

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

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Anwendungsszenario . . . . .	3
1.2	Wissenschaftlicher Kontext . . . . .	5
1.3	Gliederung der Arbeit . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>11</b>
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 <i>mtline</i> -Modell . . . . .	59
2.3.4	Approximation mit konzentrierten Elementen . . . . .	61
2.3.5	<i>Broadband Spice model</i> . . . . .	62
2.3.6	Vergleich der Modellierungsvarianten . . . . .	64
<b>3</b>	<b>Entwurf des Empfängers</b>	<b>75</b>
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

<b>4 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>179</b>
<b>A Gesamtschaltung</b>	<b>185</b>
<b>B Verfügbarer Gewinn in Leitwertdarstellung</b>	<b>193</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>195</b>
<b>Eigene Publikationen</b>	<b>203</b>



# 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 Emittierstufe 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 Emittierstufe und Kaskodestufe. . . . .	24
2.5	Konturen des verfügbaren Gewinns und der Rauschzahl in Abhängigkeit des Quellreflexionsfaktors $\Gamma_G$ 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 $\Gamma_G$ 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 $\mu\text{m}$ langen Eingangsleitung bei 60 GHz. . . . .	31
2.11	Anpassnetzwerk und Modell eines Parallelresonanzkreises aus Sicht eines Verbindungstors im Anpassnetzwerk. . . . .	32
2.12	Transformation von $\underline{Z}_L = (80 - j70) \Omega$ auf $\underline{Z}_G^* = (25 + j408) \Omega$ bei 60 GHz. . . . .	34
2.13	Transformation von $\underline{Z}_L = (80 - j70) \Omega$ auf $\underline{Z}_G^* = (25 + j408) \Omega$ 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. Nicht-lineares 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 $\Gamma_L$ 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	Eingangsexreflexionsfaktor des synthetisierten Breitbandmodells ohne und mit Option <code>-Stability 0.1</code> . . . . .	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 $G_{\max, \text{dB}}$ 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 $P_{LOav,dB}$ . . . . .	91
3.20	Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation von $P_{RFav,dB}$ . . . . .	91
3.21	Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation der Eingangsfrequenz. . . . .	92
3.22	Eingangsreflexionsfaktoren des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100- $\Omega$ -System. . . . .	93
3.23	Ausgangsreflexionsfaktor des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100- $\Omega$ -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 Emittierstufe 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 $Z_L$ . b), c) Mögliche Widerstandskonfigurationen am Mischereingang. . . . .	128
3.46	Berechnete Phasendifferenz zwischen Ausgang und Eingang einer verlustlosen Leitung bei Abschluss mit verschiedenen Impedanzen $Z_L$ und Variation von $\text{Re}(Z_L)$ 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 eingetragem Gitter. . . . .	140
3.55	Phasenunterschied und Amplitudenverhältnis zwischen den Ein- gängen von I- und Q-Mischer in Abhängigkeit der Amplitude. (Simulation) . . . . .	142
3.56	Effektiver Leistungsgewinn und Ausgangsleistung des LO-Trei- berverstärkers ohne Phasenschiebernetzwerk bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen. (Simulation) . . . . .	143
3.57	Simulierte LO-Eingangsspannung von I- und Q-Mischer bei ver- schiedenen Verstärkungseinstellungen. . . . .	143
3.58	Simulierte Lastkurven am inneren Transistor der Basisstufe in der LO-Treiberausgangsstufe bei verschiedenen Verstärkungsei- stellungen. . . . .	144
3.59	Rauschmaß und Anpassungsfaktor einer symmetrischen Kasko- destufe bei unterschiedlichen Emitterflächen. (Simulation) . . .	146
3.60	Simulierte Ortskurven von $\Gamma_{o1}$ und $\Gamma_{i2}^*$ am Eingang der zweiten Stufe. . . . .	149
3.61	Anpassungsfaktor zwischen Ausgang der ersten und Eingang der zweiten Stufe, maximaler verfügbarer Gewinn der ersten Stu- fe 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 Eingangsverstär- ker bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung. . . . .	153
3.64	Simulierte Ausgangsleistungen der Stufen des Eingangsverstär- kers bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung. . . . .	153
3.65	Referenzspannungserzeugung mit Einstellmöglichkeit. . . . .	155
3.66	Referenzstromerzeugung mit Einstellungsmöglichkeit und Test- ausgang. . . . .	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	Eingangreflexionsfaktoren 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 $G_{c,dB} = 30$ 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	Zweiter 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 <code>-Stability</code> . . . . .	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 <code>nnp201_2</code> bei $I_{CO} = 3,6$ mA. . . . .	136
3.6	Parameter von <code>nnp201_4</code> bei $I_{CO} = 7,0$ 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	<i>complementary metal oxide semiconductor</i> , Halbleitertechnologie, in der komplementäre Feldeffekttransistoren gefertigt werden können
D/A-Wandler	Digital-Analog-Wandler
DQPSK	<i>differential quadrature phase shift keying</i> , quaternäre Differenz-Phasenumtastung
DVD	<i>digital versatile disc</i> , optischer Datenträger
EDGE	<i>enhanced data rates for GSM evolution</i> , Erweiterung des GPRS-Standards durch Einsatz komplexer Modulationsverfahren. Auch: E-GPRS
EDR	<i>enhanced data rate</i> , Erweiterung des Bluetooth-Standards
E-GPRS	<i>enhanced GPRS</i> , Erweiterung des GPRS-Standards durch Einsatz komplexer Modulationsverfahren. Auch: EDGE
FDD	<i>frequency division duplex</i> , Duplex durch Senden und Empfang auf verschiedenen Frequenzen. Verwendung bspw. bei UMTS
GaAs	Gallium-Arsenid-Mischkristall
GPRS	<i>general packet radio service</i> , Datenübertragungsdienst in GSM- und UMTS-Netzen

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

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

### Formelzeichen

$\mathbf{A}$	Zweitorparameter in Kettenform $\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$
$B_{\text{BB}}$	Bandbreite der Basisbandschaltungen
$B_{\text{IF}}$	Bandbreite des Zwischenfrequenzteils
$B_{\text{Kp}1,2}$	Kennleitwert beim zweikreisigen Kopplungsbandfilter
$B_{\text{N}}$	NYQUIST-Bandbreite
$B_{\text{RF}}$	Bandbreite der Hochfrequenzschaltungen

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

$F_{\min}$	minimaler Rauschfaktor
$F_Z^\infty$	Rauschmaß nach ROTHE und DAHLKE
$G$	Leitwert Gewinn
$G'$	längenbezogener Leitwert zur Beschreibung von Leitungseigenschaften
$G_{\text{av}}$	verfügbarer Gewinn $G_{\text{av}} = P_{\text{ov}}/P_{\text{Gav}}$
$G_c$	Konversionsgewinn
$g_m$	Steilheit eines Transistors
$G_{\text{max}}$	maximaler Gewinn $G_{\text{max}} = (K - \sqrt{K^2 - 1}) \cdot  S_{21} / S_{12} $
$G_{\text{max,dB}}$	maximaler Gewinn in dB $G_{\text{max,dB}} = 10 \log(G_{\text{max}})$ dB
$G_{\text{mix}}$	Mischtranskonduktanz
$G_P$	effektiver Leistungsgewinn $G_P = P_o/P_i$
$G_r$	Gewinn der Empfangsantenne
$G_t$	Gewinn der Sendeantenne
$G_T$	Übertragungsgewinn $G_T = P_o/P_{\text{Gav}}$
$I$	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
$\hat{I}_C$	Amplitude des Kollektorstromes
$I_{C\text{max}}$	technologische Obergrenze des Kollektorstromes
$\hat{I}_{C\text{max}}$	maximale Amplitude des Kollektorstromes
$I_{C0}$	Kollektorstrom im Arbeitspunkt

$I_i$	Eingangsstrom
$IIP_3$	Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung
$j$	imaginäre Einheit
$K$	ROLLETT-Stabilitätsfaktor $K = (1 -  S_{11} ^2 -  S_{22} ^2 +  \Delta ^2) / (2 S_{12}S_{21} )$ 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 $M = P_i/P_{Gav}$
$n$	beliebige natürliche Zahl
$NF$	Rauschzahl $NF = 10 \log(F)$ dB
$NF_{\min}$	minimale Rauschzahl $NF_{\min} = 10 \log(F_{\min})$ dB
$P_{-1 \text{ dB}}$	1-dB-Kompressionspunkt
$P_{av}$	verfügbare Leistung (bei konjugiert komplexer Anpassung)
$P_{\text{dB}}$	Leistung im dB-Maßstab, angegeben in dBm $P_{\text{dB}} = 10 \log(P/1 \text{ mW})$ dBm
$P_{\text{dl}}$	maximale verzerrungsfreie Leistung
$P_{\text{Gav}}$	von der Quelle verfügbare Wirkleistung
$P_i$	Eingangsleistung
$P_o$	Ausgangsleistung
$P_{\text{omax}}$	maximale Ausgangsleistung
$P_r$	Empfangsleistung
$P_{\text{rhigh}}$	obere Grenze der Empfangsleistung
$P_{\text{rlow}}$	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 $r_B = r_{B_i} + R_{B_x}$
$r_{B_i}$	innerer Basisbahnwiderstand (arbeitspunktabhängig)
$R_{B_x}$	äußerer Basisbahnwiderstand (arbeitspunktunabhängig)
$r_C$	Kollektorbahnwiderstand (arbeitspunktabhängig)
$R_E$	Emitterbahnwiderstand
$R_{fb}$	Gegenkoppelwiderstand
$R_G$	Innenwiderstand des Generators
$R_L$	Lastwiderstand
$R_{Li}$	$R_{Li} = \text{Re}(Z_{Li})$
$R_S$	Substratwiderstand, Serienwiderstand
$r_S$	Symbolrate
$R_T$	Transresistanz
<b>S</b>	Matrix der S-Parameter
$s$	LAPLACE-Variable
$S_{ij}$	spezieller S-Parameter
$S_{ij,\text{dB}}$	spezieller S-Parameter in dB $S_{ij,\text{dB}} = 20 \log(S_{ij})$ dB

$S_Y^X$	Sensitivität von X gegenüber Y $S_Y^X = \frac{Y}{X} \cdot \frac{\partial X}{\partial Y}$
$U$	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 $U_{BE0} = 0,9 \text{ V}$
$U_{CC}$	positive Versorgungsspannung für Bipolartransistoren
$U_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$\hat{U}_{CE}$	Amplitude der Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CE0}$	Kollektor-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt
$U_{CEmax}$	technologische Obergrenze der Kollektor-Emitter-Spannung
$\hat{U}_{CEmax}$	maximale Amplitude der Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CEmin}$	maximale Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in einem bestimmten $I_C$ -Bereich; meist $U_{CEmin} = 0,5 \text{ V}$ oder $U_{CEmin} = 0,7 \text{ V}$
$U_G$	Generatorspannung
$U_i$	Eingangsspannung
$U_T$	Temperaturspannung, bei Raumtemperatur $U_T = 26 \text{ mV}$
$v$	Spannungsverstärkung
$v_{el}$	relative Ausbreitungsgeschwindigkeit
$w$	geometrische Breite
$\underline{Z}$	komplexe Impedanz im Frequenzbereich
$Z_0$	charakteristische Impedanz, meist $50 \Omega$

$Z_L$	Lastimpedanz
$Z_{Li}$	scheinbare Impedanz, die an der Transferstromquelle eines Transistors wirksam wird
$Z_w$	Wellenwiderstand einer Leitung
$\alpha$	Dämpfungskonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$ Roll-off-Faktor
$\beta$	Phasenkonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$
$\gamma$	Ausbreitungskonstante einer Leitung $\gamma = \alpha + j\beta$
$\Gamma_L$	Lastreflexionsfaktor
$\Gamma_G$	Quellreflexionsfaktor
$\Gamma_{Gmat}$	Quellreflexionsfaktor für für konjugiert komplexe Anpassung
$\Gamma_{Gmin}$	Quellreflexionsfaktor für minimale Rauschzahl
$\Delta$	Differenz
$\lambda$	Wellenlänge
$\rho$	spezifischer elektrischer Widerstand
$\tau$	Zeitkonstante
$\varphi$	Phase
$\varphi_{IQ}$	Phasenunterschied des LO-Signals zwischen I- und Q-Mischer
$\omega$	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$
$\omega_c$	Eckkreisfrequenz

