Stefan Schumann

Entwurf eines Empfängers für die drahtlose Datenübertragung bei 60 GHz

Beiträge aus der Informationstechnik

Stefan Schumann

Entwurf eines Empfängers für die drahtlose Datenübertragung bei 60 GHz

VOGT

Dresden 2012

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Bibliothek
The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliografie; detailed bibiograpic data is available in the internet at http://dnb.ddb.de.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2012

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation „Entwurf eines Empfängers für die drahtlose Datenübertragung bei 60 GHz“ von Stefan Schumann überein.

© Jörg Vogt Verlag 2012
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-938860-57-1

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

Entwurf eines Empfängers für die drahtlose Datenübertragung bei 60 GHz

Stefan Schumann

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Technischen Universität Dresden
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender:	Prof. Dr. rer. nat. habil. H. G. Krauthäuser
Gutachter:	Prof. Dr. sc. techn. F. Ellinger
	Prof. Dr.-Ing. I. Kallfass

Tag der Einreichung:	25. 4. 2012
Tag der Verteidigung:	9. 10. 2012

Dank

Ich danke allen, die diese Arbeit in den letzten Jahren unterstützt haben. Besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. sc. techn. Frank Ellinger, der es mir ermöglicht hat, auf diesem Gebiet an seinem Lehrstuhl zu arbeiten. Seine Begeisterung für die Hochfrequenzschaltungstechnik und vielfältigen Anregungen zur weiteren Forschung haben die Entwicklung des Empfängerschaltkreises vorangetrieben. Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Udo Jörges danke ich für die Zeit, die er sich stets für umfangreiche Fachdiskussionen und die kritische Durchsicht des Manuskripts genommen hat. Meinen Kollegen am Lehrstuhl bin ich verbunden, sowohl für fachliche Anregungen als auch für das freundliche und offene Arbeitsklima. Ich danke Herrn Dr.-Ing. Volker Mühlhaus sowie Sonnet Software Inc. für die Bereitstellung des zur Entwicklung verwendeten Feldsimulators und die fachliche Beratung. Von Herzen danke ich meiner Familie, die sich mit mir über Erfolge gefreut und mich bei Rückschlägen aufgemuntert hat.

Dresden, im April 2012 *Stefan Schumann*

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**
- 1.1 Anwendungsszenario . . . 3
- 1.2 Wissenschaftlicher Kontext . . . 5
- 1.3 Gliederung der Arbeit . . . 7

2 Grundlagen **11**
- 2.1 Systemspezifikation . . . 11
  - 2.1.1 Systembandbreite . . . 12
  - 2.1.2 Frequenznutzungsplan . . . 14
  - 2.1.3 Empfängerkonzept . . . 15
  - 2.1.4 Pegelfestlegung . . . 18
- 2.2 Entwurfsschwerpunkte . . . 20
  - 2.2.1 Rauschen . . . 20
  - 2.2.2 Breitbandigkeit . . . 30
  - 2.2.3 Maximale Aussteuerbarkeit . . . 42
- 2.3 Modellierung großer, passiver Strukturen . . . 54
  - 2.3.1 Streuparameter . . . 55
  - 2.3.2 RLGC-Matrizen . . . 57
  - 2.3.3 Parametrisches `mtline`-Modell . . . 59
  - 2.3.4 Approximation mit konzentrierten Elementen . . . 61
  - 2.3.5 *Broadband Spice model* . . . 62
  - 2.3.6 Vergleich der Modellierungsvarianten . . . 64

3 Entwurf des Empfängers **75**
- 3.1 Verwendete Halbleitertechnologie . . . 75
- 3.2 Verifikation der Schaltungskonzepte . . . 76
  - 3.2.1 Eingangsverstärker . . . 76
  - 3.2.2 Eingangsverstärker mit optimierter Ausgangsleistung . . . 80
  - 3.2.3 Breitbandiger Treiberverstärker . . . 84
  - 3.2.4 Symmetrischer Abwärtsmischer . . . 89
- 3.3 Entwurfsstrategie für den Empfängerschaltkreis . . . 96

3.4 Mischerkern 97
3.4.1 Mischertopologien 97
3.4.2 Arbeitspunkt und Transistorgrößen 99
3.4.3 Bandbreite und Kollektorwiderstand 100
3.4.4 Linearität und Stromgegenkopplung 104
3.5 Basisbandverstärker 107
3.5.1 Ausgangsstufe 108
3.5.2 Gegenkopplung und Einfluss auf den Arbeitspunkt des Mischers 116
3.5.3 Verstärkerblock 117
3.5.4 Frequenzgangkompensation 119
3.6 Quadraturphasenerzeugung 124
3.6.1 Schaltungsvarianten 124
3.6.2 Einfluss der Mischereingangscharakteristik 126
3.7 LO-Treiberverstärker 132
3.7.1 Anforderungen an den LO-Treiberverstärker 133
3.7.2 Ausgangsstufe 134
3.7.3 Eingangsstufe mit Verstärkungsregelung 137
3.7.4 Simulationsergebnisse 141
3.8 Eingangsverstärker 144
3.8.1 Eingangsstufe und Rauschverhalten 145
3.8.2 Folgestufen und Verstärkungsregelung 147
3.9 Referenzspannungserzeugung 154
3.10 Referenzstromerzeugung 155
3.11 Layout 157
3.11.1 Verstärkerstufe im Eingangsverstärker 157
3.11.2 Exakte Spannungsteiler 159
3.11.3 Frequenzbestimmende Serienkondensatoren 160
3.11.4 Gesamtlayout 160
3.12 Mess- und Simulationsergebnisse 161
3.12.1 Mischgewinn und Oszillatorleistung 164
3.12.2 Frequenzabhängiger Mischgewinn 166
3.12.3 Ein- und Ausgangsimpedanzen 168
3.12.4 Kompression und Intermodulation 169
3.12.5 I/Q-Balance 172
3.12.6 Rauschmessungen 174
3.13 Vergleich mit anderen Arbeiten 175

4 Zusammenfassung und Ausblick **179**

A Gesamtschaltung **185**

B Verfügbarer Gewinn in Leitwertdarstellung **193**

Literaturverzeichnis **195**

Eigene Publikationen **203**

Lebenslauf **205**

Abbildungsverzeichnis

1.1 Kanalbandbreiten und maximale Datenraten gängiger Standards zur drahtlosen Kommunikation im Vergleich zu EASY-A UHR-C. 4
2.1 Gewählte Empfängerarchitektur. 16
2.2 Minimale Rauschzahl und verfügbarer Gewinn einer Emitterstufe bei Rauschanpassung. 22
2.3 Minimale Rauschzahl und verfügbarer Gewinn einer Kaskodestufe bei Rauschanpassung. 22
2.4 Vergleich der minimalen Rauschzahl bei unendlicher Stufenzahl zwischen Emitterstufe und Kaskodestufe. 24
2.5 Konturen des verfügbaren Gewinns und der Rauschzahl in Abhängigkeit des Quellreflexionsfaktors Γ_G für eine Kaskodestufe bei 60 GHz. 25
2.6 Anpassungsfaktor und übertragene Wirkleistung zwischen Quelle und Last. 26
2.7 Konturen der Rauschzahl und des Anpassungsfaktors in Abhängigkeit des Quellreflexionsfaktors Γ_G für eine Kaskodestufe bei 60 GHz. 26
2.8 Kaskodestufe mit Serienleitung variabler Länge im Eingangsanpassnetzwerk. 28
2.9 Konturen gleicher Rauschzahl für eine Kaskodestufe bei 60 GHz mit variabler Leitungslänge im Eingangsanpassnetzwerk. 30
2.10 Rauschzahl und Anpassungsfaktor einer Kaskodestufe mit einer 470 µm langen Eingangsleitung bei 60 GHz. 31
2.11 Anpassnetzwerk und Modell eines Parallelresonanzkreises aus Sicht eines Verbindungstors im Anpassnetzwerk. 32
2.12 Transformation von $\underline{Z}_\mathrm{L} = (80 - j70)\,\Omega$ auf $\underline{Z}_\mathrm{G}^* = (25 + j408)\,\Omega$ bei 60 GHz. 34
2.13 Transformation von $\underline{Z}_\mathrm{L} = (80 - j70)\,\Omega$ auf $\underline{Z}_\mathrm{G}^* = (25 + j408)\,\Omega$ im Smith-Diagramm mit Linien konstanter Güte. 35
2.14 Frequenzgang von S_{11} der Anpassnetzwerke in Abbildung 2.12. 37
2.15 Anpassnetzwerk als zweikreisiges Kopplungsbandfilter. 38

