

Beiträge aus der Elektrotechnik

David Fritsche

**Integrierte Hochfrequenzschaltungen für die
drahtlose Datenübertragung im
Millimeterwellenbereich**

 VOGT

Dresden 2019

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im
Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2019

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Integrierte Hochfrequenzschaltungen für die drahtlose Datenübertragung
im Millimeterwellenbereich“ von David Fritsche überein.

© Jörg Vogt Verlag 2019
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-036-0

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

INTEGRIERTE
HOCHFREQUENZSCHALTUNGEN FÜR DIE
DRAHTLOSE DATENÜBERTRAGUNG IM
MILLIMETERWELLENBEREICH

DAVID FRITSCHÉ

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTORINGENIEUR

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Frank H. P. Fitzek
Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Frank Ellinger
Prof. Dr.-Ing. Ingmar Kallfass

Tag der Einreichung: 30.10.2018

Tag der Verteidigung: 30.04.2019

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Analyse und den Entwurf von integrierten Hochfrequenzschaltungen für die drahtlose Datenübertragung im Millimeterwellenbereich. Mit dem Ziel die benötigte Energie pro übertragenem Bit zu minimieren, werden die einzelnen Komponenten gleichzeitig für eine möglichst hohe Bandbreite und geringe DC-Leistungsaufnahme optimiert. Als Halbleitertechnologien kommen dabei ein 130-nm-BiCMOS-Prozess und ein 28-nm-CMOS-Prozess zum Einsatz. Beide Technologien werden vorgestellt und hinsichtlich ihrer Eignung für Hochfrequenzanwendungen verglichen. Dies betrifft sowohl die Verfügbarkeit ausreichend schneller aktiver Bauelemente als auch die Möglichkeit passive Bauelemente mit hoher Güte realisieren zu können. Insbesondere in der 28-nm-Technologie wird bereits auf Bauelementebene eine Optimierung für den Millimeterwellenbereich vorgenommen. Dazu gehören die Entwicklung eines verbesserten Transistorlayouts und optimierte Strukturen für Leitungen und Kondensatoren. Zur Verteilung der Versorgungsspannungen auf dem Chip wird das Konzept der Verwendung von Leitungen mit geringem Wellenwiderstand vorgestellt, welches hervorragende elektrische Eigenschaften mit einer einfachen Modellierbarkeit kombiniert.

Für Trägerfrequenzen um 60 GHz werden in der 28-nm-CMOS-Technologie ein rauscharmer Verstärker und zwei Leistungsverstärker entworfen. Zur Maximierung der Bandbreite werden dabei zweistufige Anpassnetzwerke und eine strukturierte Vorgehensweise bei der Wahl der optimalen Lastimpedanzen verwendet. Darüber hinaus werden in der 130-nm-BiCMOS-Technologie ein rauscharmer Verstärker, ein Abwärtsmischer sowie ein spannungsgesteuerter Oszillator für Trägerfrequenzen um 200 GHz und außerdem ein Basisbandverstärker und ein Wanderwellenverstärker analysiert, implementiert und charakterisiert. Die sehr gute Übereinstimmung der Ergebnisse von theoretischen Untersuchungen, Simulationen und Messungen bestätigt die Eignung des gewählten Entwurfsprozesses und verdeutlicht die hohe Genauigkeit der verwendeten Modelle aller entwickelten aktiven und passiven Bauelemente.

Auf Basis dieser Schaltungsblöcke wird ein 190-GHz-Übertragungssystem für die drahtlose Chip-zu-Chip-Kommunikation in Hochleistungsrechnern entwickelt. Dabei werden wichtige Schaltungsanforderungen aus Leistungs- und Bandbreitenbetrachtungen des Gesamtsystems abgeleitet. Die entworfenen Sender- und Empfängerschaltkreise werden zunächst einzeln charakterisiert und anschließend für einen Übertragungstest mit Monopolantennen kombiniert, welche mittels Draht-Bonden auf die Chips aufgebracht werden. Für die resultierende drahtlose Übertragungsstrecke werden eine 6-dB-Bandbreite im Bandpassbereich von 40 GHz sowie Datenraten von 40 Gbit/s und 50 Gbit/s für Distanzen von 20 mm und 6 mm demonstriert. Bei einem DC-Leistungsverbrauch von 154 mW führt dies zu einer Energie pro übertragenem Bit von nur 3,1 pJ für den 50-Gbit/s-Fall. Im Vergleich mit dem Stand-der-Technik von Übertragungssystemen mit *On-Chip*-Antennen ist dies derzeit der mit Abstand geringste Wert. Gleichzeitig stellen sowohl die Übertragungsbandbreite als auch die Symbolrate die höchsten publizierten Werte dar.