### **Bedeutung der Indizes in Formelzeichen**

0	im Arbeitspunkt
av	<i>available</i> , verfügbar
B	<i>base</i> , Basis
BB	<i>baseband</i> , Basisband

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

r	<i>received</i> , empfangen
RF	<i>radio frequency</i> , Hochfrequenz
RMS	<i>root mean square</i> , Effektivwert
S	<i>substrate</i> , Substrat
	<i>symbol</i> , Symbol
t	<i>transmitted</i> , gesendet
x	<i>external</i> , äußerer
Z	zusätzlich
*	konjugiert komplexer Wert
+	adjungierte Matrix $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^*)^T$
	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-Enzyklopädi- en, Einladungen per E-Mail und ein Chat in sozialen Netzwerken. Ermöglicht wurde diese Entwicklung durch rasante technische Neuerungen auf dem Ge- biet der Informationstechnik und Informatik in den vergangenen Jahrzehnten. Gerade, weil man während der Zugfahrt mit dem Mobiltelefon eine E-Mail ver- senden 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 da- für 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 umfang- reiche 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 ge- meinsam, 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 Hauptanwendungsbeereich 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  $90^\circ$ -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

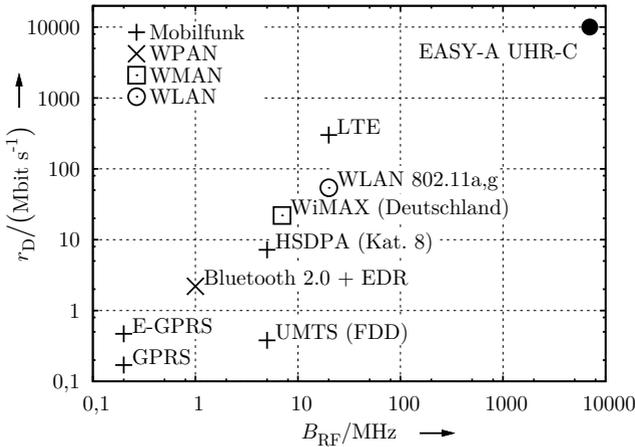


Abbildung 1.1: Kanalbandbreiten und maximale Datenraten gängiger Standards zur drahtlosen Kommunikation im Vergleich zu EASY-A UHR-C.

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  $f_{\max} = 90$  GHz nicht zum Einsatz. Der Empfängerschaltkreis erreichte 12,4 dB Mischgewinn bei einer Zweiseitenband-Rauschzahl von  $NF_{\text{DSB}} = 9$  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 Frequenzverdreifung 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-Bi-CMOS-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

schmalen 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 genauestens 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  $\mu\text{m}$  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.



## 2 Grundlagen

Der Entwurf einer Schaltung basiert auf Spezifikationen, die aus dem konkreten Anwendungsfall, einzuhaltenden Standards, Nutzerwünschen, verfügbaren Technologien, einer Kostenbegrenzung usw. folgen. Es ist daher zweckmäßig, die wichtigsten Anforderungen zusammenzutragen, bevor mit dem eigentlichen Entwurf begonnen wird. In Abschnitt 2.1 wird auf für den Entwurf entscheidende Aspekte eingegangen, und es werden Spezifikationen abgeleitet.

Die eigentliche Schaltungsentwicklung beruht auf den Grundlagen des Entwurfs integrierter Hochfrequenzschaltungen, zu denen es umfangreiche Literatur gibt. Einige Entwurfsschritte bedürfen jedoch besonderer Aufmerksamkeit, sind kritisch für das Einhalten der Spezifikationen oder beruhen auf Ansätzen, die eine Erweiterung der bekannten Verfahren darstellen. Diese Schritte sind in Abschnitt 2.2 zusammengetragen und ausführlich erörtert.

Schließlich ist es für den Schaltungsentwickler unabdingbar, genaue Bauelementmodelle zur Verfügung zu haben. Ein Großteil der Modelle ist für die verwendete Halbleitertechnologie vorhanden, jedoch fehlen Daten zu großen passiven Strukturen, die verteilt modelliert werden müssen. Da es für diesen Anwendungsfall vielfältige Modellierungsvarianten gibt, die spezifische Vor- und Nachteile aufweisen, wird auf diese Problematik detailliert in Abschnitt 2.3 eingegangen.

### 2.1 Systemspezifikation

Das zu entwickelnde Datenübertragungssystem hat experimentellen Charakter und ist demzufolge in weiten Grenzen variabel umsetzbar. Als typischer Anwendungsfall wurde die drahtlose Kurzstreckendatenübertragung mit Datenraten bis 10 Gbit/s herausgegriffen. Um die prinzipielle Machbarkeit eines solchen Systems zu demonstrieren, wurde von einer nahezu idealen Übertragungsstrecke ausgegangen, die nicht mit Mehrwegeausbreitung behaftet ist, eine Ausrichtung von Sende- und Empfangsantennen und damit den Einsatz gerichteter Antennen erlaubt sowie keine Störer im verwendeten Frequenzbereich enthält. Auch wurde von einem einzigen Kanal mit fester Mittenfrequenz ausgegangen

und keine Möglichkeit vorgesehen, dass eine Datenübertragung zwischen mehr als zwei Geräten stattfindet.

Ein denkbarer Anwendungsfall, der trotz der genannten Einschränkungen realistisch ist, ist die Übertragung einer großen Datenmenge von einem fest installierten Terminal auf ein mobiles Endgerät, also beispielsweise die Übertragung eines Spielfilms auf ein Mobiltelefon an einem “Filmautomaten”. Dieser Anwendungsfall wird mit Kiosk-Szenario bezeichnet und liefert die Anforderungen, die im Folgenden detailliert abgeleitet werden.

Im Rahmen des Gesamtprojekts wurden Sender, Empfänger, Digitalteil und Antennen entwickelt. Da zu Projektbeginn A/D- und D/A-Wandler mit den erforderlichen Abtastraten und Auflösungen kommerziell nicht oder nur sehr eingeschränkt verfügbar waren, wurde entschieden, die Datenübertragung so auszulegen, dass Modulation, Pulsformung, Synchronisation und Detektion mit analoger Schaltungstechnik realisierbar sind. Als Alternativlösung wurde der im Folgenden diskutierte Empfänger entwickelt, der auf der A/D-Wandlung der Quadraturkomponenten und einer digitalen Basisbandverarbeitung beruht, jedoch zum System mit analoger Symboldetektion kompatibel sein soll. Beim vollständig analogen Empfänger ist insbesondere die Trägerrückgewinnung zur kohärenten Abwärtsmischung sehr anspruchsvoll. Eine vergleichsweise einfache Lösung dafür existiert, wenn als Modulationsschema quaternäre Differenz-Phasenumtastung (DQPSK) zum Einsatz kommt. Diese Lösung wurde im Rahmen des Projekts umgesetzt und ist in [65] erläutert. Damit steht auch für den digital orientierten Empfängeransatz DQPSK als Modulationsschema fest, woraus sich weitere Spezifikationen ableiten lassen.

### 2.1.1 Systembandbreite

Bei der digitalen Datenübertragung kann nur ein Teil der Übertragungskapazität des Systems für die Nutzdatenübertragung verwendet werden. Zusätzlich ist ein Informationsfluss nötig, um Empfänger und Sender miteinander zu synchronisieren, Frequenzen abzugleichen, Eigenschaften der Übertragungsstrecke zu bestimmen, den Informationsfluss zu organisieren, eine Fehlererkennung und -korrektur zu ermöglichen usw. Deswegen ist die zu übertragende Bruttodatenrate im Allgemeinen höher als die Nettodatenrate. Im speziellen Anwendungsfall wurde von den Systementwicklern ein Protokoll vorgegeben, das für die Übertragung mit einer Nettodatenrate von 10 Gbit/s eine Bruttodatenrate von 13,8 Gbit/s benötigt. Macht man Gebrauch von der Möglichkeit des Polarisationsmultiplex, dann stehen zwei Übertragungskanäle zur Verfügung, die sich —

je nach Genauigkeit der Antennenausrichtung — gegenseitig nur wenig beeinflussen. Damit müssen pro Kanal 6,9 Gbit/s übertragen werden.

Das verwendete Modulationsschema DQPSK kodiert zwei Bits als einzelnes Symbol. Daraus ergibt sich eine Symbolrate von  $r_S = 3,45 \times 10^9 \text{ s}^{-1}$  sowie die zugeordnete NYQUIST-Bandbreite [50]

$$B_N = \frac{r_S}{2} = 1,73 \text{ GHz} \quad (2.1)$$

als theoretische Bandbreitenuntergrenze, die eine fehlerfreie Übertragung ermöglicht. Ein ideales Tiefpassfilter zur Pulsformung kann diese Bandbreitenuntergrenze realisieren und erlaubt die intersymbolinterferenzfreie Übertragung zu einem Abtastzeitpunkt genau in der Symbolmitte (1. NYQUIST-Kriterium). Jedes Symbol entspricht dann einem si-Signal. Das si-Signal als Pulsform hat jedoch die gravierenden Nachteile deutlicher Überschwinger, die hohe Linearitätsanforderungen an das Übertragungssystem stellen, und einer geringen horizontalen Öffnung des Augendiagramms, was einen hochgenauen Abtastzeitpunkt erforderlich macht. Aus diesen Gründen kommen praktisch meist Signale mit höherer Bandbreite als  $B_N$  zum Einsatz. Für eine besonders robuste Übertragung bieten sich Kosinus-roll-off-Filter (*raised cosine filter*) zur Pulsformung an, die einen ausreichend hohen Roll-off-Faktor  $\alpha$  haben. Wird  $\alpha = 1$  gewählt, so erfüllt dieses Filter sowohl das 1. als auch das 2. NYQUIST-Kriterium und erzeugt somit Signale, die sowohl in der Symbolmitte als auch am Symbolrand intersymbolinterferenzfrei sind. Diese Signale haben im Basisband die doppelte NYQUIST-Bandbreite.

Um die Einsetzbarkeit des Empfängers unabhängig von der letztlich gewählten Pulsform zu machen, muss die Bandbreite des Empfängers größer als die NYQUIST-Bandbreite sein. Zudem ist zu berücksichtigen, dass an den Bandgrenzen üblicherweise starke Schwankungen der Gruppenlaufzeit auftreten, so dass es zu unerwünschter Dispersion kommen kann. Bei geringen und mittleren Kanalbandbreiten werden solche Effekte durch Entzerrer ausgeglichen, die meist im Digitalteil realisiert sind. Aufgrund der enormen Bandbreite ist jedoch nicht davon auszugehen, dass dieser Ansatz praktisch durchführbar ist. Daher wird für die Schaltungen im Basisband eine Mindestbandbreite von

$$B_{BB} = 2B_N = 3,5 \text{ GHz} \quad (2.2)$$

gefordert. Die Hochfrequenzstrecke muss die doppelte Bandbreite aufweisen, damit beide Seitenbänder übertragen werden können

$$B_{RF} = 2B_{BB} = 7 \text{ GHz}. \quad (2.3)$$

Tabelle 2.1: Kanalaufteilung entsprechend IEEE 802.15.3c

Kanal	Frequenzbereich	Mittenfrequenz	Bandbreite
1	(57,24 – 59,40) GHz	58,32 GHz	2,16 GHz
2	(59,40 – 61,56) GHz	60,48 GHz	2,16 GHz
3	(61,56 – 63,72) GHz	62,64 GHz	2,16 GHz
4	(63,72 – 65,88) GHz	64,80 GHz	2,16 GHz

Ob diese Bandbreite schließlich wirklich ausgenutzt wird, sollte in Versuchen zur Verwendung unterschiedlicher Pulsfilter entschieden werden. Zum Entwurf des Empfängers werden jedoch die genannten Werte herangezogen.