2.16 Frequenzgang von S_{11} der Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.15 mit eingetragener BODE-FANO-Grenze. 39
2.17 Ortskurven von S_{11} der Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.15 a) und c). 40
2.18 Lastgeraden im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors. . . . 44
2.19 Vereinfachtes Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines Transistors in Basisschaltung mit transportierten Wirkleistungen und umgesetzten thermischen Leistungen. 48
2.20 Grenzzyklus an der Transferstromquelle des Transistors. Nichtlineares Transistormodell; vollständige VBIC-Ersatzschaltung; vereinfachte Ersatzschaltung gemäß Abbildung 2.19. 49
2.21 Konturen des simulierten 1-dB-Kompressionspunktes sowie der analytisch berechneten maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung in Abhängigkeit von Γ_L mit zugehörigem Optimum. . . 52
2.22 Abgegebene und aufgenommene Wirkleistungen gemäß Abbildung 2.19 als Funktion von R_Li in einer typischen Basisstufe. . 53
2.23 Fehler von S_{21} beim RLGC-Modell mit und ohne G' gegenüber S-Parametermodell. 60
2.24 Segment des Leitungsmodells aus konzentrierten Elementen für Koplanarleitungen. 61
2.25 Eingangsreflexionsfaktor des synthetisierten Breitbandmodells ohne und mit Option `-Stability 0.1`. 64
2.26 Modellfehler von S_{11} gegenüber S-Parametermodell. 65
2.27 Modellfehler von S_{21} gegenüber S-Parametermodell. 66
2.28 Modellfehler von $G_\mathrm{max,dB}$ gegenüber S-Parametermodell. 66
2.29 Modellfehler von NF_min gegenüber S-Parametermodell. 67
2.30 Interpolationsfehler von S_{11} bei Verwendung von RLGC-Matrizen und S-Parametern mit Werten im 10-GHz-Abstand. 68
3.1 Schaltbild des Eingangsverstärkers. 77
3.2 Mikroskopaufnahme des gefertigten Eingangsverstärkers. 77
3.3 S-Parameter des Eingangsverstärkers. 78
3.4 Gemessenes S_{21} bei Variation des Arbeitspunktes der zweiten Kaskodestufe. 79
3.5 Rauschzahl des Eingangsverstärkers. 79
3.6 Gemessener 1-dB-Kompressionspunkt des Eingangsverstärkers. 80
3.7 Partitionierung der Betriebsspannung über der Ausgangsstufe. 81
3.8 Schaltbild des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. 82

3.9 Mikroskopaufnahme des gefertigten Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. 82
3.10 S-Parameter des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. 83
3.11 Eingangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. 83
3.12 Rauschzahl des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. 84
3.13 Vereinfachtes Schaltbild des breitbandigen Leistungsverstärkers. 86
3.14 Mikroskopaufnahme des gefertigten breitbandigen Leistungsverstärkers. 87
3.15 S-Parameter des breitbandigen Leistungsverstärkers mit rechnerisch hinzugefügtem Bonddrahtmodell am Eingang. 88
3.16 Ausgangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt des breitbandigen Leistungsverstärkers. 88
3.17 Schaltbild des symmetrischen Abwärtsmischers. 89
3.18 Mikroskopaufnahme des gefertigten symmetrischen Abwärtsmischers. 90
3.19 Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation von $P_{\mathrm{LOav,dB}}$. 91
3.20 Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation von $P_{\mathrm{RFav,dB}}$. 91
3.21 Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation der Eingangsfrequenz. 92
3.22 Eingangsreflexionsfaktoren des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100-Ω-System. 93
3.23 Ausgangsreflexionsfaktor des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100-Ω-System. 94
3.24 Zweiseitenband-Rauschzahl des symmetrischen Mischers. 95
3.25 Prinzipschaltung von Gegentaktmischer und Doppelgegentaktmischer. 98
3.26 Kleinsignal-Ersatzschaltungen des Mischers. 101
3.27 Schaltersignal. 102
3.28 Simulation und analytische Lösung der Mischtranskonduktanz für unterschiedliche Lastwiderstände. 104
3.29 Amplitude des Ausgangsstroms bei der Zwischenfrequenz als Funktion der Eingangsspannungsamplitude für unterschiedliche Werte von R_{fb}. 105

3.30 Ausgangsstromamplitude, bei der die Mischtranskonduktanz um 10 % verringert ist und Intermodulationsinterceptpunkt bei veränderlichem R_{fb}. (Simulation) 106
3.31 Mögliche Grundkonfigurationen der Ausgangsstufe. 109
3.32 Kleinsignal-Ersatzschaltung der Emitterstufe mit Stromgegenkopplung. 112
3.33 Varianten der Stromgegenkopplung beim Differenzverstärker. . 114
3.34 Simulierte Spannungsverstärkung und Ausgangsanpassung der Ausgangsstufe. 115
3.35 Simulierte Eingangs- und Ausgangsspannung der Ausgangsstufe mit 0101-Folge bei 3,3 Gbit/s Symbolrate. 115
3.36 Dimensionierung und Anordnung von Mischer, Verstärkerblock, Gegenkoppelnetzwerk und Ausgangsstufe. 117
3.37 Ausgangsstufe des Verstärkerblocks mit Belastung durch R_{fb}. . 118
3.38 Verstärkermodell zur Frequenzgangkompensation. 119
3.39 Pol-Nullstellen-Plan des unkompensierten Verstärkers. 121
3.40 Einfluss von C_{fb} und C_1 auf die Ortskurve des Pol-Nullstellen-Plans. 122
3.41 Vollständig dimensionierte Schaltung des Basisbandverstärkers. 123
3.42 Pol-Nullstellen-Plan des kompensierten Basisbandverstärkers. . 123
3.43 Simuliertes Augendiagramm eines 3,5 Gbit/s-Signals am Ausgang des Basisbandverstärkers. 124
3.44 Varianten der Anordnung einer 90°-Verzögerungsleitung. 125
3.45 a) Verlustlose Leitung mit Lastwiderstand $\underline{Z}_{\mathrm{L}}$. b), c) Mögliche Widerstandskonfigurationen am Mischereingang. 128
3.46 Berechnete Phasendifferenz zwischen Ausgang und Eingang einer verlustlosen Leitung bei Abschluss mit verschiedenen Impedanzen $\underline{Z}_{\mathrm{L}}$ und Variation von $\mathrm{Re}(\underline{Z}_{\mathrm{L}})$ um $\pm 10\,\%$. 128
3.47 Parameter des Widerstandsnetzwerks gemäß Abbildung 3.45 b) in Abhängigkeit von R_{p} und R_{s} mit gewählter Konfiguration. . 130
3.48 Parameter des Widerstandsnetzwerks gemäß Abbildung 3.45 c) in Abhängigkeit von R_{p} und R_{s}. 131
3.49 Endgültige Schaltung des Phasenschiebernetzwerks mit verbesserter Amplituden- und Phasenstabilität. 133
3.50 Aufteilung der Arbeitspunktspannungen auf beide Transistoren der Kaskodestufe. 135
3.51 Ausgangsstufe des LO-Treiberverstärkers mit Anpassnetzwerk. 137
3.52 Varianten zur Einstellung der Verstärkung. 138