Abstract

The presented work describes the analysis and the design of integrated high-frequency circuits for wireless data transmission in the millimeter-wave range. With the goal of minimizing the required energy per transferred bit, the individual components are concurrently optimized for high bandwidth and low DC power consumption. A 130-nm BiCMOS process and a 28-nm CMOS process are used as semiconductor technologies. Both technologies are presented and compared in terms of their suitability for high-frequency applications. This includes the availability of sufficiently fast active components as well as the possibility of realizing high-quality passive components. Especially for the 28-nm technology, already at device level an optimization for the millimeter-wave range is executed. This includes the development of an improved transistor layout and optimized structures for transmission lines and capacitors. In order to distribute the supply voltages on chip, the concept of using transmission lines with low characteristic impedance is presented, which combines excellent electrical properties with simple modeling.

For carrier frequencies around 60 GHz, a low-noise amplifier and two power amplifiers are designed in the 28-nm CMOS technology. To maximize the bandwidth, two-stage matching networks and a structured method of choosing of the optimum load impedance are used. In the 130-nm BiCMOS technology, furthermore a low-noise amplifier, a down-conversion mixer and a voltage-controlled oscillator for carrier frequencies around 200 GHz as well as a baseband amplifier and a travelling-wave amplifier are analyzed, implemented and characterized. The results of theoretical investigations, simulations and measurements agree very well and therefore confirm the suitability of the chosen design process and also highlight the accuracy of the used models of all developed active and passive devices.

Based on these circuit blocks, a 190-GHz transceiver system for wireless chip-to-chip communication in high-performance computers is developed. Important circuit requirements are derived from power and bandwidth considerations of the overall system. The designed transmitter and receiver circuits are first characterized individually and then combined for a transmission test with monopole antennas, which are mounted on the chips with wire-bonding technology. With the resulting wireless link, a 6-dB radio-frequency bandwidth of 40 GHz as well as data rates of up to 40 Gbit/s and 50 Gbit/s are demonstrated for distances of 20 mm and 6 mm, respectively. At a DC power consumption of 154 mW, this leads to a energy per transferred bit of only 3.1 pJ for the 50-Gbit/s case. In comparison with the state-of-the-art of wireless links with on-chip antennas, this is by far the lowest value to date. At the same time, both the transmission bandwidth and the symbol rate represent the highest published values.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Symbole	IX
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Wissenschaftlicher Kontext	3
1.3 Gliederung der Arbeit	4
2 Grundlegende Betrachtungen	7
2.1 Verwendete Halbleitertechnologien	7
2.1.1 SG13G2-Technologie	7
2.1.2 28LP-Technologie	8
2.1.3 Vergleich	8
2.2 Aktive Hochfrequenzbauelemente	10
2.2.1 Bipolartransistoren in der SG13G2-Technologie	12
2.2.2 Feldeffekttransistoren in der 28LP-Technologie	14
2.3 Passive Hochfrequenzbauelemente	18
2.3.1 Leitungen	19
2.3.2 Kondensatoren	26
2.4 Netzwerke zur Bereitstellung von Versorgungsspannungen	30
2.4.1 Mögliche Ansätze	30
2.4.2 Leitungen mit geringem Wellenwiderstand	31
2.5 Breitbandige Anpassnetzwerke	36
2.5.1 Zweistufige Anpassnetzwerke	37
2.5.2 Wahl der optimalen Lastimpedanz	40
3 Schaltkreisimplementierungen in der 28LP-Technologie	45
3.1 Rauscharmer Verstärker	45
3.1.1 Schaltungsentwurf	45
3.1.2 Messergebnisse und Stand der Technik	48
3.2 Leistungsverstärker	53
3.2.1 Schaltungsentwurf	53
3.2.2 Messergebnisse und Stand der Technik	56
3.3 Wertung der Ergebnisse	62
4 Schaltkreisimplementierungen in der SG13G2-Technologie	63
4.1 Rauscharmer Verstärker	63
4.1.1 Vergleich möglicher Verstärkertopologien	64
4.1.2 Wahl der Transistorgrößen	67

4.1.3	Schaltungsentwurf	69
4.1.4	Messergebnisse und Stand der Technik	71
4.2	Abwärtsmischer mit integrierem LO-Treiberverstärker	75
4.2.1	Architektur	76
4.2.2	Entwurf des Abwärtsmischers	77
4.2.3	Entwurf des passiven <i>Baluns</i>	86
4.2.4	Messergebnisse und Stand der Technik	88
4.3	Basisbandverstärker	94
4.3.1	Schaltungsentwurf	94
4.3.2	Messergebnisse	98
4.4	Spannungsgesteuerter Oszillator	101
4.4.1	Schaltungsentwurf	103
4.4.2	Messaufbau	110
4.4.3	Messergebnisse und Stand der Technik	113
4.5	Kaskadierter Wanderwellenverstärker	116
4.5.1	Schaltungsentwurf	118
4.5.2	Messergebnisse und Stand der Technik	122
4.6	Wertung der Ergebnisse	127
5	Drahtloses 190-GHz-Datenübertragungssystem	129
5.1	Anwendungsfall und Spezifikation	129
5.2	Auswahl der Architektur	131
5.3	Leistungs- und Bandbreitenbetrachtungen	134
5.4	Integrierter Sender	140
5.4.1	Schaltungsentwurf	141
5.4.2	Messergebnisse	143
5.5	Integrierter Empfänger	147
5.5.1	Schaltungsentwurf	148
5.5.2	Messergebnisse	152
5.5.3	Vergleich mit dem Stand der Technik	160
5.6	Monopolantennen	162
5.7	Übertragungstest	164
5.7.1	Prototypenaufbau	164
5.7.2	Erzeugung der DC-Spannungen	166
5.7.3	Messaufbau	167
5.7.4	Eintonmessungen	171
5.7.5	BPSK-Messungen	175
5.8	Vergleich mit dem Stand der Technik	177
6	Zusammenfassung und Ausblick	185