### 2.1.2 Frequenznutzungsplan

In weiten Teilen der Welt steht das Frequenzband von 57 GHz bis 66 GHz zur lizenzfreien Datenübertragung zur Verfügung. Da eine Weiterentwicklung des entworfenen Demonstrators zu einem kommerziellen Produkt nicht geplant ist und sich internationale Standards noch in der Überarbeitungsphase befinden, wird keine Konformität mit einem bestimmten Standard angestrebt. Jedoch wird die Betriebsfrequenz so gewählt, dass der genutzte Frequenzbereich dem Standard IEEE-802.15.3c [33] entspricht. Dieser Standard sieht die in Tabelle 2.1 angegebenen Kanäle zur Kommunikation vor, wobei mehrere Kanäle kombiniert werden, um mit dem einfachen Modulationsschema die gewünschten Datenraten zu erreichen. Es ist davon auszugehen, dass die im IEEE-802.15.3c-Standard getroffenen Festlegungen zu großen Teilen in nationale Standards und Regulierungen übernommen werden.

Um den maximalen Frequenzbereich nutzen zu können, müsste eine Trägerfrequenz von 61,56 GHz gewählt werden. Da jedoch zur Trägererzeugung eine Phasenregelschleife (PLL) zum Einsatz kommt, die ihre Referenzfrequenz wiederum aus einem Quarz-Oszillator erhält, vereinfacht sich das System, wenn die  $2^n$ -fache Frequenz eines typischen Quarz-Oszillators verwendet wird. Gewählt wurde der Einsatz eines 60 MHz-Oszillators als Referenz für die PLL, die das Trägersignal intern 1024-fach herunterteilt. Daraus resultiert eine Trägerfrequenz von  $f_0 = 61,44$  GHz und mit  $B_{\text{RF}} = 7$  GHz ein genutzter Frequenzbereich von (57,9 ... 64,9) GHz. Dieser Wert dient nur als Entwurfskriterium; der tatsächlich genutzte Frequenzbereich hängt von der Art der Pulsformung ab und kann deutlich kleiner sein.

### 2.1.3 Empfängerkonzept

Als Empfängerstruktur kommt eine Vielzahl an Varianten in Betracht, von denen jedoch nur einige sinnvoll sind. Prinzipiell ist die Verwendung einer einfachen Topologie möglich, da die Kommunikation über nur einen Kanal erfolgt und angenommen wird, dass keine Störer in unmittelbarer Nachbarschaft zum genutzten Frequenzbereich auftreten. Von vornherein ausgeschlossen wird der Ansatz eines Empfängers mit niedriger Zwischenfrequenz, bei dem das frequenzverschobene Bandpasssignal vom A/D-Wandler verarbeitet wird. In diesem Fall müsste der A/D-Wandler nämlich mindestens eine Abtastrate von  $2B_{\text{RF}} = 14 \times 10^9 \text{ s}^{-1}$  aufweisen, um das gesamte Signalspektrum zu erfassen.

Aus diesen Überlegungen folgt, dass in jedem Fall eine Quadratur-Abwärtsmischung auf  $f_{\text{IF}} = 0$  erfolgen muss und die beiden Komponenten des komplexen Basisbandsignals in digitale Daten umgewandelt werden. Dann müsste — wenn eine perfekte Symbolsynchronisation der A/D-Wandler gelänge — theoretisch nur mit der Symbolrate  $r_{\text{S}} = 3,45 \times 10^9 \text{ s}^{-1}$  abgetastet werden. Praktisch wird man mit einer gewissen Überabtastung arbeiten und die Symbolsynchronisation im Digitalteil durchführen, jedoch ist auch dann noch die erforderliche Abtastrate deutlich geringer als bei einem Empfänger mit niedriger Zwischenfrequenz.

Ob die Quadratur-Abwärtsmischung direkt, also mit einer Lokaloszillatorfrequenz von 61,44 GHz oder über eine Zwischenfrequenz erfolgt, ist unerheblich. Für den Ansatz einer zweistufigen Abwärtsmischung mit Zwischenfrequenz spricht, dass nur am Ausgang des zweiten Mixers eine Gleichspannungskopplung erforderlich ist. Da dieser mit einer niedrigeren Frequenz arbeitet als der erste Mischer, lassen sich einfacher Maßnahmen ergreifen, einen Gleichspannungsanteil an dieser Stelle zu unterdrücken. Andererseits entfallen wesentliche Gründe, wie die vereinfachte Kanalfilterung, die in anderen Anwendungsfällen für eine mehrstufige Abwärtsmischung sprechen. Zudem soll nach Möglichkeit der für den Sender bereits entworfene Oszillator weiterverwendet werden, was bei einer zweistufigen Abwärtsmischung aufgrund der abweichenden Frequenzen nicht möglich wäre. Weiterhin ist bei einer direkten Abwärtsmischung keine Spiegelfrequenzunterdrückung erforderlich, was den Entwurf des Hochfrequenzpfades vereinfacht.

Aus diesen Gründen wird der Empfänger als direkter Quadratur-Abwärtsmischer mit  $f_{\text{IF}} = 0$  umgesetzt. Um einen Gleichspannungsanteil am Ausgang zu vermeiden und den Rauschbeitrag des Mixers gering zu halten, wird ein Großteil des Gesamtgewinns vor den Mischer, also auf den Eingangsverstärker

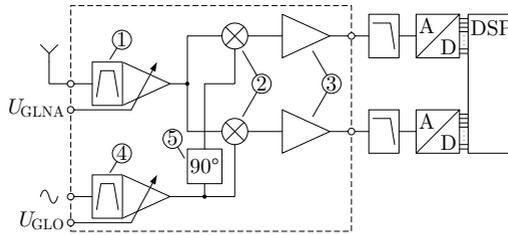


Abbildung 2.1: Gewählte Empfängerarchitektur.

verlegt. Stattet man diesen zudem mit einer einstellbaren Verstärkung aus, hat dies einen positiven Einfluss auf den Dynamikumfang der Gesamtschaltung. Damit steigen jedoch die Anforderungen an den Eingangsverstärker (LNA). Für einen niedrigen Gleichspannungsanteil am Mischerausgang ist es weiterhin wichtig, auf höchste Symmetrie beim Layout des Mixers zu achten, damit eine gute Isolation erzielt wird.

Abbildung 2.1 veranschaulicht die Empfängerstruktur schematisch. Der mit einer unterbrochenen Linie umrahmte Block mit den Teilschaltungen 1 bis 5 ist Gegenstand der Arbeit. Sein Entwurf wird ausführlich erläutert, und seine Eigenschaften werden messtechnisch ermittelt.

Das von der Antenne empfangene Hochfrequenzsignal gelangt direkt an den Eingangsverstärker (1). Dieser weist aufgrund des mehrstufigen Aufbaus mit Anpassnetzwerken zwischen jeder Stufe ein deutliches Bandpassverhalten auf, was wahrscheinlich den Verzicht auf ein separates Eingangsfiler erlaubt. Sollten Störer außerhalb des genutzten Frequenzbands vorhanden sein, die die Linearität des Empfängers beeinträchtigen, kann zwischen Antenne und Verstärkereingang ein externes Bandpassfilter eingefügt werden.

Nachdem das Hochfrequenzsignal auf einen ausreichend hohen Pegel verstärkt wurde, wird es über einen Leistungsteiler den Abwärtsmischern (2) zugeführt. Mixer weisen zumeist wesentlich höhere Rauschzahlen auf als geeignet ausgelegte Eingangsverstärker, weswegen hinsichtlich des Rauschverhaltens ein hoher Pegel an den Mischereingängen günstig ist. Dieser muss jedoch als Kompromiss mit der begrenzten Linearität der Mixer festgelegt werden.

Das Ausgangssignal beider Mixer enthält Signalanteile bis zur Frequenz Null hinab. Aus diesem Grund ist es bedeutsam, dass die den Mixern folgenden Basisbandverstärker (3) als gleichspannungsgekoppelte Breitbandverstärker ausgeführt sind. Ihre Aufgabe ist es, das in der Stromdomäne vorliegende Ausgangssignal der Mixer in die Spannungsdomäne zu überführen, breitban-

dig die Ausgangsanpassung an eine symmetrische 100- $\Omega$ -Last sicherzustellen sowie den geforderten Eingangspegel der A/D-Wandler bereitzustellen. Das Eingangssignal der A/D-Wandler muss möglicherweise tiefpassgefiltert werden, um Aliasing zu verhindern. Da die Filtereigenschaften jedoch vom verwendeten A/D-Wandler abhängig sind, wird das Aliasing-Filter nicht in die Empfängerschaltung integriert.

Das zum Betrieb der Mischer erforderliche Lokaloszillatorsignal wird extern erzeugt und über Bondpads eingespeist. Um einen flexiblen Einsatz des Empfängers zu ermöglichen, wird das Lokaloszillatorsignal einem stellbaren Verstärker (4) zugeführt, so dass der Empfänger mit unterschiedlichen LO-Pegeln betrieben werden kann. Zudem stellt der LO-Verstärker sicher, dass das Phasenschiebernetzwerk (5) mit einer definierten Quellimpedanz betrieben wird und damit Amplituden- sowie Phasenabweichungen zwischen den beiden Quadraturpfaden vermieden werden. Der LO-Verstärker kann vergleichsweise schmalbandig ausgelegt sein, da aufgrund der festen Trägerfrequenz auch das LO-Signal eine konstante Frequenz aufweist.

Die Verwendung einer Schnittstelle nach außen für das LO-Signal hat den Vorteil, dass bei Messungen exakte Frequenz- und Phasenbeziehungen zwischen HF- und LO-Signal eingestellt werden können, was mit einem integrierten Oszillator nicht möglich wäre. Zudem lassen sich beim Test der gesamten Hochfrequenzstrecke einschließlich Sender beide Baugruppen mit demselben Oszillatorsignal betreiben, so dass die sonst erst im Digitalteil stattfindende Trägerrückgewinnung simuliert werden kann.

Wegen der mit dem Abstand zwischen Sender und Empfänger stark schwankenden Pegel müssen im Empfangspfad eine oder mehrere Möglichkeiten der Verstärkungseinstellung gegeben sein. Dies ist umso wichtiger, als aufgrund der hohen erforderlichen Abtastraten die A/D-Wandler nur eine geringe Auflösung haben und damit stets nahe der Vollaussteuerung betrieben werden müssen, will man den Einfluss des Quantisierungsrauschens gering halten. Die den Mischern nachgeschalteten Basisbandverstärker müssen als gleichspannungsgekoppelte Breitbandverstärker ausgeführt sein und hinsichtlich ihrer Eingangsimpedanz ausreichende Linearität und Bandbreite der Mischer gewährleisten. Solche Verstärker werden typischerweise als global gegengekoppelte Mehrstufenverstärker entworfen, die zur Gewährleistung von Stabilität und flachem Frequenzgang mehrfach frequenzgangkompensiert sind. Damit sind sie jedoch empfindlich gegenüber Änderungen der Schleifenverstärkung, weswegen sich eine Verstärkungsregelung der Basisbandverstärker durch Änderungen am Gegenkoppelnetzwerk nur schlecht umsetzen lässt. Deswegen wird die gesamte Verstärkungs-

regelung im Eingangsverstärker (1) vorgesehen. Aus dem Zusammentreffen von hoher Bandbreite, flachem Frequenzgang, niedriger Rauschzahl, hoher maximaler Verstärkung mit großem Stellbereich und vergleichsweise hohem Ausgangspegel ergeben sich ungewöhnlich harte Anforderungen an den Entwurf dieses Eingangsverstärkers. Daher wird er zuletzt entworfen, zu einem Zeitpunkt, an dem die Anforderungen an ihn exakt feststehen und keine unnötigen Reserven vorgesehen werden müssen.