3.53 Gesamtschaltung des LO-Treiberverstärkers. 140
3.54 Modell des Eingangsanpassnetzwerkes zur Feldsimulation mit eingetragenem Gitter. 140
3.55 Phasenunterschied und Amplitudenverhältnis zwischen den Eingängen von I- und Q-Mischer in Abhängigkeit der Amplitude. (Simulation) 142
3.56 Effektiver Leistungsgewinn und Ausgangsleistung des LO-Treiberverstärkers ohne Phasenschiebernetzwerk bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen. (Simulation) 143
3.57 Simulierte LO-Eingangsspannung von I- und Q-Mischer bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen. 143
3.58 Simulierte Lastkurven am inneren Transistor der Basisstufe in der LO-Treiberausgangsstufe bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen. 144
3.59 Rauschmaß und Anpassungsfaktor einer symmetrischen Kaskodestufe bei unterschiedlichen Emitterflächen. (Simulation) . . . 146
3.60 Simulierte Ortskurven von Γ_{o1} und Γ_{i2}^{*} am Eingang der zweiten Stufe. 149
3.61 Anpassungsfaktor zwischen Ausgang der ersten und Eingang der zweiten Stufe, maximaler verfügbarer Gewinn der ersten Stufe mit Ausgangsanpassnetzwerk und Übertragungsgewinn vom Empfängereingang bis zum Eingang der zweiten Stufe. 150
3.62 Gesamtschaltung des Eingangsverstärkers. 151
3.63 Simulierte Übertragungsgewinne der Stufen im Eingangsverstärker bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung. 153
3.64 Simulierte Ausgangsleistungen der Stufen des Eingangsverstärkers bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung. 153
3.65 Referenzspannungserzeugung mit Einstellmöglichkeit. 155
3.66 Referenzstromerzeugung mit Einstellungsmöglichkeit und Testausgang. 156
3.67 Layoutdetail: Zweite Stufe des Eingangsverstärkers. 158
3.68 Layoutdetail: Spannungsteiler mit Dummies. 159
3.69 Layoutdetail: Serienkondensator mit Dummy. 160
3.70 Layout der Gesamtschaltung. 162
3.71 Mikroskopaufnahme des gefertigten Schaltkreises. 163
3.72 Mischgewinn des Empfängers als Funktion von P_{LOav}. 165
3.73 Mischgewinn des Empfängerschaltkreises IC 1 bei Veränderung von U_{GLNA}. 166

3.74 Mischgewinn des Empfängerschaltkreises IC 2 bei Veränderung von U_{GLNA}. 167
3.75 Mischgewinn des Empfängerschaltkreises IC 3 bei Veränderung von U_{GLNA}. 167
3.76 Eingangsreflexionsfaktoren in HF- und LO-Eingang. 168
3.77 Ausgangsreflexionsfaktor des Empfängers. 169
3.78 1-dB-Kompressionspunkt der Empfängerschaltkreise in Abhängigkeit des eingestellten Mischgewinns. 170
3.79 Bestimmung des Intermodulationsinterceptpunktes dritter Ordnung aus Messergebnissen für $G_{\mathrm{c,dB}} = 30\,\mathrm{dB}$. 171
3.80 Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung in Abhängigkeit des eingestellten Mischgewinns. 172
3.81 Phasen- und Amplitudenunterschied zwischen I- und Q-Ausgang in Abhängigkeit der HF-Eingangsleistung. 173
3.82 Zweiseitenband-Rauschzahl bei Variation der Verstärkung. . . . 174
A.1 Gesamtschaltung des Empfängers. 186
A.2 Eingangsverstärker. 187
A.3 LO-Treiberverstärker. 188
A.4 Phasenschieber. 189
A.5 Mischer. 189
A.6 Basisbandverstärker. 190
A.7 Strombank im Eingangsverstärker. 191
A.8 Strombank im LO-Treiberverstärker. 191
A.9 1,4-V-Referenzspannungsquelle. 191
A.10 Einstellbare 1,7-V-Referenzspannungsquelle. 192
A.11 2,1-V-Referenzspannungsquelle. 192
B.1 Zweitor mit Quelle und Last. 193

Tabellenverzeichnis

2.1 Kanalaufteilung entsprechend IEEE 802.15.3c 14
2.2 Bandbreiten der Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.12. 36
2.3 Erzielte Genauigkeit und maximale Ordnung des Breitbandmodells in Abhängigkeit der Option `-Stability` 64
2.4 Genauigkeit und Simulationszeit beim Einsatz von Leitungen in verschiedenen Modellvarianten in einem dreistufigen symmetrischen Eingangsverstärker 70
2.5 Exemplarischer Serien- und Parallelwiderstand für Gleichströme in verschiedenen Modellierungsvarianten 71
2.6 Benötigte Rechenzeit für die Arbeitspunktanalyse eines dreistufigen Eingangsverstärkers mit RLGC-Leitungsmodellen. 73
2.7 Vergleich der Modellierungsvarianten passiver Bauelemente . . 74
3.1 Übersicht über rauscharme Eingangsverstärker in CMOS- und SiGe-BiCMOS-Technologien. 85
3.2 Übersicht über V-Band-Abwärtsmischer. 95
3.3 Einfluss von Prozessabweichungen auf Amplituden- und Phasengenauigkeit an beiden Mischereingängen. 127
3.4 Einfluss von Prozessabweichungen auf Amplituden- und Phasengenauigkeit der Schaltung in Abbildung 3.49. 133
3.5 Parameter von `npn201_2 bei` $I_{\mathtt{C0}} = 3{,}6\,\mathrm{mA}$`.` 136
3.6 Parameter von `npn201_4 bei` $I_{\mathtt{C0}} = 7{,}0\,\mathrm{mA}$`.` 136
3.7 Arbeitspunkte der gemessenen Schaltkreise 164
3.8 Übersicht über Empfängerschaltkreise in CMOS-Technologien. 177
3.9 Übersicht über Empfängerschaltkreise in GaAs- und SiGe-BiCMOS-Technologien. 178

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

A/D-Wandler	Analog-Digital-Wandler
BiCMOS	Halbleitertechnologie, in der sowohl Bipolar- als auch CMOS-Transistoren gefertigt werden können
CMOS	*complementary metal oxide semiconductor*, Halbleitertechnologie, in der komplementäre Feldeffekttransistoren gefertigt werden können
D/A-Wandler	Digital-Analog-Wandler
DQPSK	*differential quadrature phase shift keying*, quaternäre Differenz-Phasenumtastung
DVD	*digital versatile disc*, optischer Datenträger
EDGE	*enhanced data rates for GSM evolution*, Erweiterung des GPRS-Standards durch Einsatz komplexer Modulationsverfahren. Auch: E-GPRS
EDR	*enhanced data rate*, Erweiterung des Bluetooth-Standards
E-GPRS	*enhanced GPRS*, Erweiterung des GPRS-Standards durch Einsatz komplexer Modulationsverfahren. Auch: EDGE
FDD	*frequency division duplex*, Duplex durch Senden und Empfang auf verschiedenen Frequenzen. Verwendung bspw. bei UMTS
GaAs	Gallium-Arsenid-Mischkristall
GPRS	*general packet radio service*, Datenübertragungsdienst in GSM- und UMTS-Netzen