Anhang	191
A.1 Dimensionierung der Schaltungen in der 28LP-Technologie	191
A.2 Dimensionierung der Schaltungen in der SG13G2-Technologie	192
Literatur	195
Eigene Publikationen	205
Tabellenverzeichnis	209
Abbildungsverzeichnis	210
Lebenslauf	215

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

ADC	<i>analog-to-digital converter</i> , Analog-Digital-Wandler
APN	Anpassnetzwerk
ASK	<i>amplitude-shift keying</i> , Amplitudenumtastung
BB	<i>baseband</i> , Basisband
BERT	<i>bit error rate tester</i> , Bitfehlerraten-Tester
BiCMOS	Halbleitertechnologie mit Bipolar- und CMOS-Transistoren
BPSK	<i>binary phase-shift keying</i> , binäre Phasenumtastung
CMOS	<i>complementary metal-oxide-semiconductor</i> , Halbleitertechnologie mit komplementären Feldeffekttransistoren
DAC	<i>digital-to-analog converter</i> , Digital-Analog-Wandler
DSP	<i>digital signal processor</i> , Digitaler Signalprozessor
E-GPRS	<i>enhanced GPRS</i> , Erweiterung des GPRS-Standards durch Einsatz komplexer Modulationsverfahren
GaAs	Gallium-Arsenid
GPRS	<i>general packet radio service</i> , Datenübertragungsdienst in GSM- und UMTS-Netzen
HBT	<i>heterojunction bipolar transistor</i> , Bipolartransistor mit unterschiedlichen Halbleitermaterialien in Basis und Emitter
HEMT	<i>high-electron-mobility transistor</i> , Feldeffekttransistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit
HSDPA	<i>high speed downlink packet access</i> , Datenübertragungsstandard in UMTS-Netzen
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
InP	Indium-Phosphid
LNA	<i>low-noise amplifier</i> , rauscharmer Verstärker
LO	<i>local oscillator</i> , Lokaloszillator
LTE	<i>long term evolution</i> , Mobilfunkstandard der dritten Generation
MIM	<i>metal-insulator-metal</i> , Metall-Isolator-Metall
MIMO	<i>multiple-input multiple-output</i> , Übertragungssystem mit mehreren Sende- und Empfangsantennen
MOS	<i>metal-oxide-semiconductor</i> , Metall-Oxid-Halbleiter
NF	Niederfrequenz
OOK	<i>on-off-keying</i> , An-Aus-Modulation
PCB	<i>printed circuit board</i> , Leiterplatte

PDK	<i>process design kit</i> , Softwarepaket zum Schaltungsentwurf in einer Halbleitertechnologie
PLL	<i>phased-locked loop</i> , Phasenregelschleife
PPD	<i>poly-predoping</i> , Verfahren zur Reduzierung des Gatewiderstandes
PRBS	<i>pseudo-random binary sequence</i> , pseudo-zufällige Binärsequenz
QAM	<i>quadrature amplitude modulation</i> , Quadraturamplitudenmodulation
QPSK	<i>quadrature phase-shift keying</i> , Quadraturphasenumtastung
RF	<i>radio frequency</i> , Hochfrequenz
RX	<i>receiver</i> , Empfänger
SiGe	Silizium-Germanium
SOI	<i>silicon-on-insulator</i> , Feldeffekttransistor mit dünner isolierter Siliziumschicht
TL	<i>transmission line</i> , Leitung
TRX	<i>transceiver</i> , Übertragungssystem aus Sender und Empfänger
TX	<i>transmitter</i> , Sender
UMTS	<i>universal mobile telecommunications system</i> , Mobilfunkstandard der dritten Generation
VGA	<i>variable-gain amplifier</i> , Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
VNCap	<i>vertical natural capacitors</i> , Kondensator aus vertikalen Fingerstrukturen
WLAN	<i>wireless local area network</i> , lokales Funknetzwerk
ZF	Zwischenfrequenz
ZL	<i>zero-ohm transmission line</i> , Leitung mit geringem Wellenwiderstand