### 2.1.4 Pegelfestlegung

Die erforderlichen Verstärkungen und Aussteuerbereiche im Empfänger ergeben sich unmittelbar aus den zu erwartenden Eingangsleistungen. Diese wiederum hängen von der Sendeleistung, den Ausbreitungsbedingungen — speziell dem Abstand zwischen Sender und Empfänger — dem Antennengewinn und dem Frequenzbereich ab. Bei Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger setzt sich der Übertragungsverlust aus der Freiraumwellendämpfung und der Dämpfung durch atmosphärische Absorption zusammen.

Der Kehrwert der Freiraumwellendämpfung folgt für perfekt ausgerichtete Antennen aus der FRIISSchen Transmissionsgleichung [7]

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_t G_r. \quad (2.4)$$

Gleichung (2.4) gilt im Fall der Fernfeldkopplung, das heißt,

$$r > \frac{2d^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

muss erfüllt sein, wobei  $r$  der Abstand zwischen beiden Antennen,  $d$  die größte Antennendimension und  $\lambda$  die Wellenlänge ist. Die Größen  $G_t$  und  $G_r$  werden als Antennengewinn von Sende- und Empfangsantenne bezeichnet und sind abhängig von der Richtwirkung der Antenne.  $P_t$  und  $P_r$  sind die Sende- bzw. Empfangsleistung. Es wird die Freiraumwellendämpfung für isotrope Strahler, für die  $G_t = G_r = 1$  gilt, definiert als

$$L_t(r) = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2. \quad (2.6)$$

Dann ergibt sich bei einem Abstand von 10 m und einer Frequenz von 60 GHz eine Freiraumwellendämpfung von  $L_{t,\text{dB}}(10 \text{ m}) = 88 \text{ dB}$ .

Im Gegensatz dazu beträgt die Dämpfung durch atmosphärische Absorption je nach den vorhandenen Bedingungen wie Temperatur, Luftdruck und Luftfeuchte, bei 60 GHz etwa 15 dB/km [72]. Das heißt, auf einer Übertragungstrecke von 10 m muss man mit Verlusten von ca. 0,2 dB durch atmosphärische Absorption gegenüber einer Freiraumwellendämpfung von  $L_{t,\text{dB}}(10 \text{ m}) = 88 \text{ dB}$  rechnen. Dieser Vergleich macht die Vernachlässigbarkeit der atmosphärischen Absorption deutlich.

Um die Freiraumwellendämpfung zu verringern, können Antennen mit Richtcharakteristik eingesetzt werden, die einen Antennengewinn größer als eins aufweisen. Jedoch muss dabei berücksichtigt werden, dass die Ausrichtung im konkreten Anwendungsfall per Hand erfolgt und damit keine zu kleinen Abstrahlwinkel benutzt werden können. Ein möglicher Kompromiss sind die im Rahmen des Gesamtprojektes entwickelten breitbandigen  $4 \times 4$ -Mehrelementantennen [25], die einen Gewinn von ca.  $G_{t/r,\text{dB}} = 17 \text{ dBi}$  erzielen.

Der im Sender eingesetzte Leistungsverstärker hat eine gesättigte Ausgangsleistung von (13 ... 15) dBm. Um ausreichende Linearität sicherzustellen, darf er maximal mit ca.  $P_{t,\text{dB}} = 7 \text{ dBm}$  Ausgangsleistung betrieben werden, was bei Vernachlässigung aller Verluste eine äquivalente Strahlungsleistung von 24 dBm im Fernfeld der Sendeantenne zur Folge hat. Dies liegt innerhalb der Reglementierungen in Deutschland, die eine äquivalente Strahlungsleistung von 25 dBm außerhalb und 40 dBm innerhalb von Gebäuden vorsehen [9].

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich eine untere Grenze der Empfangsleistung von

$$P_{\text{low,dB}} = P_{t,\text{dB}} + G_{t,\text{dB}} - L_{t,\text{dB}}(10 \text{ m}) + G_{r,\text{dB}} = -47 \text{ dBm}. \quad (2.7)$$

Nähert man Sender und Empfänger einander an, so vergrößert sich die Empfangsleistung. Die Antennen haben Abmessungen der aktiven Fläche von ca.  $2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$ . Daher sind Abschätzungen der Freiraumwellendämpfung mit Gleichung (2.4) bis etwa 16 cm gemäß der Fernfeldbedingung (2.5) gültig. Als geringster zulässiger Abstand zwischen Sender und Empfänger ohne Verringerung der Sendeleistung wird  $r = 0,5 \text{ m}$  festgelegt. Damit ergibt sich eine obere Empfangsleistung von

$$P_{\text{high,dB}} = P_{t,\text{dB}} + G_{t,\text{dB}} - L_{t,\text{dB}}(0,5 \text{ m}) + G_{r,\text{dB}} = -21 \text{ dBm}. \quad (2.8)$$

Der Eingangsverstärker im Empfänger muss demzufolge einen Eingangspegel von  $P_{\text{high,dB}} = -21 \text{ dBm}$  linear verarbeiten können, und die Verstärkung muss

im Bereich von  $P_{\text{high,dB}} - P_{\text{low,dB}} = 26$  dB einstellbar sein. Soll eine Annäherung von Sender und Empfänger auf weniger als 0,5 m technisch möglich sein, dann ist es sinnvoll, die Sendeleistung zu verringern, weil Leistungsaufnahme und Komplexität des Empfängers sonst unverhältnismäßig ansteigen.

Am Ausgang des Empfängers werden die Analog-Digital-Wandler angeschlossen. Sie geben damit die Anforderungen an das Ausgangssignal vor. Zwar existierten zum Entwurfszeitpunkt bereits erste A/D-Wandler-Prototypen mit den erforderlichen Auflösungen und Datenraten (bspw. [42], [37]), jedoch werden solche Wandler erst in einiger Zeit kommerziell und in Standardgehäusen verfügbar sein. Deswegen orientiert sich der Entwurf an marktüblichen Modellen, deren Parameter den Erfordernissen nahekommen. Beispielsweise bietet die Firma National Semiconductor mit dem A/D-Wandler ADC08300 einen 8-bit-Wandler an, der Abtastraten von 3 GSa/s erreicht. Dieses Modell dient zur Orientierung des Entwurfs. Geht man davon aus, dass die möglicherweise erforderlichen Aliasing-Filter das Signal in ihrem Durchlassbereich nur unwesentlich dämpfen, muss der Empfängerschaltkreis gemäß Spezifikation der A/D-Wandler ein symmetrisches Ausgangssignal mit maximal  $\pm 300$  mV Pegel an  $100 \Omega$  bei Vollaussteuerung liefern.

## 2.2 Entwurfsschwerpunkte

### 2.2.1 Rauschen

Den Rauscheigenschaften einer Schaltung kommt beim Entwurf eines Empfängers eine zentrale Rolle zu. Insbesondere die Schaltungsblöcke nahe dem Empfängereingang müssen auf minimales Rauschen optimiert sein, damit möglichst wenig Information des mitunter sehr schwachen Empfangssignals verloren geht. Rauschen entsteht in verlustbehafteten Bauelementen in Form von thermischem Rauschen sowie in aktiven Bauelementen beispielsweise als Schrottrauschen (*shot noise*) oder Funkelrauschen (*flicker noise*, *1/f noise*). Als Schaltungsentwerfer hat man typischerweise keinen Einfluss auf technologische Eigenschaften eines Bauelementes, so dass zur Optimierung die Wahl geeigneter Transistorgrößen und Arbeitspunkte, einer günstigen Schaltungstopologie sowie die Rauschanpassung der Signalquelle an die Eingangsschaltung verbleiben. Wie diese Schritte systematisch umgesetzt werden können, ist in der Literatur ausgiebig diskutiert, bspw. in [14], [66] und [43]. Von der Vielzahl möglicher Optimierungsmethoden sind jedoch nicht alle gleichermaßen effektiv und anwendbar für den Schaltungsentwurf bei 60 GHz sowie unter Berücksichtigung

der gegebenen Bauelementeigenschaften. Daher wird auf einige Besonderheiten eingegangen.

### Rauschzahl und Rauschmaß

Die Rauschzahl  $NF$  eines Zweitors ist das logarithmische Maß des Rauschfaktors  $F$  und gibt an, wie stark der Signal-Rausch-Abstand (SNR) durch das Zweitor verringert wird. Sie ist per Definition unabhängig von den Eigenschaften der Last, wohl aber abhängig von der Quellimpedanz. Die minimale Rauschzahl  $NF_{\min}$  ist das Minimum von  $NF$ , das für einen Quellreflexionsfaktor  $\Gamma_{G_{\min}}$  erreicht wird. Dieser Fall wird mit Rauschanpassung bezeichnet. Im Allgemeinen unterscheidet sich der Quellreflexionsfaktor einer rauschangepassten Quelle  $\Gamma_{G_{\min}}$  vom Quellreflexionsfaktor einer leistungsangepassten Quelle  $\Gamma_{G_{\text{mat}}}$ , so dass beide Bedingungen nicht zugleich erfüllt sind.

Die Dimensionierung der Eingangsstufe eines Verstärkers beginnt typischerweise mit der Wahl einer geeigneten Schaltungstopologie, wobei in erster Linie eine Emitter- oder Kaskodestufe bzw. die dualen Entsprechungen in Differenzanordnung in Frage kommen. Für die Transistoren muss dabei ein insbesondere hinsichtlich des Rauschens günstiger Arbeitspunkt gewählt werden. Abbildung 2.2 zeigt die minimale Rauschzahl  $NF_{\min}$  sowie den verfügbaren Gewinn bei Rauschanpassung  $G_{\text{av}}(\Gamma_{G_{\min}})$ , also für ein Eingangsanpassnetzwerk, mit dem  $NF_{\min}$  erzielt wird, für eine Emitterstufe bei 60 GHz in der verwendeten Halbleitertechnologie. Die Ergebnisse suggerieren, dass es günstig ist, die Eingangsstufe bei einem Kollektorstrom von ca. 220  $\mu\text{A}$  zu betreiben und auf diese Weise  $NF_{\min} = 3,6$  dB zu erzielen. Diese Herangehensweise ist jedoch zur Optimierung der Gesamtschaltung völlig ungeeignet, weil unberücksichtigt bleibt, dass die Eingangsstufe bei einer solchen Dimensionierung selbst im Fall konjugiert komplexer Ausgangsanpassung nur 2,1 dB Übertragungsgewinn aufweist. Damit geht gemäß der FRIISSchen Formel [28]

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{\text{av}1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{\text{av}1}G_{\text{av}2}} + \dots \quad (2.9)$$

der Rauschfaktor  $F_2$  der folgenden Stufe stark in den Gesamtrauschfaktor  $F_{\text{ges}}$  ein. Vergrößert man hingegen  $G_{\text{av}1}$ , verringert sich der Beitrag von  $F_2$ , und  $F_{\text{ges}}$  wird u.U. geringer, auch wenn  $F_1$  durch diese Maßnahme ansteigt. Da mit steigender Stufenanzahl die Zahl der Freiheitsgrade wächst, gestaltet sich eine Optimierung der Gesamtrauschzahl allein mithilfe der FRIISSchen Formel schwierig.

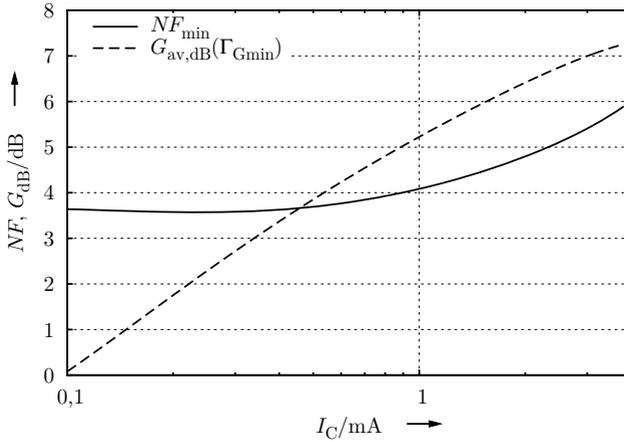


Abbildung 2.2: Minimale Rauschzahl (—) und verfügbarer Gewinn (---) einer Emitterstufe bei Rauschanpassung.