GSM	*groupe spécial mobile*, später auch *global system for mobile communications*, Mobilfunkstandard der zweiten Generation
HBT	*heterojunction bipolar transistor*, Bipolartransistor mit unterschiedlichen Halbleitermaterialien in Basis und Emitter
HF	Hochfrequenz
HSDPA	*high speed downlink packet access*, Datenübertragungsstandard in UMTS-Netzen
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
ISM-Band	*industrial, scientific and medical band*, lizenzfrei nutzbarer Frequenzbereich
LNA	*low noise amplifier*, Verstärker mit niedriger Rauschzahl
LO	*local oscillator*, Lokaloszillator
LTE	*long term evolution*, Mobilfunkstandard der vierten Generation
MESFET	*metal semiconductor field effect transistor*, Bauform eines Feldeffekttransistors
MIM	*metal-insulator-metal*, Schichtanordnung zum Herstellen integrierter Kondensatoren
MOS	*metal oxide semiconductor*, Metall-Oxid-Halbleiter
OFDM	*orthogonal frequency-division multiplexing*, digitales Modulationsverfahren, das eine Vielzahl einzelner, unterschiedlich modulierter Unterträger verwendet
PLL	*phase-locked loop*, Phasenregelschleife
PSS	*periodic steady-state (analysis)*, Analyse des Grenzzyklus
QPSK	*quadrature phase shift keying*, quaternäre Phasenumtastung
QPSS	*quasi periodic steady-state (analysis)*, PSS-Analyse erweitert auf aperiodische Signale

SiGe	Silizium-Germanium-Mischkristall
SNR	*signal to noise ratio*, Signal-Rausch-Abstand
TIA	*transimpedance amplifier*, Transimpedanzverstärker
UHR-C	*ultra high rate — cordless*, Datenübertragungsszenario innerhalb des EASY-A-Projektes
UMTS	*universal mobile telecommunications system*, Mobilfunkstandard der dritten Generation
VBIC95	*vertical bipolar inter-company model*, unter Federführung von COLIN C. MCANDREW entwickeltes Transistormodell aus dem Jahr 1995 [38]
VGA	*variable gain amplifier*, Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
VHR-E	*very high rate — extended range*, Datenübertragungsszenario innerhalb des EASY-A-Projektes
WiMAX	*worldwide interoperability for microwave access*, drahtlose Zugangstechnik für Breitbandinternet
WLAN	*wireless local area network*, lokales Funknetzwerk
WMAN	*wireless metropolitan area network*, regionales Funknetzwerk
WPAN	*wireless personal area network*, Funknetzwerk für sehr kurze Entfernungen
ZF	Zwischenfrequenz

Formelzeichen

$\mathbf{A}$	Zweitorparameter in Kettenform $\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} \underline{U}_2 \\ -\underline{I}_2 \end{pmatrix}$
B_{BB}	Bandbreite der Basisbandschaltungen
B_{IF}	Bandbreite des Zwischenfrequenzteils
$B_{\mathrm{Kp1,2}}$	Kennleitwert beim zweikreisigen Kopplungsbandfilter
B_{N}	NYQUIST-Bandbreite
B_{RF}	Bandbreite der Hochfrequenzschaltungen

BV_{CEo}	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei offener Basis
C	Kapazität
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c \approx 2{,}998 \times 10^8\,\mathrm{m/s}$
C'	längenbezogene Kapazität zur Beschreibung von Leitungseigenschaften
C_{BC}	zusammengefasste Basis-Kollektor-Kapazität $C_{\mathrm{BC}} = C_{\mathrm{BEp}} + C_{\mathrm{BCo}} + C_{\mathrm{jC}} + C_{\mathrm{BCx}}$
C_{BCo}	Basis-Kollektor-Überlappungskapazität
C_{BCp}	Basis-Kollektor-Kapazität des parasitären Bipolartransistors
C_{BCx}	äußere Basis-Kollektor-Kapazität
C_{BE}	zusammengefasste Basis-Emitter-Kapazität $C_{\mathrm{BE}} = C_{\mathrm{jE}} + C_{\mathrm{BEo}} + C_{\mathrm{BEx}}$
C_{BEo}	Basis-Emitter-Überlappungskapazität
C_{BEp}	Basis-Emitter-Kapazität des parasitären Bipolartransistors
C_{BEx}	äußere Basis-Emitter-Kapazität
C_{C1}	zusammengefasste äußere Basis-Kollektor-Kapazität $C_{\mathrm{C1}} = C_{\mathrm{BEp}} + C_{\mathrm{BCo}}$
C_{jC}	Kollektor-Sperrschichtkapazität
C_{jE}	Emitter-Sperrschichtkapazität
d	geometrische Länge allgemein
e	EULERsche Zahl
$\mathbf{E}$	Einheitsmatrix
f	Frequenz
f_0	Mittenfrequenz, Resonanzfrequenz
f_{c}	Eckfrequenz
Δf_{c}	Durchlassbereich eines Bandpassfilters
f_{IF}	Zwischenfrequenz
F	Rauschfaktor

$F_{\min}$	minimaler Rauschfaktor
F_{Z}^{∞}	Rauschmaß nach ROTHE und DAHLKE
G	Leitwert
	Gewinn
G'	längenbezogener Leitwert zur Beschreibung von Leitungseigenschaften
G_{av}	verfügbarer Gewinn $G_{\mathrm{av}} = P_{\mathrm{oav}}/P_{\mathrm{Gav}}$
G_{c}	Konversionsgewinn
g_{m}	Steilheit eines Transistors
$G_{\max}$	maximaler Gewinn $G_{\max} = \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right) \cdot \lvert S_{21}\rvert / \lvert S_{12}\rvert$
$G_{\max,\mathrm{dB}}$	maximaler Gewinn in dB $G_{\max,\mathrm{dB}} = 10\log(G_{\max})\,\mathrm{dB}$
G_{mix}	Mischtranskonduktanz
G_{P}	effektiver Leistungsgewinn $G_{\mathrm{P}} = P_{\mathrm{o}}/P_{\mathrm{i}}$
G_{r}	Gewinn der Empfangsantenne
G_{t}	Gewinn der Sendeantenne
G_{T}	Übertragungsgewinn $G_{\mathrm{T}} = P_{\mathrm{o}}/P_{\mathrm{Gav}}$
I	Strom allgemein
$i(t)$	gleichanteilfreier Strom im Zeitbereich
$I(t)$	gleichanteilbehafteter Strom im Zeitbereich
$\underline{I}$	in den Frequenzbereich transformierter Strom $i(t)$ als komplexer Effektivwert
I^+	Strom bei positiver Halbwelle am Ausgang
I^-	Strom bei negativer Halbwelle am Ausgang
I_{B}	Basisstrom
I_{C}	Kollektorstrom
$\hat{I}_{\mathrm{C}}$	Amplitude des Kollektorstromes
I_{Cmax}	technologische Obergrenze des Kollektorstromes
$\hat{I}_{\mathrm{Cmax}}$	maximale Amplitude des Kollektorstromes
I_{C0}	Kollektorstrom im Arbeitspunkt

I_i	Eingangsstrom
IIP_3	Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung
j	imaginäre Einheit
K	ROLLETT-Stabilitätsfaktor $K = \left(1 - \lvert S_{11}\rvert^2 - \lvert S_{22}\rvert^2 + \lvert\Delta\rvert^2\right) / \left(2\lvert S_{12}S_{21}\rvert\right)$ mit $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
K_F	Kopplungsfaktor bei Filtern
l	geometrische Länge
L	Induktivität
L'	längenbezogene Induktivität zur Beschreibung von Leitungseigenschaften
L_p	effektive Dämpfung
M	Anpassungsfaktor $M = P_\mathrm{i}/P_\mathrm{Gav}$
n	beliebige natürliche Zahl
NF	Rauschzahl $NF = 10\log(F)\,\mathrm{dB}$
NF_min	minimale Rauschzahl $NF_\mathrm{min} = 10\log(F_\mathrm{min})\,\mathrm{dB}$
$P_{-1\,\mathrm{dB}}$	1-dB-Kompressionspunkt
P_av	verfügbare Leistung (bei konjugiert komplexer Anpassung)
P_dB	Leistung im dB-Maßstab, angegeben in dBm $P_\mathrm{dB} = 10\log\left(P/1\,\mathrm{mW}\right)\,\mathrm{dBm}$
P_dl	maximale verzerrungsfreie Leistung
P_Gav	von der Quelle verfügbare Wirkleistung
P_i	Eingangsleistung
P_o	Ausgangsleistung
P_omax	maximale Ausgangsleistung
P_r	Empfangsleistung
P_rhigh	obere Grenze der Empfangsleistung
P_rlow	untere Grenze der Empfangsleistung
P_t	Sendeleistung