Formelzeichen

α	Dämpfungskonstante einer Leitung
β	Phasenkonstante einer Leitung
$\underline{\gamma}$	Ausbreitungskonstante einer Leitung
$\underline{\Gamma}$	Reflexionsfaktor
δ_s	Eindringtiefe aufgrund des Skin-Effektes
Δ	Differenz
ϵ_r	relative Permittivität
η	Wirkungsgrad
λ	Wellenlänge
μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_r	relative Permeabilität
σ	elektrische Leitfähigkeit
ω	Kreisfrequenz
a_{dB}	Dämpfung einer Leitung in dB
a'_{dB}	längenbezogene Dämpfung einer Leitung in dB

A_E	Emitterfläche
B	Bandbreite
BER	<i>bit error rate</i> , Bitfehlerrate
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
C	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag einer Leitung
d	Übertragungsdistanz
d_{iso}	Übertragungsdistanz unter Annahme isotroper Strahler
d_{TL}	Weite der Massewand einer Leitung
E_b	Energie pro bit
$EIRP$	<i>equivalent isotropically radiated power</i> , äquivalente Strahlungsleistung
f	Frequenz
f_c	Trägerfrequenz
$f_{-3\text{dB}}$	3-dB-Grenzfrequenz
f_{max}	maximale Oszillationsfrequenz
f_{osc}	Oszillationsfrequenz
f_{offset}	Frequenzoffset von der Oszillationsfrequenz
f_{ref}	Referenzfrequenz
f_T	Transitfrequenz
F	Rauschfaktor
g_m	Kleinsignaltranskonduktanz eines Transistors
G	Gewinn
	Leitwert
G'	Leitwertbelag einer Leitung
G_P	Klemmenleistungsgewinn
G_U	unilateraler Gewinn nach MASON
$G_{\text{av,max}}$	maximaler verfügbarer Gewinn
$G_{\text{s,max}}$	maximaler stabiler Gewinn
GBP	<i>gain-bandwidth product</i> , Verstärkungsbandbreite-Produkt
\underline{H}_{21}	komplexe Kurzschluss-Stromverstärkung im Frequenzbereich
h_{TL}	Abstand zwischen Signalleiter und Massefläche einer Leitung
I	Strom allgemein
\underline{I}	komplexer Strom im Frequenzbereich
J_D	auf Transistorweite bezogene Drainstromdichte
k	Faktor allgemein
k_B	BOLTZMANN-Konstante
K	ROLLETT-Stabilitätsfaktor
l	Länge einer Leitung
l_{cap}	Länge eines Kondenstors

l_G	Gatelänge
L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag einer Leitung
L_ϕ	Phasenrauschen
L_t	Freiraumdämpfung
m	Anzahl allgemein
m_E	Anzahl der parallelen Emitter eines Transistors
M	Anpassungsfaktor
n	Anzahl allgemein
n_G	Anzahl der parallelen Finger eines Transistors
N	Teilverhältnis
N_0	Rauschleistungsdichte des thermischen Rauschens
NF	Rauschzahl
P	Signalleistung
P_n	Rauschleistung
P_{DC}	Gleichleistung
PAE	<i>power-added efficiency</i>
Q	Güte
r_b	Bitrate
r_s	Symbolrate
R	Ohmscher Widerstand
R'	Widerstandsbelag einer Leitung
RBW	<i>resolution bandwidth</i> , Auflösungsbreite eines Spektrumanalysators
s_{TL}	Abstand zwischen Signalleiter und Massewand einer Leitung
S	Signalleistungsdichte
S_n	Rauschleistungsdichte
$\underline{S}_{i,j}$	S-Parameter
SNR	<i>signal-to-noise ratio</i> , Signal-Rausch-Verhältnis
t_s	Abtastzeitpunkt
T	absolute Temperatur
T_b	Bitdauer
THD	<i>total harmonic distortion</i> , Maß für die Signalverzerrung
U	Spannung allgemein
\underline{U}	komplexe Spannung im Frequenzbereich
U_{tune}	Stellspannung
U_T	Temperaturspannung
v	Kleinsignalspannungsverstärkung
v_{ph}	Phasengeschwindigkeit
\underline{V}	komplexe Spannungsverstärkung im Frequenzbereich

w_{cap}	Weite eines Kondenstors
w_G	Gateweite
w_{TL}	Weite des Signalleiters einer Leitung
\underline{y}	auf Y_0 normierte Admittanz \underline{Y}
\underline{Y}	komplexe Admittanz im Frequenzbereich
Y_0	Bezugsadmittanz
\underline{z}	auf Z_0 normierte Impedanz \underline{Z}
\underline{Z}	komplexe Impedanz im Frequenzbereich
Z_0	Bezugsimpedanz
\underline{Z}_W	Wellenwiderstand einer Leitung
$\underline{Z}_{W,\text{synth}}$	Wellenwiderstand einer synthetischen Leitung