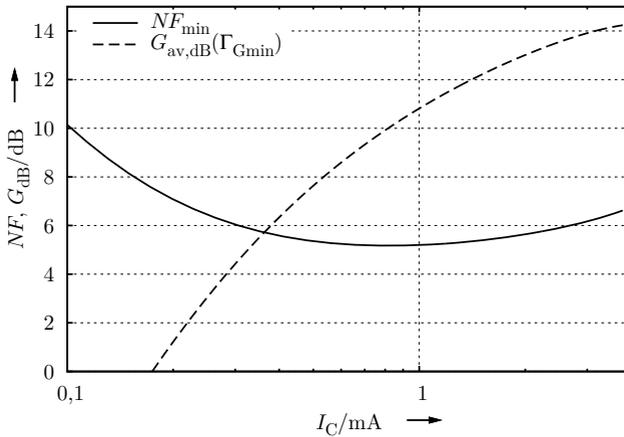


Abbildung 2.3: Minimale Rauschzahl (—) und verfügbarer Gewinn (---) einer Kaskodestufe bei Rauschanpassung.

Beispielsweise kann ohne Kenntnis der Folgestufen nicht beurteilt werden, ob eine Kaskodestufe, deren Eigenschaften in Abbildung 2.3 dargestellt sind, zu besseren Eigenschaften der Gesamtschaltung führen würde. Zwar ist deren minimale Rauschzahl mit  $NF_{\min} = 5,2 \text{ dB}$  deutlich höher, jedoch erzielt sie dabei einen verfügbaren Gewinn bei Rauschanpassung von  $G_{\text{av,dB}} = 10 \text{ dB}$ .

Ein Optimierungskriterium, das diesen Umstand berücksichtigt, ist das von ROTHE und DAHLKE eingeführte Rauschmaß [52], das dort noch nicht unter diesem Namen auftaucht, sondern mit  $F_Z^\infty$  bezeichnet ist. Dem Rauschmaß liegt der Gedanke zugrunde, dass die Rauschbeiträge einer Kettenschaltung von Verstärkern mit zunehmender Anzahl vorangehender Stufen immer geringer werden, so dass sich selbst für eine unendliche Stufenanzahl ein endlicher Rauschfaktor ergibt. Geht man von gleichartigen Verstärkern aus, die mit derselben Quellimpedanz betrieben werden, ergibt sich aus Gleichung (2.9)

$$F_{\text{ges}} = F + \frac{F-1}{G_{\text{av}}} + \frac{F-1}{G_{\text{av}}^2} + \dots \quad (2.10)$$

$$F_Z^\infty = F_{\text{ges}} - 1 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{F-1}{G_{\text{av}}^n} \quad (2.11)$$

$$= \frac{F-1}{1-1/G_{\text{av}}}. \quad (2.12)$$

Besonders aussagekräftig ist Gleichung (2.12), wenn für  $F$  die minimale Rauschzahl und für  $G_{\text{av}}$  der verfügbare Gewinn beim Betrieb mit der dafür erforderlichen Quellimpedanz eingesetzt wird. Dann lässt sich aus dem daraus resultierenden Rauschfaktor die Rauschzahl

$$NF_{\min\infty} = 10 \log (F_Z^\infty + 1) \text{ dB} \Big|_{\text{Rauschanpassung}} \quad (2.13)$$

bestimmen, die angibt, welche Rauschzahl eine ins Unendliche fortgesetzte Kettenschaltung der betrachteten Stufe bei Rauschanpassung aufweist. Dieser Wert ist für Verstärker mit ausreichend hoher Verstärkung ein guter Orientierungswert für die von der Gesamtschaltung zu erzielenden Untergrenze der Rauschzahl.

Abbildung 2.4 zeigt  $NF_{\min\infty}$  für eine Emitter- und eine Kaskodestufe in Abhängigkeit vom Kollektorstrom. Die Polstellen ergeben sich entsprechend Gleichung (2.12), wenn  $G_{\text{av}} = 1$  ist. Aus dieser Betrachtung wird deutlich, dass für die Gesamtschaltung des Verstärkers nur geringe Unterschiede hinsichtlich

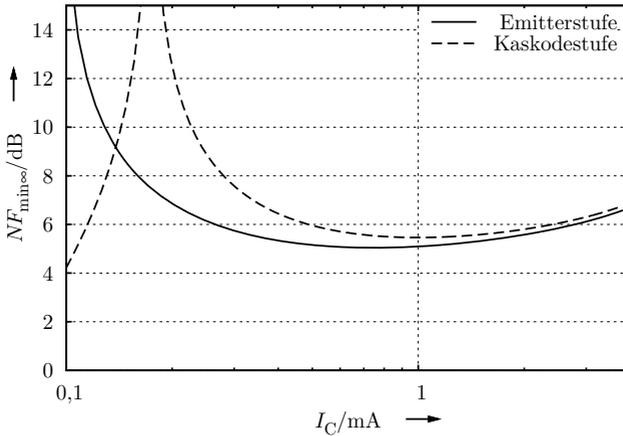


Abbildung 2.4: Vergleich der minimalen Rauschzahl bei unendlicher Stufenzahl zwischen Emitterstufe (—) und Kaskodestufe (---).

der Rauschzahl zu erwarten sind, unabhängig davon, welche der Stufen als Eingangsstufe verwendet wird. Zudem zeigt sich, dass, wenn eine Emitterstufe verwendet wird, diese für minimales Gesamttrauschen mit einem deutlich höheren, etwa viermal so großen, Kollektorstrom zu betreiben ist, als dies Abbildung 2.2 suggeriert.

### Wahl der Quellimpedanz

Zur Arbeitspunktoptimierung der Eingangsstufe wurde bislang stets die Größe  $NF_{\min}$  herangezogen, die an die Bedingung der Rauschanpassung gekoppelt ist, also an die Wahl einer Quellimpedanz, die zu einem Minimum der Rauschzahl führt. Dies kann jedoch nicht als alleiniges Kriterium verwendet werden, da oftmals auch eine gute Leistungsanpassung am Eingang gewünscht ist, um einen hohen Übertragungsgewinn zu erzielen und eine Schnittstelle mit definierter Impedanz bereitzustellen.

In der Literatur wird die Optimierung häufig mit dem in Abbildung 2.5 illustrierten Verfahren, Kreise konstanten verfügbaren Gewinns sowie konstanter Rauschzahl in Abhängigkeit von  $\Gamma_G$  zu plotten, durchgeführt. Ein geeigneter Quellreflexionsfaktor  $\Gamma_G$ , für den das Eingangsnetzwerk dimensioniert wird, wird meist auf der Verbindungslinie zwischen  $\Gamma_{G\text{mat}}$  und  $\Gamma_{G\text{min}}$  gewählt.

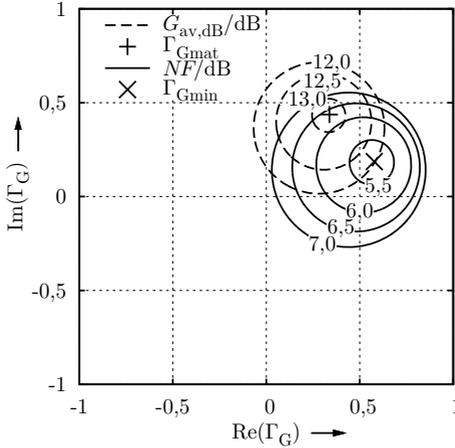


Abbildung 2.5: Konturen des verfügbaren Gewinns (---) und der Rauschzahl (—) in Abhängigkeit des Quellreflexionsfaktors  $\Gamma_G$  für eine Kaskodestufe bei 60 GHz.

Eine gute Eingangsanpassung an die Systemimpedanz ist bedeutsam, damit die Schnittstelle zwischen Antenne und Verstärkereingang definiert ist. Die Anpassung wird beschrieben durch den Anpassungsfaktor<sup>1</sup>  $M$ , der angibt, welcher Teil der von einer Quelle verfügbaren Wirkleistung tatsächlich in den Eingang einer Schaltung abgegeben wird. Entsprechend der in [Abbildung 2.6](#) dargestellten Schaltung ergeben sich folgende Zusammenhänge.

$$M = \frac{P_i}{P_{Gav}} \quad (2.14)$$

$$P_i = \operatorname{Re} \left( |U_G|^2 \frac{Z_i}{|Z_i + Z_G|^2} \right) \quad (2.15)$$

$$P_{Gav} = \frac{|U_G|^2}{4R_G} \quad (2.16)$$

<sup>1</sup> In der angelsächsischen Literatur [[14](#)], [[54](#)] wird diese Größe meist als *mismatch factor* oder *mismatch loss* bezeichnet. Diese Bezeichnung suggeriert aber fälschlicherweise, dass ein großer Wert von  $M$  einer schlechten Anpassung entspricht. In [[32](#)] findet sich die ins Deutsche übertragene Bezeichnung Fehlanpassungsverlust, jedoch als Kehrwert der in anderer Literatur angegebenen Definition von  $M$ .

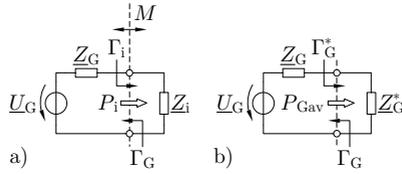


Abbildung 2.6: Anpassungsfaktor und übertragene Wirkleistung zwischen Quelle und Last. a) An Eingangsimpedanz  $Z_i$  abgegebene Wirkleistung  $P_i$ , b) Bezugsleistung  $P_{Gav}$  bei konjugiert komplexer Anpassung.

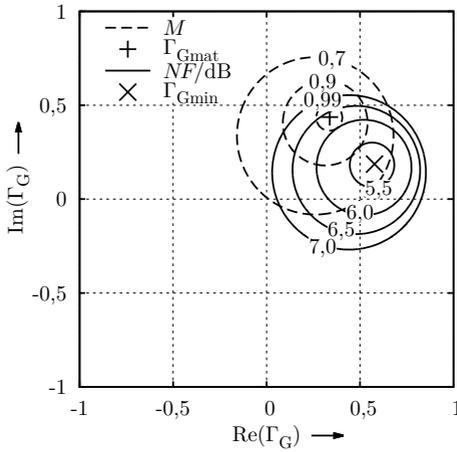


Abbildung 2.7: Konturen der Rauschzahl (—) und des Anpassungsfaktors (---) in Abhängigkeit des Quellreflexionsfaktors  $\Gamma_G$  für eine Kaskodestufe bei 60 GHz.

$$M = \frac{4R_G R_i}{|Z_i + Z_G|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_i|^2)(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - \Gamma_i \Gamma_G|^2} \quad (2.17)$$

In Abbildung 2.7 ist  $M$  zusammen mit  $NF$  als Funktion des Quellreflexionsfaktors dargestellt. Die Gestalt der Kreise gleichen Anpassungsfaktors ähnelt denen des verfügbaren Gewinns stark. Dies ist plausibel, da zwischen  $G_{av}$  und  $M$  ein enger Zusammenhang besteht, der deutlich wird, wenn man  $G_{av}$ , wie in Gleichung (B.9) gezeigt, in Leitwertdarstellung angibt:

$$G_{av} = |Y_{21}|^2 \frac{\operatorname{Re}(Z_G)}{|Y_{11} Z_G + 1|^2 \operatorname{Re}\left(Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + 1/Z_G}\right)}. \quad (2.18)$$

Im Fall vernachlässigbarer Rückwirkung kann  $\underline{Y}_{12}$  null gesetzt werden, so dass Gleichung (2.18) geschrieben wird als

$$G_{\text{av}} = |\underline{Y}_{21}|^2 \frac{\operatorname{Re}(\underline{Z}_G) \operatorname{Re}(1/\underline{Y}_{11})}{|\underline{Z}_G + 1/\underline{Y}_{11}|^2 |\underline{Y}_{11}|^2 \operatorname{Re}(1/\underline{Y}_{11}) \operatorname{Re}(\underline{Y}_{22})} \quad (2.19)$$

$$G_{\text{av}} = |\underline{Y}_{21}|^2 \frac{\operatorname{Re}(\underline{Z}_G) \operatorname{Re}(1/\underline{Y}_{11})}{|\underline{Z}_G + 1/\underline{Y}_{11}|^2 \operatorname{Re}(\underline{Y}_{11}) \operatorname{Re}(\underline{Y}_{22})} \quad (2.20)$$

und mit  $\underline{Z}_i = 1/\underline{Y}_{11}$  sowie Gleichung (2.17) im Fall vernachlässigbarer Rückwirkung

$$G_{\text{av}} = \frac{M}{4} \cdot \frac{|\underline{Y}_{21}|^2}{\operatorname{Re}(\underline{Y}_{11}) \operatorname{Re}(\underline{Y}_{22})}. \quad (2.21)$$

Das heißt, für rückwirkungsfreie Verstärker sind  $G_{\text{av}}$  und  $M$  proportional zueinander, so dass ein Anpassungsfaktor von  $M = 0,9$  einer Änderung der Verstärkung um  $\Delta G_{\text{av,dB}} = -0,5$  dB entspricht. Weiterhin wird für einen solchen Anpassungsfaktor gemäß Gleichung (2.17) bei  $\Gamma_G = 0$  ein Eingangsreflexionsfaktor von  $\Gamma_{i,\text{dB}} = -10$  dB erzielt. Beides sind in den meisten Fällen akzeptable Werte, so dass das Optimierungsziel  $M \geq 0,9$  zur Orientierung herangezogen wird.

