, G. Sialm, D. Bararas, L. Rodoni, G. von Büren, and H. Jäckel, “High-Q Inductors on Digital VLSI CMOS Substrate for Analog FW Applications,” in *IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC, Foz do Iguazú, Brazil*, September 20-23, 2003, pp. 869–872.

Abbildungsverzeichnis

2.1	AVM Demonstratoren	9
2.2	AVM Demonstrator 3 D Stackaufbau	10
2.3	Blockdiagramm Wakeup Receiver	21
2.4	Schaltbild Wakeup Receiver	22
2.5	Wakeup Prozess	23
2.6	Wakeup Prozess	24
2.7	Adressdekoder	26
2.8	Homodyne Empfänger	28
2.9	Heterodyne Empfänger	30
3.1	HBT Bänderdiagramm	34
3.2	HBT Bänderdiagramm	35
3.3	HBT Querschnitt	35
3.4	HBT Grosssignalmodell, extrinsischer Teil	36
3.5	HBT Grosssignalmodell, intrinsischer Teil	37
3.6	HBT Kleinsignalmodell	38
3.7	$2 \times 10 \mu m^2$ HBT, f_T und f_{max}	39
3.8	Schaltung	40
3.9	Rauschmessung, Genauigkeit Messaufbau	44
3.10	Rauschmessungen, Genauigkeit vs. Anpassung	45
3.11	Rauschmessungen, Genauigkeit vs. Gain und Rauschzahl	45
3.12	Anpassung	47
3.13	Rauschzahl, Verstärkung	47
3.14	Rauschzahl, Verstärkung	48
4.1	HBT Eintransistormischer	52
4.2	HBT Einfach Balancierter Mischer	53
4.3	HBT Doppelt Balancierter Mischer	54
4.4	HBT Balun	54
4.5	Kompression	57

4.6	Intermodulation	58
4.7	Schaltung	61
4.8	Conversion Gain versus Eingangsleistung	62
4.9	Conversion Gain versus LO Leistung	63
4.10	Conversion Gain versus Eingangsfrequenz	64
4.11	Schaltung	65
4.12	Conversion Gain versus Eingangsleistung	65
4.13	Conversion Gain versus Eingangsfrequenz	66
4.14	Conversion Gain versus LO Leistung	67
4.15	Conversion Gain und DC Strom versus Versorgungsspannung	67
4.16	Schaltung	70
4.17	Conversion Gain versus DC Strom	71
4.18	Conversion Gain versus Eingangsleistung	72
4.19	Conversion Gain versus RF Frequenz	73
4.20	Gemessener Conversion Gain und DC Strom versus DC Spannung	73
4.21	Schaltung	76
4.22	VCO Wirkungsgrad und Abstimmbereich	76
4.23	Phasenrauschen	77
4.24	Schaltung	78
4.25	Ausgangsspektrum des Empfängers	79
4.26	Conversion Gain, IF Leistung versus RF Leistung	80
5.1	Direkt-Empfänger Konzept	82
5.2	24 GHz Detektor	84
5.3	Spannungshub Detektor	86
5.4	Spannungshub Detektor	86
5.5	Schematischer Aufbau Demonstrator	88
5.6	Schematischer Aufbau Demonstrator	90
5.7	Heterodyn-Empfänger Konzept	90
5.8	Schematische Darstellung der Antenne	91

Tabellenverzeichnis

2.1	ISM Bänder im Überblick [4]	7
2.2	AVM Gesamtdemonstrator - Spezifikationen	11
2.3	Vergleich veröffentlichter Low Power Receiver in verschiedenen Technologien	18
2.4	Agilent HSMS 2850 Spice Parameter	26
4.1	Vergleich mit veröffentlichten Abwärtsmischern	69
4.2	Vergleich mit veröffentlichten Aufwärtsmischern	75
5.1	Vergleich der beiden Demonstratorkonzepte	81
5.2	Detektordioden	85