Q	Güte
Q_L	*loaded quality factor*, Betriebsgüte
r	Abstand
	Kleinsignalwiderstand
	Rate
r_D	Datenrate
r_S	Symbolrate
R	ohmscher Widerstand allgemein
R'	längenbezogener Widerstand zur Beschreibung von Leitungseigenschaften
R'_0	längenbezogener Leitungswiderstand bei $f = 0$
r_B	zusammengefasster Basisbahnwiderstand $r_\mathrm{B} = r_\mathrm{Bi} + R_\mathrm{Bx}$
r_Bi	innerer Basisbahnwiderstand (arbeitspunktabhängig)
R_Bx	äußerer Basisbahnwiderstand (arbeitspunktunabhängig)
r_C	Kollektorbahnwiderstand (arbeitspunktabhängig)
R_E	Emitterbahnwiderstand
R_fb	Gegenkoppelwiderstand
R_G	Innenwiderstand des Generators
R_L	Lastwiderstand
R_Li	$R_\mathrm{Li} = \mathrm{Re}(\underline{Z}_\mathrm{Li})$
R_S	Substratwiderstand, Serienwiderstand
r_S	Symbolrate
R_T	Transresistanz
$\mathbf{S}$	Matrix der S-Parameter
s	LAPLACE-Variable
S_{ij}	spezieller S-Parameter
$S_{ij,\mathrm{dB}}$	spezieller S-Parameter in dB $S_{ij,\mathrm{dB}} = 20\log(S_{ij})\,\mathrm{dB}$

S_Y^X	Sensitivität von X gegenüber Y $S_Y^X = \dfrac{Y}{X} \cdot \dfrac{\partial X}{\partial Y}$
U	Spannungen allgemein
$u(t)$	gleichanteilfreie Spannung im Zeitbereich
$U(t)$	gleichanteilbehaftete Spannung im Zeitbereich
$\underline{U}$	in den Frequenzbereich transformierte Spannung $u(t)$ als komplexer Effektivwert
U^+	Spannung bei positiver Halbwelle am Ausgang
U^-	Spannung bei negativer Halbwelle am Ausgang
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{BE0}	Flussspannung der Basis-Emitter-Diode; meist $U_{\mathrm{BE0}} = 0{,}9\,\mathrm{V}$
U_{CC}	positive Versorgungsspannung für Bipolartransistoren
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
$\hat{U}_{\mathrm{CE}}$	Amplitude der Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CE0}	Kollektor-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt
U_{CEmax}	technologische Obergrenze der Kollektor-Emitter-Spannung
$\hat{U}_{\mathrm{CEmax}}$	maximale Amplitude der Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CEmin}	maximale Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in einem bestimmten I_{C}-Bereich; meist $U_{\mathrm{CEmin}} = 0{,}5\,\mathrm{V}$ oder $U_{\mathrm{CEmin}} = 0{,}7\,\mathrm{V}$
U_{G}	Generatorspannung
U_{i}	Eingangsspannung
U_{T}	Temperaturspannung, bei Raumtemperatur $U_{\mathrm{T}} = 26\,\mathrm{mV}$
v	Spannungsverstärkung
v_{el}	relative Ausbreitungsgeschwindigkeit
w	geometrische Breite
$\underline{Z}$	komplexe Impedanz im Frequenzbereich
Z_0	charakteristische Impedanz, meist $50\,\Omega$

$\underline{Z}_{\mathrm{L}}$	Lastimpedanz
$\underline{Z}_{\mathrm{Li}}$	scheinbare Impedanz, die an der Transferstromquelle eines Transistors wirksam wird
$\underline{Z}_{\mathrm{w}}$	Wellenwiderstand einer Leitung
α	Dämpfungskonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$
	Roll-off-Faktor
β	Phasenkonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$
γ	Ausbreitungskonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$
Γ_{L}	Lastreflexionsfaktor
Γ_{G}	Quellreflexionsfaktor
Γ_{Gmat}	Quellreflexionsfaktor für für konjugiert komplexe Anpassung
Γ_{Gmin}	Quellreflexionsfaktor für minimale Rauschzahl
Δ	Differenz
λ	Wellenlänge
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand
τ	Zeitkonstante
φ	Phase
φ_{IQ}	Phasenunterschied des LO-Signals zwischen I- und Q-Mischer
ω	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$
ω_{c}	Eckkreisfrequenz

Bedeutung der Indizes in Formelzeichen

$_0$	im Arbeitspunkt
$_{\mathrm{av}}$	*available*, verfügbar
$_{\mathrm{B}}$	*base*, Basis
$_{\mathrm{BB}}$	*baseband*, Basisband

c	*conversion*, Konversions-
	corner, Eck-
C	*collector*, Kollektor
dB	im dB-Maßstab
diff	*differential*, symmetrisch
dl	*maximum distortionless*, maximal verzerrungsfrei
DSB	*double side band*, Zweiseitenband
E	*emitter*, Emitter
F	*filter*, Filter
fb	*feedback*, Gegenkopplung
G	*generator*, Quelle
ges	gesamt
high	*high*, Obergrenze
i	*input*, Eingang
	inner, innerer
IF	*intermediate frequency*, Zwischenfrequenz
j	*junction*, Sperrschicht
L	*load*, Last
LO	*local oscillator*, Lokaloszillator
low	*low*, Untergrenze
m	*mutual*, gegenseitig
mat	*matched*, bei Anpassung
max	*maximum*, maximal
min	*minimum*, minimal
mix	*mixer*, Mischer
N	NYQUIST
o	*output*, Ausgang
	open, offen
p	*parasitic*, parasitär

r	*received*, empfangen
RF	*radio frequency*, Hochfrequenz
RMS	*root mean square*, Effektivwert
S	*substrate*, Substrat
	symbol, Symbol
t	*transmitted*, gesendet
x	*external*, äußerer
Z	zusätzlich
*	konjugiert komplexer Wert
+	adjungierte Matrix $\mathbf{A}^{+} = (\mathbf{A}^{*})^{\mathrm{T}}$
	positive Halbwelle am Ausgang
−	negative Halbwelle am Ausgang
T	transponierte Matrix

1 Einleitung

Sei es selbsterfüllende Prophezeiung, sei es technische Notwendigkeit — die Menge digitaler Daten wächst unaufhaltsam, und mit ihr sinkt die Bereitschaft der Anwender digitaler Kommunikation, auf die Übertragung oder Verarbeitung dieser Daten zu warten. Was vor wenigen Jahren bei wissenschaftlichen Fragen noch der Gang in die Bibliothek, bei Appetit auf gemeinsamen Kaffee das Anklopfen am nachbarlichen Büro und bei Wunsch nach Geselligkeit ein Gespräch mit Freunden waren, sind heute Recherchen in Online-Enzyklopädien, Einladungen per E-Mail und ein Chat in sozialen Netzwerken. Ermöglicht wurde diese Entwicklung durch rasante technische Neuerungen auf dem Gebiet der Informationstechnik und Informatik in den vergangenen Jahrzehnten. Gerade, weil man während der Zugfahrt mit dem Mobiltelefon eine E-Mail versenden kann, anstatt am Postschalter die gestanzte Lochkarte mit der digitalen Information zum Versand aufzugeben, findet digitale Kommunikation im Alltag eine so hohe Akzeptanz.