In der Literatur finden sich häufig Ansätze, mit einem von ENGBERG vorgeschlagenen Verfahren mehrfacher verlustfreier Rückkopplungen [24], die Quellreflexionsfaktoren für Leistungsanpassung und Rauschanpassung  $\Gamma_{G_{\text{mat}}}$  und  $\Gamma_{G_{\text{min}}}$  in Deckung zu bringen und damit simultane Leistungs- und Rauschanpassung zu ermöglichen. Da sich die Rückkoppelnetzwerke bei 60 GHz jedoch nicht verlustfrei realisieren lassen und damit ebenfalls einen Rauschbeitrag liefern, Induktivitäten oder Leitungen einen hohen Platzbedarf haben, die Gefahr der Instabilität besteht und die Verstärkung gemindert wird, wird dieser Ansatz nicht weiterverfolgt.

## Realisierung des Eingangsanpassnetzwerkes

Anhand der Darstellung in Abbildung 2.7 wird ein Wert  $\Gamma'_G$  festgelegt, der am Transistoreingang wirksam werden soll. Ein sinnvoller Kompromiss ist bspw. ein Punkt im Überlappungsbereich der Kreise  $M = 0,9$  und  $NF = 5,5$  dB. Um  $\Gamma_G$  auf diesen Reflexionsfaktor zu transformieren, schaltet man, wie in Abbildung 2.8 illustriert, eine Leitung mit relativ hohem Wellenwiderstand in Reihe

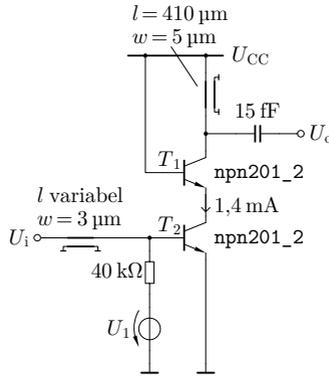


Abbildung 2.8: Kaskodestufe mit Serienleitung variabler Länge im Eingangsanpassnetzwerk.

zur Signalquelle. Dabei gilt es jedoch zu beachten, dass diese Leitung selbst verlustbehaftet ist und damit auch einen Rauschbeitrag zum Ausgangssignal des Verstärkers liefert. Dadurch verschiebt sich zwar  $\Gamma_{G_{\min}}$  in Richtung des Ursprungs, der der Systemimpedanz und damit üblicherweise auch der Quellimpedanz entspricht, andererseits erhöht sich das Rauschniveau insgesamt. Deswegen ist es nicht in jedem Fall sinnvoll, eine perfekte Rauschanpassung oder den gewählten Kompromiss  $\Gamma'_G$  herzustellen, sondern es kann sich letztlich eine geringere Rauschzahl ergeben, wenn eine gewisse (Rausch)fehlanpassung in Kauf genommen wird.

Die sonst übliche graphische Optimierung dieses Problems in der Ebene des Reflexionsfaktors bzw. im SMITH-Diagramm wird dadurch erschwert, dass die Größe  $NF$  als Funktion mehrerer Parameter, nämlich Real- und Imaginärteil von  $\Gamma_G$ , Leitungslänge und Leitungsanordnung, betrachtet werden muss. Allein bei Variation eines Parameters neben  $\Gamma_G$  ergeben sich damit für einen festen Wert von  $NF$  eine Vielzahl von Kreisen in der  $\Gamma$ -Ebene, die sich kaum noch sinnvoll zuordnen und interpretieren lassen.

Stellt man  $NF$  als Fläche über der  $\Gamma_G$ -Ebene dar, erhält man eine Mulde, deren Minimum am Punkt  $\Gamma_{G_{\min}}$  liegt und den Wert  $NF_{\min}$  aufweist. Fügt man eine Leitung zum Eingang hinzu, so verschiebt sich das Minimum entsprechend der Impedanztransformationsregeln, die für Leitungen gelten. Zugleich steigt dessen Wert  $NF_{\min}$  an, da die Leitung einen Rauschbeitrag liefert. Die beiden  $NF$ -Flächen schneiden sich entlang einer bestimmten Kurve. Auf der einen Seite der Kurve liegt die  $NF$ -Fläche ohne Eingangsleitung unter der  $NF$ -Fläche mit

Eingangslleitung, während die Situation auf der anderen Seite der Kurve genau umgekehrt ist. Aus dieser Information lässt sich ableiten, in welchem Bereich der  $\Gamma_G$ -Ebene der Verstärker mit Eingangslleitung eine geringere Rauschzahl aufweist als ohne Eingangslleitung, und in welchem Bereich die Rauschzahl ohne Eingangslleitung geringer ist als mit Eingangslleitung. Anstatt der zwei Fälle — Eingangslleitung vorhanden und Eingangslleitung nicht vorhanden — wird die Leitungslänge  $l$  in mehreren Schritten variiert und jeweils der Bereich der  $\Gamma_G$ -Ebene gesucht, in dem eine bestimmte Leitungslänge zu einem minimalen Wert von  $NF$  führt. Innerhalb dieses Bereichs wird dann nur noch das zugehörige Minimum von  $NF$  betrachtet. Auf diese Weise ergibt sich eine aus vielen Segmenten zusammengesetzte neue  $NF$ -Fläche, die das Minimum von  $NF$  über der Variation aller betrachteten Längen  $l$  angibt. Die ursprüngliche Abhängigkeit  $NF(\text{Re}(\Gamma_G), \text{Im}(\Gamma_G), l)$  ist damit reduziert worden auf eine Darstellung in der Form  $NF(\text{Re}(\Gamma_G), \text{Im}(\Gamma_G))$ , die sich bequem als Konturen in der  $\Gamma_G$ -Ebene visualisieren lässt. Zusätzlich kann man in diese Ebene die Segmentgrenzen der einzelnen  $NF$ -Flächen eintragen und daraus die Leitungslänge ablesen, die zum angegebenen Minimum von  $NF$  führt.

Für das Beispiel der Kaskodestufe mit Serienleitung am Eingang gemäß Abbildung 2.8 ist ein solches Diagramm in Abbildung 2.9 gezeigt. Diesem Diagramm lassen sich folgende Aussagen entnehmen: Ohne Eingangslleitung weist die Schaltung eine minimale Rauschzahl  $NF_{\min} < 5,4$  dB auf. Dazu ist ein Quellreflexionsfaktor  $\Gamma_{G\min} = 0,6 + j0,2$  nötig. Fügt man eine Eingangslleitung hinzu, vergrößert sich  $NF_{\min}$  mit zunehmender Leitungslänge. So ist beispielsweise  $NF_{\min} \approx 5,9$  dB bei  $l = 550$   $\mu\text{m}$ . Für einen Quellreflexionsfaktor  $\Gamma_G = 0$  ist die optimale Leitungslänge  $l \approx 470$   $\mu\text{m}$ . Sie führt zu einer Rauschzahl von  $NF \approx 5,9$  dB.

Anhand der Kurve, die  $NF_{\min}$  in Abbildung 2.9 mit wachsender Leitungslänge zurücklegt, lässt sich erkennen, dass der Wellenwiderstand der verwendeten Leitung zu niedrig ist und sich  $NF_{\min}$  deswegen am Punkt  $\Gamma_G = 0$  vorbei bewegt. Andererseits entspricht die Leitungsgeometrie bereits der technologischen Grenze, so dass sich in diesem Fall kein höherer Wellenwiderstand realisieren lässt. Alternativ könnte man eine längere Leitung wählen und  $\Gamma_{G\min}$  anschließend mit einer Parallelkapazität auf den Koordinatenursprung transformieren, jedoch würde dies aufgrund der zusätzlichen Verluste zu keiner Verbesserung von  $NF$  führen.

Die Situation mit einer 470  $\mu\text{m}$  langen Serienleitung am Eingang ist noch einmal detailliert in Abbildung 2.10 wiedergegeben. In dieses Diagramm ist auch  $M$  eingetragen. Es zeigt sich, dass die gewählte Eingangslleitung gut den

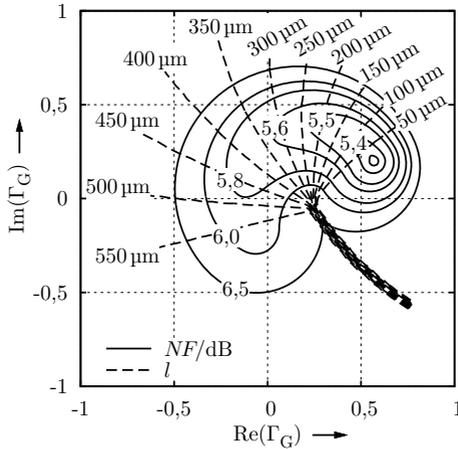


Abbildung 2.9: Konturen gleicher Rauschzahl (—) für eine Kaskodestufe gemäß Abbildung 2.8 bei 60 GHz mit variabler Leitungslänge (---) im Eingangsanpassnetzwerk.

Kompromiss zwischen Rausch- und Leistungsanpassung herstellt, der ausgehend von Abbildung 2.7 angestrebt wurde, mit dem Unterschied, dass sich die Rauschzahl durch die Verluste in der Leitung auf 5,9 dB erhöht hat.

Bei der praktischen Realisierung treten eine Reihe von Einschränkungen auf, die dazu führen, dass die Dimensionierung des Eingangsanpassnetzwerkes ein iterativer Prozess ist. So ist oftmals eine Gleichspannungsisolation gewünscht, die eine Serienkapazität am Eingang erforderlich macht. Um den Einfluss dieser Serienkapazität auf die Anpassung gering zu halten, sollte sie so groß wie möglich sein. Andererseits führt dies zu einer parasitären Parallelkapazität der unteren Kondensatorplatte mit dem Substrat, die ihrerseits wiederum die Anpassung verschlechtert. Weiterhin muss die Kapazität der Bondpads bedacht werden sowie zusätzliche Leitungsabschnitte, die aufgrund der Layoutgeometrie erforderlich sind.