Bedeutung ausgewählter Indizes

-1dB	im 1-dB-Kompressionspunkt
ant	Antenne
aus	Ausgang
AP	im Arbeitspunkt
av	<i>available</i> , verfügbar
bias	<i>bias</i> , zur Einstellung des Arbeitspunktes
B	Basis
BB	Basisband
c	<i>conversion</i> , Konversion
cap	<i>capacitor</i> , Kapazität
cas	<i>cascode</i> , Kaskode
C	Kollektor
d	<i>differential</i> , symmetrisch
dB	im dB-Maßstab
D	Drain
DB	Durchbruch
DC	<i>direct current</i> , Gleichwert einer Größe
DSB	<i>double side band</i> , Zweiseitenband
ein	Eingang
E	Emitter
G	Gate
	<i>generator</i> , Quelle
i	Ganzzahl
ideal	ideal
L	Last
LO	<i>local oscillator</i> , Lokaloszillator

m	Mitten-
max	maximal
min	minimal
n	<i>noise</i> , Rauschen
	negativer Abgriff eines symmetrischen Signals
NF	Niederfrequenz
opt	optimal
p	parallel
	positiver Abgriff eines symmetrischen Signals
RF	<i>radio frequency</i> , Hochfrequenz
RX	<i>receiver</i> , Empfänger
s	in Serie
sat	in Sättigung
S	Source
SSB	<i>single side band</i> , Einseitenband
t	<i>termination</i> , Abschluss
th	thermisch
TL	<i>transmission line</i> , Leitung
TRX	<i>transceiver</i> , Sender und Empfänger
TX	<i>transmitter</i> , Sender
ZF	Zwischenfrequenz
zw	zwischen zwei Stufen

1 Einleitung

1.1 Motivation

Der fortschreitende digitale Wandel führt zu einer kontinuierlich steigenden Anzahl an digitalen Geräten, welche immer größere Datenmengen erzeugen. Für das Jahr 2016 wird als weltweit generierte Datenmenge die unvorstellbar große Zahl von 16 Zettabyte angegeben, wobei Studien zeigen, dass sich diese ungefähr alle zwei bis drei Jahre verdoppelt [Emc14; Sea17]. In den letzten Jahren war dieser Anstieg v. a. auf die im Endanwenderbereich rasant steigende Verbreitung von PCs, Smartphones und Unterhaltungselektronik wie Digitalkameras und Spielkonsolen mit immer komplexer werdenden Inhalten zurückzuführen. Für die kommenden Jahre werden das sog. Internet der Dinge (engl. *Internet of Things*) und die Industrie 4.0 (engl. *Industrial Internet*) als weitere Treiber dieser Entwicklung prognostiziert.

Die Übertragung der erzeugten Daten wird durch immer leistungsfähigere Kommunikationssysteme ermöglicht. Neben der leitungsgebundenen Nachrichtenübertragung über elektrische oder optische Leiter werden für mobile Anwendungen drahtlose Kommunikationssysteme unter Verwendung der Luft als Übertragungsmedium eingesetzt. Deren erzielbare Datenraten stiegen in den letzten Jahrzehnten ebenfalls kontinuierlich [Fet14]. Abbildung 1.1 zeigt dazu die genutzten Bandbreiten und maximalen Datenraten gängiger WLAN- [Wel18a] und Mobilfunkstandards [Wel18b; Sch12]. Abgesehen vom WLAN-Standard IEEE 802.11ad verwenden alle Standards Trägerfrequenzen zwischen 900 MHz und 6 GHz, wobei sich die genutzten Bandbreiten im Laufe der Jahre stetig erhöhten. Während in der zweiten Mobilfunkgeneration (GPRS und E-GPRS) noch 200 kHz breite Kanäle verwendet werden, betragen die Kanalbandbreiten in der dritten Mobilfunkgeneration bei UMTS und HSDPA 5 MHz und bei LTE bis zu 20 MHz. Im Mobilfunk der vierten Generation (LTE-Advanced) kann die genutzte Bandbreite durch Kanalbündelung weiter gesteigert werden, bei aktuellen Geräten der Kategorie 16 beispielsweise auf 100 MHz. Auch bei den WLAN-Standards wird Kanalbündelung zur sukzessiven Steigerung der Bandbreite von 20 MHz (IEEE 802.11a/g) über 40 MHz (IEEE 802.11n) auf bis zu 160 MHz (IEEE 802.11ac) genutzt. Neben der Erhöhung der spektralen Effizienz durch komplexere Modulationsverfahren und Mehrantennentechnik (MIMO) ist dies der Schlüssel für Datenraten im Bereich einiger Gigabit pro Sekunde sowohl im Mobilfunk als auch im WLAN-Bereich.

Um auch in Zukunft den Bedarf nach höheren Datenraten erfüllen zu können, sind trotz der zu erwartenden steigenden spektralen Effizienzen größere Übertragungsbandbreiten nötig. Da der gesamte zur Verfügung stehende Frequenzbereich im einstelligen Gigahertz-Bereich sowohl für Mobilfunk als auch für WLAN nur wenige Hundert Megahertz beträgt, sind die Möglichkeiten einer weiteren Kanalbündelung jedoch begrenzt.