Um den Nutzen mobiler Endgeräte ausschöpfen zu können, sind drahtlose Datenübertragungsverfahren erforderlich. Je nach Anwendungsfall gibt es dafür verschiedene Ansätze. In geschlossenen Räumen und Ballungszentren ist die Einrichtung drahtloser lokaler Netzwerke (WLANs) zweckmäßig, außerhalb davon erfolgt die Kommunikation über verschiedene Netze der Mobiltelefonie oder mobilen Breitbandkommunikation (WMAN), deren Aufbau eine umfangreiche Infrastruktur erforderlich macht. Auf kürzeste Entfernungen innerhalb eines Raumes, Fahrzeuges oder im Freien kommen sogenannte *wireless personal area networks* (WPANs) zum Einsatz, die ohne jegliche Infrastruktur ad hoc eingerichtet werden können. Allen im Jahr 2012 etablierten Standards ist gemeinsam, dass sie Trägerfrequenzen im oberen dreistelligen Megahertzbereich und im einstelligen Gigahertzbereich verwenden. Die Kanalbandbreiten liegen im Bereich von 200 kHz bei GSM/GPRS und 20 MHz bei den gängigen 802.11-WLAN-Standards.

Eine Möglichkeit, die Datenrate drastisch zu erhöhen, besteht in der Nutzung sehr viel größerer Bandbreiten als derzeit üblich. Im unteren Gigahertzbereich existieren dafür keine freien Frequenzbereiche mehr; zudem ist die technische

Umsetzung der Sender- und Empfängerschaltkreise bei großen Verhältnissen von Bandbreite zur Mittenfrequenz des Kanals problematisch. Aus diesen Gründen wird seit einigen Jahren intensiv die Nutzung des lizenzfrei nutzbaren ISM-Bandes um 60 GHz diskutiert [49], [56]. Im Rahmen des Projektes EASY-A wurden verschiedene Sender- und Empfängerkonzepte für diesen Frequenzbereich erarbeitet und in Schaltkreise umgesetzt. In mehreren Versuchen wurde erfolgreich die drahtlose Datenübertragung demonstriert.

Die Eigenschaften des Übertragungskanals haben Auswirkungen auf die Architektur von Sender und Empfänger. Da eine drahtlose, im Gegensatz zur leitungsgebundenen Übertragung ausschließlich im hochfrequenten Bandpassbereich möglich ist, werden Mischer verwendet, die das Basisbandsignal auf die Übertragungsfrequenz verschieben. Diese zunächst aufwändigere Verfahrensweise erlaubt andererseits die gleichzeitige Übertragung verschiedenster Informationen zwischen unzähligen Geräten über ein und denselben Kanal. Die Verwendung unterschiedlicher Trägerfrequenzen, also der Frequenzmultiplex, ist eine Möglichkeit der Mehrfachnutzung des Übertragungskanals. Dass es sich bei der übertragenen Information um digitale Daten, und nicht um analoge Signale, handelt, spielt beim Entwurf des Analogteils der Empfängerschaltung eine untergeordnete Rolle. Die Prinzipien der Verstärkung, Filterung und Frequenzverschiebung sind identisch. Hinsichtlich der Beurteilung von Störeinflüssen gibt es jedoch Unterschiede: Werden bei der Übertragung von analogen Audiosignalen nichtlineare Verzerrungen, Rauschen und Amplitudenfrequenzgang der Übertragungsstrecke charakterisiert, so sind es bei digitalen Übertragungssystemen Augen- und Konstellationsdiagramme, Pulsformen, Gruppenlaufzeiten und Bitfehlerraten. Da die physikalischen Ursachen für die auftretenden Störungen in beiden Fällen jedoch gleich sind, wird sich ein guter Hochfrequenzentwurf stets auf Optimierung der Analogeigenschaften einer Schaltung stützen.

Diese Arbeit stellt den Hochfrequenzteil eines Empfängerschaltkreises vor, der auf eine Symboldetektion im digitalen Basisband zielt. Die anschließende A/D-Wandlung sowie die Implementierung des digitalen Basisbandes wurden nicht realisiert. Zwar gibt es bereits erste Muster ausreichend schneller A/D-Wandler für Forschungszwecke, jedoch sind diese nicht kommerziell verfügbar. Auch wären die immensen Datenmengen mit kompakter Rechentechnik nicht zu bewältigen. Dennoch ist die erfolgreiche Demonstration des analogen Hochfrequenzteils ein wichtiger Schritt in Richtung einer vollständigen Übertragungsstrecke. Aufgrund der hohen Freiraumwellendämpfung bei 60 GHz und Signalabschwächung durch Feststoffe wie Mauerwerk liegt der Hauptanwendungsbereich solcher Übertragungssysteme in Netzwerken mit geringer Reichweite. Dies

können im einfachsten Fall Punkt-zu-Punkt-Verbindungen sein oder mit etwas höherem Organisationsaufwand auf Systemebene WLANs bzw. WPANs.

Zum entworfenen Empfängerschaltkreis gehören alle Komponenten, die erforderlich sind, um die A/D-Wandler anzusteuern. Der Synthesizer zur Trägerfrequenzerzeugung ist nicht Gegenstand der Arbeit, da er zusammen mit dem Sender entwickelt wurde und auch für den Empfänger eingesetzt wird. Die Baugruppen auf dem Empfängerschaltkreis umfassen einen einstellbaren rauscharmen Eingangsverstärker mit ausgeprägter Bandpasscharakteristik, zwei Mischer, die das Empfangssignal mit orthogonalen Trägern in den Basisbandbereich verschieben, zwei breitbandige Basisbandverstärker, einen einstellbaren Verstärker für das Lokaloszillatorsignal, einen 90°-Phasenschieber, einen Leistungsteiler und Hilfsschaltungen zur Referenzspannungs- und -stromerzeugung.

Ein solcher Empfängerschaltkreis nimmt eine zentrale Rolle in einer drahtlosen Datenübertragungsstrecke ein. Die messtechnisch bestätigten Simulationsergebnisse der entworfenen Schaltung verdeutlichen die Einsetzbarkeit in einem Übertragungssystem mit mehreren Gigahertz Bandbreite, wie es für die angestrebten Datenraten erforderlich ist. Mit der Entscheidung für einen auf digitale Symboldetektion zielenden Ansatz ist zudem die Perspektive eröffnet, die Datenrate durch Einsatz höherwertiger Modulationsverfahren noch weiter zu steigern.

1.1 Anwendungsszenario

Innerhalb des Projektes EASY-A wurden zwei Wege der Systemkonzeption beschritten. Ein Szenario (VHR-E) zielt auf hochratige Kommunikation mit vielen Endgeräten zur gleichen Zeit bei bis zu 1 Gbit/s. Dies macht Verfahren zur Trennung der Datenströme und Synchronisation zwischen den Teilnehmern der Kommunikation erforderlich. Es werden verschiedene Funkzellen eingerichtet, die auf unterschiedlichen Bändern arbeiten (Frequenzmultiplex), und jedem Teilnehmer werden nur bestimmte Zeitschlitze zur Kommunikation zugewiesen (Zeitmultiplex). Ein Anwendungsfeld ist die Übertragung von Multimedia-Inhalten an die Sitzplätze in einem Großraumflugzeug.