### 2.2.2 Breitbandigkeit

Aus dem Vorteil des großen nutzbaren Frequenzbereichs bei 60 GHz resultiert die Notwendigkeit vergleichsweise breitbandiger Hochfrequenzschaltungen mit relativen Bandbreiten größer als 10 %. Neben der Eigenschaft aktiver Bauele-

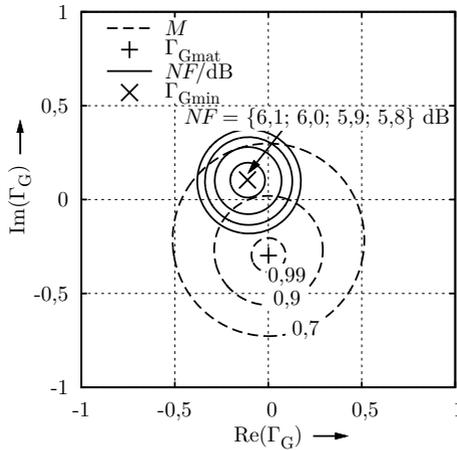


Abbildung 2.10: Rauschzahl (—) und Anpassungsfaktor (---) einer Kaskodestufe mit einer 470  $\mu\text{m}$  langen Eingangsleitung bei 60 GHz.

mente, mit zunehmender Frequenz eine abnehmende Verstärkung aufzuweisen, wird die Bandbreite von Hochfrequenzschaltungen durch die Anpassnetzwerke bestimmt. Die Aufgabe dieser Anpassnetzwerke ist es, eine Impedanz  $\underline{Z}_1$  in eine andere Impedanz  $\underline{Z}_2$  zu transformieren. Insbesondere bei sehr kleinen und sehr großen Signalpegeln ist es bedeutsam, dass diese Transformation möglichst verlustarm erfolgt, im ersten Fall aufgrund der Verschlechterung des SNR, im zweiten wegen der auftretenden Leistungsverluste. Aus diesem Grund werden Anpassnetzwerke üblicherweise mit Kondensatoren, Spulen, Transformatoren und Leitungen ausgeführt, die im Idealfall verlustfrei sind. Solche Anpassnetzwerke realisieren nur an einzelnen Frequenzpunkten eine perfekte Anpassung und weisen eine gewisse Bandbreite auf, innerhalb derer die Impedanztransformation zu einem bestimmten Grad gilt. Beim Entwurf muss demzufolge auf eine ausreichende Bandbreite der Anpassnetzwerke geachtet werden.<sup>2</sup>

Im Fall der Leistungsanpassung erfolgt die Impedanztransformation derart, dass die Lastimpedanz in den konjugiert komplexen Wert der Quellimpedanz

<sup>2</sup> Der triviale Fall, Breitbandigkeit durch bewusstes Hinzufügen verlustbehafteter Elemente und damit ein "Abflachen" der Resonanzüberhöhungen herzustellen, wird nicht betrachtet. Dies bedeutet nicht, dass dieser Fall praktisch irrelevant ist. Jedoch ist eine breitbandige Anpassung dann am kompliziertesten, wenn bspw. der Rauschbeitrag des Anpassnetzwerks so gering wie möglich sein muss und sich damit die Anwendung von Widerständen verbietet.

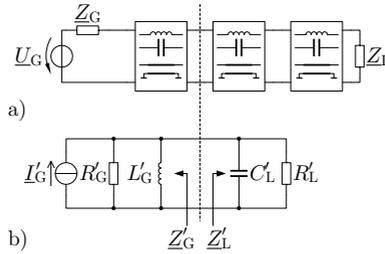


Abbildung 2.11: a) Anpassnetzwerk, b) Modell eines Parallelresonanzkreises aus Sicht eines Verbindungstors im Anpassnetzwerk.

umgewandelt wird. Dann ist die transportierte Wirkleistung maximal, und die Reaktanzen von transformierter Last und Quelle kompensieren einander; es tritt also eine Resonanz auf. Nur bei der Resonanzfrequenz ist die Leistungsanpassung perfekt, oberhalb und unterhalb davon verschlechtert sie sich. Je größer das Verhältnis zwischen Imaginärteil und Realteil der transformierten Lastimpedanz ist — also je größer die Güte  $Q$  der transformierten Lastimpedanz ist — desto schmalbandiger ist im Allgemeinen die Anpassung. Dies folgt aus Betrachtungen zu einfachen Serien- und Parallelresonanzkreisen, für die gilt [75]

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (2.22)$$

wobei  $f_0$  die Resonanzfrequenz und  $\Delta f$  die Differenz zwischen den beiden Frequenzen ist, bei denen die Impedanz des Parallelresonanzkreises bzw. die Admittanz des Serienresonanzkreises auf den  $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert, also um 3 dB gegenüber dem Wert bei Resonanz gesunken ist. Bei diesen Frequenzen wird gegenüber dem Resonanzfall nur noch die Hälfte der Wirkleistung an die Last abgegeben.

Aus diesen grundsätzlichen Überlegungen wurde eine Methode entwickelt, die Breitbandigkeit eines Anpassnetzwerks unmittelbar aus dem Weg im SMITH-Diagramm zu beurteilen, auf dem die Lastimpedanz transformiert wird. Abbildung 2.11 a) zeigt ein mehrstufiges Anpassnetzwerk, in dem jedes einzelne Element, das einen beliebigen verlustfreien Zweipol darstellen kann, als Zweitor gezeichnet ist. An jedem Verbindungstor zwischen den Zweitoren wird die transformierte Lastimpedanz  $Z'_L$  zusammen mit der transformierten Quellimpedanz  $Z'_G$  als Parallelresonanzkreis modelliert, was in Abbildung 2.11 b) illustriert ist. Ohne den transformierten Quellwiderstand  $R'_G$  weist dieser Resonanzkreis eine

Güte

$$Q = R'_L \omega_0 C'_L = \frac{R'_L}{\omega_0 L'_G} \quad (2.23)$$

auf. Ist das Anpassnetzwerk verlustfrei, und realisiert es bei der Frequenz  $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$  eine Leistungsanpassung zwischen  $Z_G$  und  $Z_L$ , dann liegt auch am betrachteten Verbindungstor Leistungsanpassung vor, und es ist  $R'_G = R'_L$ . Daher kann die Betriebsgüte  $Q_L$  bei Belastung des Resonanzkreises mit  $R'_G$  auch dann angegeben werden, wenn der Wert der transformierten Quellimpedanz  $Z'_G$  unbekannt ist

$$Q_L = \frac{Q}{2} = \frac{R'_L \omega_0 C'_L}{2}. \quad (2.24)$$

Der belastete Parallelresonanzkreis hat dann eine relative Bandbreite [75] von

$$\Delta f_{\text{rel}} = \frac{1}{Q_L} = \frac{2}{Q}, \quad \text{mit } \Delta f_{\text{rel}} = \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (2.25)$$

Entwirft man das Anpassnetzwerk beispielsweise von der Last- zur Quellimpedanz, dann kann für jeden Zwischenschritt die Betriebsgüte angegeben und über das Modell des Parallelresonanzkreises auf die Bandbreite geschlossen werden. Zu diesem Zweck trägt man Linien konstanter Güte, also mit konstantem Quotienten  $|R'_L/X'_L|$ , in das SMITH-Diagramm ein. Darin entsprechen sie Kreisen mit Mittelpunkt [39], [68]

$$M_Q = \pm \frac{j}{Q} \quad (2.26)$$

und Radius

$$r_Q = \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}. \quad (2.27)$$

Da die Bandbreite des gesamten Anpassnetzwerks von dem Abschnitt mit der höchsten Güte und damit geringsten Bandbreite bestimmt wird, entspricht sie der höchsten Gütelinie, die auf dem Transformationsweg berührt wird.

Dass dieses Verfahren nur als grober Anhaltspunkt dienen kann, sei mit dem Beispiel der Anpassung einer symmetrischen Kaskodestufe an ein nachgeschaltetes Differenzpaar illustriert. In einer typischen Dimensionierung dieser Stufen in einem Eingangsverstärker bei 60 GHz sind  $Z_G = (25 - j408) \Omega$  sowie  $Z_L = (80 - j70) \Omega$ . Eine Serienschaltung von Quelle und Last liefert

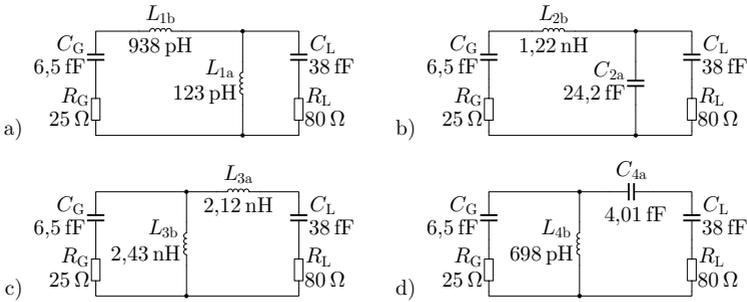


Abbildung 2.12: Transformation von  $\underline{Z}_L = (80 - j70) \Omega$  auf  $\underline{Z}_G^* = (25 + j408) \Omega$  bei 60 GHz: a) mit Parallel- und Serieninduktivität, b) mit Parallelkapazität und Serieninduktivität, c) mit Serien- und Parallelinduktivität, d) mit Serienkapazität und Parallelinduktivität.

die beste Übereinstimmung mit der frequenzabhängigen Ausgangs- bzw. Eingangsimpedanz der Transistorschaltungen. Abbildung 2.12 zeigt die vier möglichen Varianten der Transformation von  $\underline{Z}_L$  auf  $\underline{Z}_G^*$  mit einem zweistufigen Anpassnetzwerk bestehend aus Kondensatoren und Spulen. Die zugehörigen Transformationswege sind in Abbildung 2.13 zusammen mit Linien konstanter Güte  $Q$  in das SMITH-Diagramm eingetragen.

Im Fall a) wird  $\underline{Z}_L$  zunächst auf dem Abschnitt 1a mit der Parallelinduktivität  $L_{1a}$  entlang eines Kreises konstanter Leitwert in Richtung negativer Suszeptanz verschoben. Im Schritt 1b erfolgt die Transformation mit der Serieninduktivität  $L_{1b}$  auf einem Kreis konstanter Resistanz in Richtung positiver Reaktanz, bis schließlich der Punkt  $\underline{Z}_G^*$  erreicht wird. Bei Variante b) des Anpassnetzwerks erfolgt die erste Transformation 2a auf einem Kreis konstanter Leitwert in Richtung positiver Suszeptanz durch die Parallelkapazität  $C_{2a}$ , während im zweiten Schritt 2b die Serieninduktivität  $L_{2b}$  eine Verschiebung auf einem Kreis konstanter Resistanz in Richtung positiver Reaktanz bewirkt, so dass ebenfalls der Punkt  $\underline{Z}_G^*$  erreicht wird. Für die Varianten c) und d) gilt Entsprechendes. Es ist ersichtlich, dass in allen vier Fällen die maximale Güte an der Schnittstelle zur Quelle  $\underline{Z}_G^*$  erreicht wird. Dort wird die Linie mit Güte  $Q = 16$  berührt, so dass eine relative Bandbreite der Anpassnetzwerke von

$$\Delta f_{\text{rel}} = \frac{2}{Q} = 12\% \quad (2.28)$$

zu erwarten ist.

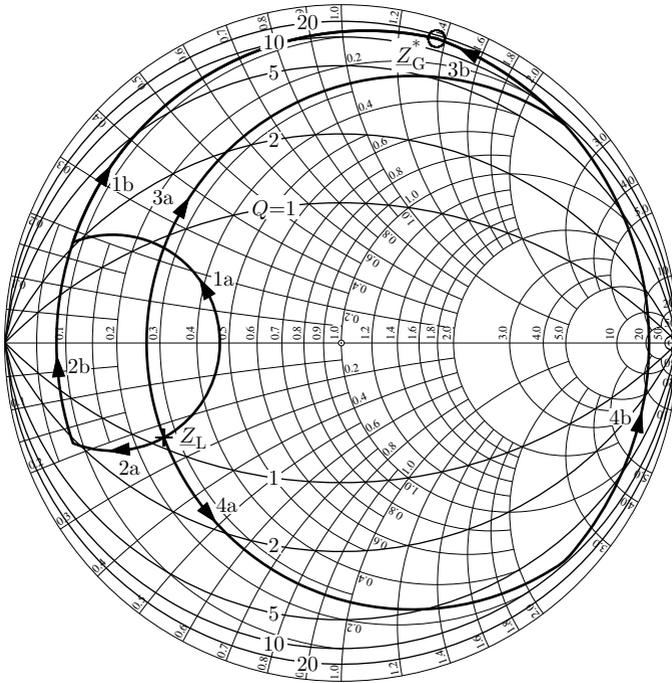


Abbildung 2.13: Transformation von  $\underline{Z}_L = (80 - j70) \Omega$  auf  $\underline{Z}_G^* = (25 + j408) \Omega$  im SMITH-Diagramm mit Linien konstanter Güte. (SMITH-Diagramm normiert auf  $Z_0 = 300 \Omega$ .)