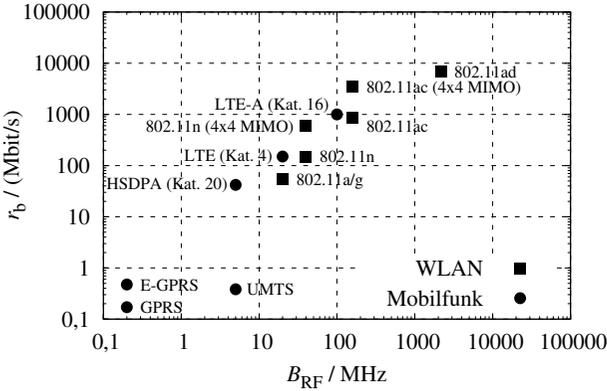


Abbildung 1.1 Maximale Bandbreiten und Datenraten verabschiedeter Standards zur drahtlosen Kommunikation.

Dies zeigt auch der Entwurf des für das Jahr 2019 geplanten Folgestandards von IEEE 802.11ac, welcher als IEEE 802.11ax bezeichnet wird. Bei diesem ist bei einer maximalen Bandbreite von ebenfalls 160 MHz und 4×4 -MIMO nur eine geringfügige Steigerung der maximalen Datenrate auf 4,8 Gbit/s im Vergleich zu 3,5 Gbit/s im Falle von IEEE 802.11ac spezifiziert [IEE13; Wik18a]. Die naheliegende Lösung dieses Problems ist die Nutzung höherer Trägerfrequenzen. Beim WLAN-Standard IEEE 802.11ad wird beispielsweise der Frequenzbereich um 60 GHz mit vier 2,16 GHz breiten Kanälen genutzt. Bereits bei verhältnismäßig geringer spektraler Effizienz beträgt die maximale spezifizierte Datenrate bei Nutzung eines Kanals 6,8 Gbit/s [IEE12]. Mit dem geplanten Folgestandard IEEE 802.11ay sollen durch Bündelung der vier Kanäle zu einer Gesamtbandbreite von 8,64 GHz sowie Nutzung von Mehrantennentechnik und komplexeren Modulationsverfahren theoretisch bis zu 176 Gbit/s möglich sein [Wik18b]. Auch für den Mobilfunk der fünften Generation werden zur Erhöhung der Bandbreiten und Datenraten höhere Trägerfrequenzen im Millimeterwellenbereich, welcher bei 30 GHz beginnt und bei 300 GHz endet, diskutiert [Qua17a].

Neben der sehr hohen möglichen Datenrate bietet der Millimeterwellenbereich den weiteren Vorteil sehr kleiner Antennenstrukturen, da diese mit der Wellenlänge der übertragenen Signale skalieren. Während beispielsweise ein $\lambda/2$ -Dipol in Luft bei 900 MHz noch über 16 cm lang ist, reduziert sich dessen Größe bei 60 GHz auf 2,5 mm. Die dadurch mögliche Integration von Antennen und sogar ganzen Antennen-Arrays auf Chipebene lässt völlig neue Anwendungsfelder mit hohen Anforderungen an die Kompaktheit zu. Auf der anderen Seite haben höhere Trägerfrequenzen den Nachteil geringerer erreichbarer

Übertragungsdistanzen. Ein Hauptgrund dafür ist die mit der Frequenz steigende Freiraumdämpfung. Diese führt bei einem idealen Übertragungskanal unter sonst gleichen Bedingungen dazu, dass sich bei einer Verdopplung der Frequenz die maximale Übertragungsdistanz halbiert. Dieser Effekt wird sogar noch verstärkt, da mit steigender Frequenz die erreichbaren Sendeleistungen meist sinken, während sich die Rauscheigenschaften der Schaltungen verschlechtern. Zusätzlich ist die Rauschleistung innerhalb eines Kanals proportional zu dessen Bandbreite, wodurch das Signal-Rausch-Verhältnis mit steigender Bandbreite sinkt. Bereits für Übertragungsdistanzen im Bereich einiger Meter sind daher im Millimeterwellenbereich typischerweise Antennen mit hoher Richtwirkung nötig. Die damit einhergehende räumliche Trennung einzelner Übertragungspfade sorgt zusammen mit der starken Signaldämpfung aufgrund der hohen Freiraumdämpfung und der atmosphärischen Dämpfung jedoch gleichzeitig auch für verringerte Störeinflüsse durch andere Sender.