Ein anderer Anwendungsfall liegt dem Szenario UHR-C zugrunde. In seinem Rahmen wurde ein Übertragungssystem für eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung mit einer geringen Distanz von wenigen Metern bei Sichtverbindung, aber Datenraten bis zu 10 Gbit/s entwickelt. Eine solche Verbindung würde es ermöglichen, innerhalb kürzester Zeit drahtlos große Datenmengen, wie den Inhalt

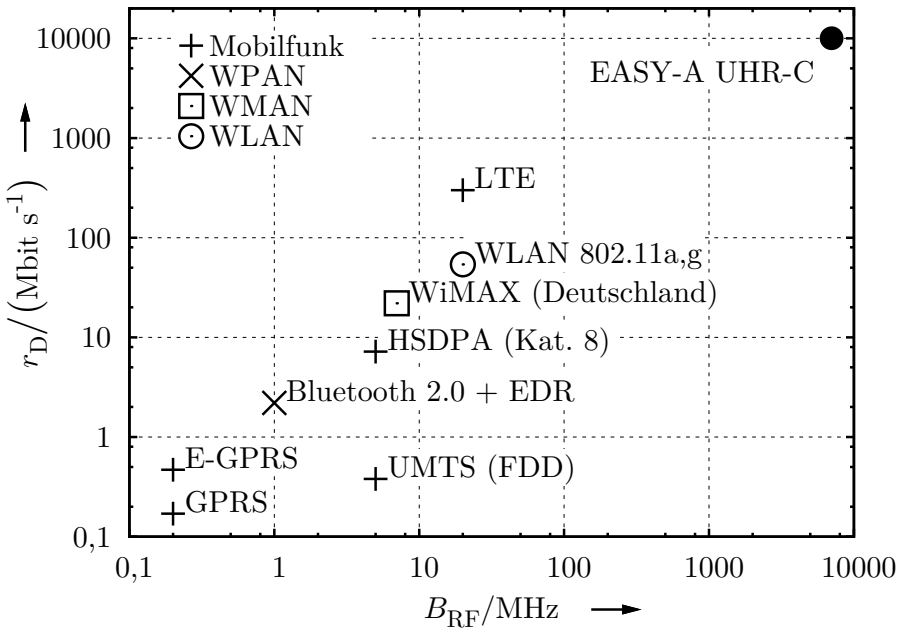

Abbildung 1.1: Kanalbandbreiten und maximale Datenraten gängiger Standards zur drahtlosen Kommunikation im Vergleich zu EASY-A UHR-C.

einer DVD, zwischen zwei mobilen Endgeräten oder einem fest installierten Automaten und einem mobilen Endgerät auszutauschen. Eine Trennung zwischen verschiedenen Nutzern ist dabei ebenso wenig nötig wie eine bidirektionale Kommunikation mit hoher Geschwindigkeit. Zudem sind nur geringe Entfernungen zu überbrücken.

Stellt man, wie es Abbildung 1.1 zeigt, Kanalbandbreite und Datenrate des UHR-C-Szenarios den etablierten Standards der drahtlosen Datenübertragung gegenüber, fällt der große Abstand hinsichtlich beider Parameter zu den bestehenden Systemen auf. In dem Diagramm sind jeweils die Datenraten verzeichnet, die sich bei optimalen Übertragungsbedingungen und bei nur einem Nutzer ergeben. Allein daraus resultiert eine deutliche Einschränkung der Vergleichbarkeit, da mit großer Wahrscheinlichkeit mehr Nutzer gleichzeitig in einer Mobilfunkzelle kommunizieren als bei einer Bluetooth-Verbindung zwischen zwei Mobiltelefonen. Weiterhin muss ein fairer Vergleich die Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit der Übertragung genauso berücksichtigen wie wirtschaftliche Aspekte und zusätzlichen Mehraufwand des Systems für die Verwaltung der Nutzer und Sicherstellen der Dienstgüte.

Daraus wird deutlich, dass weder die mit unterschiedlichen Symbolen gekennzeichneten verschiedenen Anwendungsfälle direkt miteinander verglichen werden können, noch das UHR-C-Szenario denselben Komplexitätsgrad aufweist

wie andere Systeme. Vielmehr sollen die innerhalb des Projektes gewonnenen Erkenntnisse dazu beitragen, einen robusten Standard zu entwickeln und ein System aufzubauen, das den Anforderungen an kommerzielle Produkte genügt.

1.2 Wissenschaftlicher Kontext

Bereits in den 1960er und 1970er Jahren wurden Gallium-Arsenid-basierte Festkörperverstärker [61], -oszillatoren [22] und -mischer [20] im Frequenzbereich um 60 GHz vorgestellt. In den 1980er Jahren gelang die Integration derartiger Komponenten zu einem monolithischen 60-GHz-Empfängerschaltkreis [15]. Die Schaltung beruhte auf einem SCHOTTKY-Diodenmischer gefolgt von einem zweistufigen Zwischenfrequenzverstärker mit MESFETs. Ein Eingangsverstärker kam aufgrund der noch vergleichsweise niedrigen maximalen Schwingfrequenz der Technologie von $f_{\max} = 90\,\mathrm{GHz}$ nicht zum Einsatz. Der Empfängerschaltkreis erreichte 12,4 dB Mischgewinn bei einer Zweiseitenband-Rauschzahl von $NF_{\mathrm{DSB}} = 9\,\mathrm{dB}$.

Fehlende Anwendungsbereiche im Segment der Konsumgüterelektronik sowie die Beschränkung auf kostenintensive III-V-Halbleitertechnologien ließen die Arbeiten auf dem Gebiet der Datenübertragung bei 60 GHz nur langsam voranschreiten. Dennoch wurde schon zu diesem Zeitpunkt deutlich, dass mit zunehmender Verbreitung der Rechentechnik und kontinuierlich wachsenden Datenmengen derartige Technologien zukünftig benötigt werden würden. So unterstrich RICHARDSON 1990 die exzellente Eignung des Frequenzbandes um 60 GHz für die drahtlose Datenübertragung in räumlich kompakten Netzwerken [49]. Die hohe Dämpfung der elektromagnetischen Wellen bei 60 GHz durch Resonanzen der Sauerstoffmoleküle in der Luft, die für viele Anwendungen äußerst nachteilig ist, bringt große Vorteile beim Aufbau kleiner drahtloser Hochgeschwindigkeitsnetzwerke. Während auf kurze Entfernungen im Bereich einiger zehn Meter die Sauerstoffabsorption gegenüber der Freiraumwellendämpfung vernachlässigbar ist, erlaubt sie die häufige Wiederverwendung ein- und derselben Frequenzbänder bereits nach wenigen Kilometern Entfernung im Freien. Innerhalb geschlossener Gebäude wirken Zwischendecken und stärkere Wände als nahezu perfekte Abschirmung, so dass Frequenzen bei wenigen Räumen Abstand doppelt genutzt werden können. Diese Fakten haben dazu geführt, dass der Frequenzbereich um 60 GHz weltweit sehr liberal reguliert wurde und lizenzfrei nutzbar ist.

Zu Beginn der Jahrtausendwende erfuhren drahtlose Netzwerke in den Frequenzbereichen um 2,4 GHz und 5 GHz weltweit einen enormen Auftrieb. Kostengünstige siliziumbasierte Halbleitertechnologien hatten die Entwicklung von preiswerten Produkten für den Massenmarkt ermöglicht. Zugleich wuchs damit das wissenschaftliche Interesse an der drahtlosen Datenübertragung mit noch wesentlich höheren Datenraten im Frequenzbereich um 60 GHz. Smulders fasste 2002 die Randbedingungen für ein Datenübertragungssystem in diesem Frequenzbereich aus Anwender- und Systementwicklersicht zusammen [56]. SiGe-BiCMOS- sowie CMOS-Technologien erreichten kontinuierlich wachsende Transitfrequenzen, und so wurden 2000 – 2005 erste Komponenten auf Siliziumbasis für ein Übertragungssystem bei 60 GHz vorgestellt [55], [62], [6], [26], [73], [27]. Diese Entwicklungen bildeten die Grundlage für vollständige, monolithisch integrierte Sender- und Empfängerschaltkreise in Silizium-Halbleitertechnologien, die erstmalig 2006 publiziert wurden und weltweit große Beachtung fanden [46], [48].

Razavi [46] demonstriert einen zweistufigen Eingangsverstärker, der zwei Gegentaktmischer treibt, von denen jedoch nur einer für die Messungen verwendet wird. Der Ausgang wird von einem Differenzpaar sowie zwei Source-Stufen mit offenem Drain gebildet. Ein Oszillator sowie eine Schaltung zur Quadraturphasenerzeugung sind nicht enthalten. Es kommen 130-nm-CMOS-Transistoren mit nur 75 GHz maximaler Transitfrequenz zum Einsatz, was die vergleichsweise hohe Rauschzahl von 12,5 dB und den geringen Umfang an integrierten Komponenten erklärt.

Reynolds verwendet in [48] hingegen eine SiGe-BiCMOS-Technologie mit Transistoren, die eine maximale Transitfrequenz von 200 GHz aufweisen. Aus diesen Transistoren sind ein vollständiger Superheterodynsender und -empfänger mit variabler Zwischenfrequenz aufgebaut. Der Empfängerschaltkreis beinhaltet einen Eingangsverstärker, einen Mischer zur Frequenzumsetzung auf die Zwischenfrequenz, einen ZF-Verstärker, einen Quadraturmischer, Basisbandverstärker sowie Schaltungen zur Frequenzerzeugung. Alle Frequenzen werden von einer ebenfalls integrierten Phasenregelschleife (*phase-locked loop*, PLL) durch Frequenzverdreifachung bzw. -halbierung abgeleitet. Die Schaltung zur Frequenzhalbierung stellt zugleich die Quadratursignale für die zweite Stufe der Abwärtsmischung bereit. Der Empfängerschaltkreis erzielt über eine Bandbreite von 5 GHz einen Mischgewinn von ca. 39 dB und eine Rauschzahl zwischen 5 dB und 6,7 dB. In einem Experiment wurden zwischen Sender und Empfänger Übertragungen mit einer Datenrate von 630 Mbit/s bei QPSK-OFDM-Modulation sowie von 2 Gbit/s bei QPSK-Modulation demonstriert.

Der in der vorliegenden Arbeit vorgestellte Empfänger ist in einer SiGe-BiCMOS-Halbleitertechnologie mit vergleichbar schnellen Transistoren wie in [48] realisiert. Er beruht auf direkter Quadratur-Abwärtsmischung, weswegen keine Spiegelfrequenzunterdrückung erforderlich ist. Aus Kompatibilitätsgründen mit einem ebenfalls in Entwicklung befindlichen Sender kommt als Modulationsverfahren quaternäre Differenz-Phasenumtastung mit einfachem Träger (DQPSK) zum Einsatz. Um mit diesem vergleichsweise spektral ineffizienten Modulationsverfahren Datenraten im Bereich mehrerer Gbit/s zu erreichen, wird eine Bandbreite von 7 GHz benötigt. Aufgrund der zu erwartenden Fertigungstoleranzen erfolgt der Entwurf für einen noch deutlich größeren Frequenzbereich. Darin liegt eine Besonderheit des vorgestellten Empfängers.

1.3 Gliederung der Arbeit

Grundlage für den Entwurf des Empfängers bilden Spezifikationen, die sich beispielsweise aus regulatorischen Einschränkungen wie spektraler Maske und maximaler Sendeleistung, den Eigenschaften der Übertragungsstrecke, der nötigen Datenrate oder der zulässigen Leistungsaufnahme ergeben. Da das Übertragungssystem weder standardkonform sein muss, noch der Empfänger in ein bestehendes System zu integrieren ist, bestehen viele Freiheitsgrade bei der Spezifizierung des Empfängers. Dennoch lassen sich mit einfachen Rechnungen gewisse Mindestanforderungen abschätzen, denen die Schaltung genügen muss. Abschnitt 2.1 erläutert diese Mindestanforderungen und führt in das Konzept des Empfängers ein.

Die Schaltungsentwicklung stützt sich auf die Grundlagen des analogen Hochfrequenzentwurfs. Auf einige Detailprobleme wird ausführlich in Abschnitt 2.2 eingegangen. Da insbesondere bei einem Empfänger die Rauscheigenschaften der Schaltung unmittelbar an die Bitfehlerrate und die anwendbaren Modulationsverfahren gekoppelt sind, widmet sich Abschnitt 2.2.1 vertiefend dieser Thematik. Es sind wichtige Kenngrößen zusammengefasst und ihre Bedeutung für den Schaltungsentwurf erläutert. Zudem werden mögliche Verstärkertopologien in der verwendeten Halbleitertechnologie hinsichtlich ihrer Rauscheigenschaften miteinander verglichen. Eine Besonderheit, die sich aus der hohen Datenrate gepaart mit einem einfachen Modulationsverfahren ergibt, ist die hohe erforderliche Bandbreite der Schaltung. Insbesondere transformatorische Anpassnetzwerke aus Leitungen und Kondensatoren verursachen aufgrund ihrer Ähnlichkeit zu Filterstrukturen häufig ein ausgeprägtes Bandpassverhalten mit

schmalem Durchlassbereich. Abschnitt 2.2.2 erörtert Ansätze, wie Anpassnetzwerke ausreichend breitbandig entworfen werden können und gibt eine theoretische Schranke der Bandbreite von Anpassnetzwerken an. Schließlich ist es insbesondere unter dem Aspekt der Leistungsaufnahme erforderlich, Verstärkerstufen so zu entwerfen, dass die Strom- und Spannungsverläufe am Ausgang die Entnahme der maximalen Wirkleistung ermöglichen. Simulativ und messtechnisch können dazu *load-pull*-Untersuchungen durchgeführt werden, die jedoch zeitaufwändig sind und wenig Einblick in die zugrunde liegenden Wirkmechanismen geben. Sehr viel intuitiver ist das von Cripps beschriebene Verfahren [16], die transiente Lastkurve am Ausgang zu analysieren. Dieses Verfahren ist jedoch nicht unmittelbar auf Kaskodestufen anwendbar und geht von einem rudimentären Transistormodell aus. Abschnitt 2.2.3 erläutert eine Erweiterung der Methode Cripps' auf Kaskodestufen mit einem genaueren Transistormodell.

Eine Besonderheit des Entwurfs integrierter Hochfrequenzschaltungen im zweistelligen Gigahertzbereich ist die Notwendigkeit, jedes Schaltungsdetail genaustens zu modellieren. Die klassische Theorie elektrischer Netzwerke, die von konzentrierten Knoten und Bauelementen ausgeht, ist nur auf Strukturen anwendbar, die ein Vielfaches — etwa Faktor 20 — kleiner als die Wellenlänge der verarbeiteten Signale sind. Sie liegt in Siliziumdioxid bei 60 GHz bei etwa 2,5 mm, so dass bereits Strukturen mit Ausdehnungen in der Größenordnung von 100 µm einen verteilten Charakter annehmen. Dies betrifft insbesondere passive Strukturen wie Streifen- und Koplanarleitungen zur Verdrahtung und Impedanztransformation. Aus diesem Grund ist der Modellierung solcher Strukturen ein umfangreicher Abschnitt der Arbeit gewidmet. Ausgehend von den Daten, die einer Feldsimulation oder Messung entstammen, diskutiert Abschnitt 2.3 Möglichkeiten der Modellierung. Dabei werden Genauigkeit, Skalierbarkeit, berücksichtigte Effekte und Verwendbarkeit für verschiedene Simulationstypen gegenübergestellt.

Das grundlegende Kapitel 2 bildet das Fundament für den eigentlichen Entwurf des Empfängers. Ihm und der Auswertung der Ergebnisse ist der Hauptteil der Arbeit, Kapitel 3, gewidmet. Nach einer knappen Einführung in die verwendete Halbleitertechnologie werden Teilschaltungsblöcke vorgestellt, die der Verifikation der grundlegenden Entwurfsprinzipien dienen. Nach einer Erläuterung der Entwurfsstrategie des Empfängers wird die Entwicklung der einzelnen Baugruppen diskutiert. Dazu gehören der Mischerkern, ein Basisbandverstärker, das Phasenschiebernetzwerk zur Quadraturphasenerzeugung, ein Treiberverstärker für das Lokaloszillatorsignal sowie der rauscharme Eingangsverstärker mit Möglichkeit der Verstärkungseinstellung. Als Hilfsschaltungen sind Re-

ferenzstrom- und -spannungsquellen erforderlich, deren Funktionsweise ebenfalls erläutert wird. Schließlich werden Details zum Layout angegeben und die Ergebnisse vorgestellt. Die Arbeit schließt mit einer Darstellung der Einsatzmöglichkeiten der entwickelten Schaltung und Perspektiven für die weitere Forschung.