In dieser Arbeit werden Komponenten für den Hochfrequenzteil eines drahtlosen Übertragungssystems (sog. analoges *Front-End*) im Millimeterwellenbereich vorgestellt und die gewählten Lösungsansätze für Herausforderungen, welche mit den hohen Trägerfrequenzen und großen Signalbandbreiten einhergehen, beschrieben. Als Halbleitertechnologien werden zwei, bei Beginn der Arbeit sehr fortschrittliche Prozesse verwendet: Eine 130-nm-BiCMOS-Technologie und eine 28-nm-CMOS-Technologie. Deren Hochfrequenzeigenschaften sind zwar trotz der kontinuierlichen Weiterentwicklung in den letzten Jahre im Vergleich zu III/V-Verbindungshalbleiterprozessen immer noch etwas schlechter, jedoch sind diese Prozesse u. a. aufgrund der Anwendbarkeit komplementärer Schaltungstechnik und der geringeren Kosten bei Massenfertigung deutlich verbreiteter. Insbesondere die 28-nm-CMOS-Technologie ermöglicht außerdem eine sehr hohe Integrationsdichte. Dies ist eine Grundvoraussetzung für leistungsfähige Digitalschaltungen, welche daher meist in den modernsten CMOS-Prozessen mit fortgeschrittener Transistorskalierung hergestellt werden. Die gemeinsame Integration zusammen mit dem analogen Hochfrequenzteil ist wünschenswert, da das Verbinden von Halbleiterchips im Millimeterwellenbereich nicht trivial ist und zu zusätzlichen Kosten führt.

1.2 Wissenschaftlicher Kontext

In den letzten Jahren wurden bereits zahlreiche 60-GHz-Chipmuster in CMOS-Technologien vorgestellt, die alle vier 2,16 GHz breiten Kanäle bei 60 GHz abdecken und zu den IEEE-Standards 802.11ad/ay konform sind [Tsu13; Boe14a; Wu17; Pan17]. Dabei kommen sowohl Homodyn- als auch Heterodynarchitekturen zum Einsatz. Die Chipsätze enthalten außerdem Schaltungsteile zur Selbstkalibrierung und zur digitalen Basisbandverarbeitung. Eine Erhöhung der Sendeleistung und der Richtwirkung erfolgt meist über Architekturen zur Strahlformung (engl. *Beamforming*). Unter Verwendung externer oder in das Gehäuse integrierter Antennen werden dabei maximale Datenraten zwischen 4,6 Gbit/s und

42,2 Gbit/s erreicht. Die erzielbaren Entfernungen liegen für Datenraten im einstelligen Gbit/s-Bereich im Meter-Bereich und reduzieren sich für 42,2 Gbit/s auf wenige Zentimeter. Verwendet werden CMOS-Technologien mit minimalen Strukturbreiten von 40 nm [Boe14a], 65 nm [Wu17; Pan17] und 90 nm [Tsu13]. Einige Chipsätze erlangten bereits Marktreife und werden v. a. in ersten Routern und Dockingstationen [Wik18c], aber auch in mobilen Endgeräten [Qua17b] eingesetzt. Die Verwendung von Technologien mit minimalen Strukturgrößen von bis zu 90 nm steht jedoch im Widerspruch mit modernen SoCs (engl. *systems on chip*) [Qua17c], welche in CMOS-Prozessen mit deutlich fortgeschrittener Transistorskalierung hergestellt werden. Diese SoCs enthalten neben Schaltungsblöcken für Prozessor- und Grafikeinheiten u. a. bereits Funkmodule für den Mobilfunk und für WLAN im einstelligen GHz-Bereich. Die zusätzliche Integration von Funkmodulen für den Frequenzbereich um 60 GHz motiviert den Schaltungsentwurf im Millimeterwellenbereich in modernen CMOS-Prozessen.

Der technische Fortschritt bei der Entwicklung der Halbleitertechnologien ermöglichte aber auch schon die erfolgreiche Demonstration zahlreicher Übertragungssysteme bei Trägerfrequenzen über 100 GHz. Systeme mit An-Aus-Modulation wurden bei Frequenzen zwischen 210 GHz und 260 GHz und mit Datenraten bis zu 10,7 Gbit/s in CMOS-Technologien demonstriert [Par12; Wan14; Mog15]. Mit BPSK- und QPSK-Modulation wurden bei 240 GHz in CMOS-Technologien bis zu 16 Gbit/s [Thy15; Kan15] und in SiGe-BiCMOS-Technologien bis zu 65 Gbit/s [Sar16a; Sar16b; Rod18] publiziert. Alle diese Systeme nutzen auf Chipebene integrierte Antennen und zielen auf Anwendungsbereiche mit kurzer Übertragungsdistanz ab. Beispiele sind die Chip-zu-Chip-Kommunikation oder Datenkiosk-Szenarien, bei denen Übertragungsdistanzen zwischen einigen Zentimetern und einem Meter ausreichend sind. Wesentlich größere Distanzen wurden mit Hohlleitermodulen demonstriert, welche Chips in III/V-Verbindungshalbleiterprozessen enthalten und Antennen mit hoher Richtwirkung nutzen. Bei 120 GHz wurden damit Datenraten bis zu 11,1 Gbit/s über mehr als 5 km unter Nutzung von ASK- und QPSK-Modulation erreicht [Hir10; Tak13]. Bei 240 GHz und mit 8-PSK wurden sogar 64 Gbit/s über 850 m [Ant15] und 96 Gbit/s über 40 m [Boe14b] demonstriert. Mögliche Anwendungen sind hier Richtfunkstrecken zur Versorgung ländlicher Gebiete mit schnellem Internet oder zur Anbindung von Mobilfunk-Basisstationen. Weitere Chipsätze in diesem Frequenzbereich und für Datenraten bis zu 50 Gbit/s, deren Charakterisierung mit Hilfe von Messaufbauten unter Verwendung von Messspitzen erfolgte, wurden in [Son14; Car16] publiziert.

1.3 Gliederung der Arbeit

Zu Beginn der Arbeit wird in Kapitel 2 auf grundlegende Betrachtungen zum Schaltungsentwurf im Millimeterwellenbereich eingegangen. Die beiden verwendeten Technologien werden zunächst in Abschnitt 2.1 vorgestellt und miteinander verglichen. Abschnitt 2.2 widmet sich den aktiven Hochfrequenzbauelementen beider Prozesse, gibt deren wichtigsten

Kenngrößen an und zeigt die Arbeitsbereiche für optimale Hochfrequenzeigenschaften auf. Während die Bipolartransistoren des verwendeten SiGe-BiCMOS-Prozesses bereits seitens des Herstellers für den Millimeterwellenbereich optimiert und modelliert wurden, muss dies in der CMOS-Technologie vom Schaltungsentwickler übernommen werden. Ein in diesem Zusammenhang wichtiger Schritt ist der Entwurf eines geeigneten Transistorlayouts, die Herstellung von Teststrukturen sowie deren Charakterisierung. In Abschnitt 2.3 wird anschließend der Entwurf von passiven Hochfrequenzbauelementen anhand von Leitungen und Kondensatoren diskutiert. Deren mögliche Realisierungen und Eigenschaften sind insbesondere aufgrund der stark unterschiedlichen Metallisierungen und Entwurfsregeln beider Prozesse stark technologieabhängig. Auch hier dienen hergestellte Teststrukturen und deren Charakterisierung zur messtechnischen Verifikation der auf Simulationsebene durchgeführten Optimierungen. Ein oft vernachlässigter Punkt beim Schaltungsentwurf ist die Verteilung der Versorgungsspannungen auf dem Chip. Da insbesondere im Millimeterwellenbereich kleinste parasitäre Elemente zu unerwünschtem Verhalten führen können, werden diesbezüglich in Abschnitt 2.4 mögliche Ansätze untersucht. Aufgrund der hervorragenden elektrischen Eigenschaften und der einfachen Modellierbarkeit stellt die Verwendung von Leitungen mit geringem Wellenwiderstand eine sehr gute Lösung dar. Abschließend beschreibt Abschnitt 2.5 den Entwurf breitbandiger Anpassnetzwerke, welche zum Erreichen der gewünschten Systembandbreiten und -datenraten unerlässlich sind.

In den folgenden zwei Kapiteln werden in beiden Halbleiterprozessen Schaltkreisimplementierungen vorgestellt. Die Schaltungen basieren auf der Entwurfsmethodik und den Hochfrequenzbauelementen aus Kapitel 2 und dienen somit deren Verifikation auf Schaltungsebene. Kapitel 3 beschreibt den Entwurf und die Charakterisierung eines rauscharmen Verstärkers und zweier Leistungsverstärker für den Frequenzbereich um 60 GHz in der 28-nm-CMOS-Technologie. Kapitel 4 widmet sich dem Schaltungsentwurf in der 130-nm-BiCMOS-Technologie. Dabei werden ein rauscharmer Verstärker, ein Abwärtsmischer mit integriertem LO-Treiber und ein spannungsgesteuerter Oszillator für den Frequenzbereich um 200 GHz vorgestellt. Des Weiteren werden ein Basisbandverstärker für Signalbandbreiten von mehr als 25 GHz und ein kaskadierter Wanderwellenverstärker mit einer Bandbreite von 180 GHz präsentiert. Neben einer ausführlichen Beschreibung jedes Schaltkreises auf Schaltplanebene werden dabei auch ausgewählte Probleme beim Entwurf und der Charakterisierung diskutiert.

Kapitel 5 beschreibt schließlich ein drahtloses Übertragungssystem bei einer Trägerfrequenz von 190 GHz unter Nutzung der 130-nm-BiCMOS-Technologie. Die Abschnitte 5.1 und 5.2 erläutern zunächst den Anwendungsfall und begründen die Wahl der Architektur. Danach folgen in Abschnitt 5.3 Betrachtungen zu den auftretenden Signalleistungen und -bandbreiten. Anschließend werden in den Abschnitten 5.4 und 5.5 die Sender- und Empfängerschaltkreise vorgestellt und charakterisiert. Die für die drahtlose Übertragung verwendeten Antennen werden in Abschnitt 5.6 vorgestellt. Abschließend wird in

Abschnitt 5.7 der durchgeführte Übertragungstest erläutert, dessen Ergebnisse in Abschnitt 5.8 mit dem Stand der Technik verglichen werden. Die Arbeit schließt in Kapitel 6 mit einer Zusammenfassung der erzielten Ergebnisse und Ansatzmöglichkeiten für weitere Forschungsarbeiten.