An den Bandgrenzen wird gegenüber der Mittenfrequenz, bei der perfekte Anpassung vorliegt, nur noch die Hälfte der Leistung übertragen.  $|S_{21}|$  ist demzufolge auf  $1/\sqrt{2}$  abgesunken. Da das Anpassnetzwerk ein verlustfreies Zweitor ist, stehen damit auch die Beträge aller übrigen Streuparameter fest. Sie müssen den Bedingungen

$$|S_{11}| = |S_{22}|; \quad |S_{12}| = |S_{21}|; \quad |S_{11}| = \sqrt{1 - |S_{12}|^2} \quad (2.29)$$

gehörchen [32]. An den Bandgrenzen gilt also

$$|S_{11}| = |S_{22}| = |S_{21}| = |S_{12}| = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (2.30)$$

Tabelle 2.2: Bandbreiten der zweistufigen Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.12.

Variante	$\Delta f$	$\Delta f_{\text{rel}}$	$\Delta f_{-10 \text{ dB}}$	$\Delta f_{\text{rel}, -10 \text{ dB}}$
a)	7,71 GHz	12,9 %	2,56 GHz	4,3 %
b)	6,65 GHz	11,1 %	2,25 GHz	3,8 %
c)	7,01 GHz	11,7 %	2,37 GHz	4,0 %
d)	4,83 GHz	8,1 %	1,64 GHz	2,7 %

Daher ist es gleichgültig, welcher Streuparameter zur Bestimmung der  $-3\text{-dB}$ -Bandbreite eines verlustfreien Zweiters herangezogen wird. Meist wird die Bedingung  $S_{11,\text{dB}} = -3 \text{ dB}$  verwendet.

Abbildung 2.14 zeigt  $S_{11,\text{dB}}$  aus Sicht des Lastwiderstandes  $R_L$  und normiert auf diesen für die vier Varianten des Anpassnetzwerks. Obwohl die Abschätzung mit Gütelinien im SMITH-Diagramm  $\Delta f_{\text{rel}} = 12\%$  erwarten lässt, ergibt sich in der Simulation insbesondere für Variante d) eine abweichende Bandbreite. In Tabelle 2.2 sind die genauen Zahlenwerte angegeben. Der Grund für die Abweichung ist, dass die Transformationen von  $\underline{Z}_L$  und  $\underline{Z}_G$  in einen Parallelresonanzkreis gemäß Abbildung 2.11 b) nur für die Frequenz gelten, bei der die Leistungsanpassung perfekt ist. An den Bandgrenzen kann es zu merklichen Abweichungen von diesem Verhalten kommen, weswegen der für den echten Parallelresonanzkreis exakt gültige Zusammenhang zwischen Güte und Bandbreite entsprechend Gleichung (2.25) auch nur näherungsweise gilt.

Neben den Abweichungen gegenüber der aus Gütelinien ermittelten Bandbreite besteht ein weiterer Kritikpunkt am vorgestellten Verfahren. Eine Eingangsanpassung von  $S_{11,\text{dB}} = -3 \text{ dB}$  ist gleichbedeutend damit, dass die Hälfte der verfügbaren Quellleistung am Anpassnetzwerk reflektiert wird. An praktische Schaltungen werden in dieser Hinsicht deutlich strengere Anforderungen gestellt, so dass typischerweise  $S_{11,\text{dB}} = (-15 \dots -10) \text{ dB}$  gefordert wird. Zwar zeigen die in der Übersicht ebenfalls aufgeführten  $-10\text{-dB}$ -Bandbreiten einen qualitativen Zusammenhang zu den  $-3\text{-dB}$ -Bandbreiten, jedoch sind die Zahlenwerte erwartungsgemäß deutlich geringer.

In der Literatur werden folgende Anhaltspunkte für den Entwurf möglichst breitbandiger Anpassnetzwerke angegeben:

1. Das Netzwerk mit dem kürzesten Transformationsweg im SMITH-Diagramm liefert die geringsten Verluste und die größte Bandbreite [39].
2. Ein zweistufiges Anpassnetzwerk ist dann besonders breitbandig, wenn die in ihm verwendeten reaktiven Bauelemente entgegengesetztes Verhal-

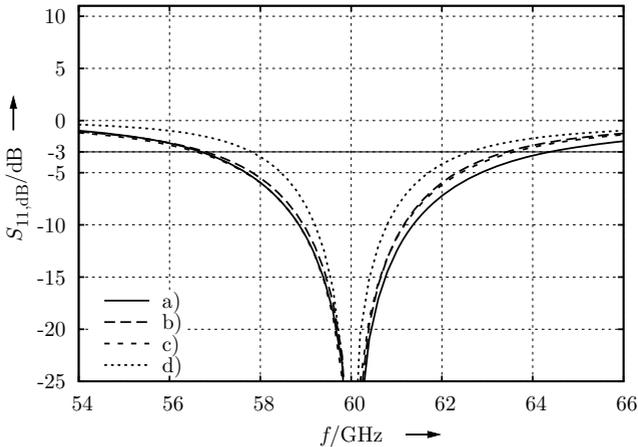


Abbildung 2.14: Frequenzgang von  $S_{11}$  der Anpassnetzwerke in Abbildung 2.12.

ten haben wie die anzupassende Last [14]. Eine kapazitive Last sollte demzufolge durch zwei Induktivitäten angepasst werden und umgekehrt.

3. Parallelblindelemente in der Last sind durch Serienblindelemente im Anpassnetzwerk zu kompensieren und umgekehrt. Dabei muss die Parallelsuszeptanz dieselbe Frequenzabhängigkeit aufweisen, wie die Serienreaktanz [19].

Um insbesondere auch bei sehr unterschiedlichen Quell- und Lastimpedanzen eine breitbandige Anpassung zu realisieren, sind meist drei- und mehrstufige Anpassnetzwerke erforderlich. Eine Möglichkeit der analytischen Dimensionierung ist in [75] unter dem Stichwort “zweikreisige Kopplungsbandfilter” angegeben.

Mit einem solchen zweikreisigen Filter wird für zwei unterschiedliche Frequenzen perfekte Anpassung erreicht. Je weiter diese Frequenzen auseinander liegen, desto schlechter wird die Anpassung dazwischen. Der Abstand der Frequenzen und damit die Welligkeit im Durchlassbereich des Filters wird durch den Kopplungsfaktor<sup>3</sup>  $K_F$  bestimmt. Exemplarisch sei die Dimensionierung für  $K_F = 1,3$  sowie die Resonanzfrequenz<sup>4</sup>  $f_0 = 60$  GHz angegeben. Für den ge-

<sup>3</sup> In [75] mit  $K$  bezeichnet; hier zur Unterscheidung vom ROLLETT-Stabilitätsfaktor  $K_F$

<sup>4</sup> In [75]  $f_r$

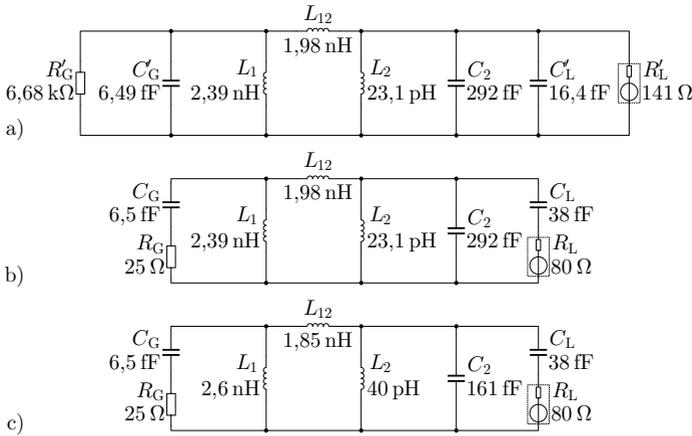


Abbildung 2.15: Anpassnetzwerk als zweikreisiges Kopplungsbandfilter. a) Quelle und Last in Parallelwiderstand und -kapazität transformiert, b) mit Quelle und Last als Reihenschaltung, c) optimiertes Netzwerk.

wählten Kopplungsfaktor ergibt sich zwischen den Frequenzpunkten mit perfekter Anpassung ein maximaler Reflexionsfaktor von  $S_{11,\text{dB}} = -10 \text{ dB}$ . Die Dimensionierung in [75] bezieht sich auf eine rein resistive Quelle und Last, ein kapazitiver oder induktiver Anteil kann jedoch nachfolgend verrechnet werden. Daher werden  $\underline{Z}_G$  und  $\underline{Z}_L$  bei  $f_0$  in die Parallelschaltung eines Widerstandes  $R'_G = 6,7 \text{ k}\Omega$  und eines Kondensator  $C'_G = 6,5 \text{ fF}$  bzw.  $R'_L = 141 \Omega$  und  $C'_L = 16,4 \text{ fF}$  umgerechnet. Es kann eine maximale Bandbreite von

$$\Delta f_c = f_0 \sqrt{2 \frac{R'_L}{R'_G}} = 12,3 \text{ GHz} \quad (2.31)$$

erreicht werden. In diesem Fall führt die weitere Dimensionierung jedoch auf einen Kennleitwert des ersten Parallelresonanzkreises bei Kurzschluss des zweiten Kreises von  $B_{\text{Kp1}} = 1,44 \text{ mS}$ , was bei 60 GHz einer Kapazität von  $C_{1\text{ges}} = 3,8 \text{ fF}$  entspricht. Dies ist weniger als die zwangsläufig vorhandene Generatorkapazität  $C'_G = 6,5 \text{ fF}$  und kann demzufolge nicht realisiert werden. Aus dem gegebenen Wert der Generatorkapazität ergibt sich  $B_{\text{Kp1}} = 2,45 \text{ mS}$ , woraus eine Bandbreite von  $\Delta f_c = 6,7 \text{ GHz}$  und alle weiteren Bauteilewerte folgen. Abbildung 2.15 a) zeigt die vollständige Dimensionierung.

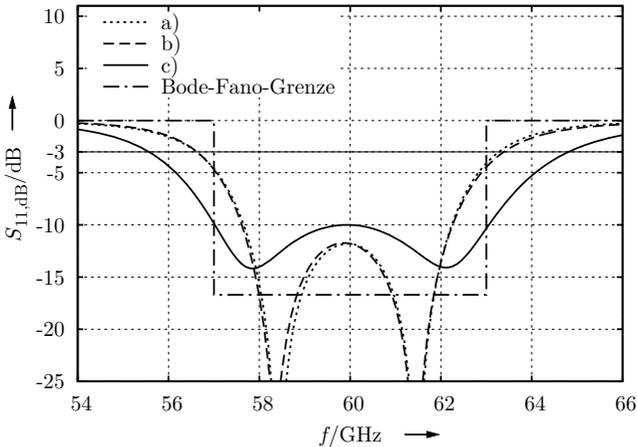


Abbildung 2.16: Frequenzgang von  $S_{11}$  der Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.15 mit eingetragener BODE-FANO-Grenze.

Das Kopplungsbandfilter mit der ursprünglichen Serienerstschaltung für Quell- und Lastimpedanz ist in Abbildung 2.15 b) gezeigt. Da die Umrechnung zwischen Serien- und Parallelerschaltung nur bei  $f_0$  exakt gilt, stimmt das Verhalten der Netzwerke a) und b) nur bei  $f_0$  genau überein und weicht abseits davon voneinander ab. Die Abbildungen 2.16 und 2.17 zeigen die zugehörigen Verläufe von  $S_{11}$  in logarithmischer Betragsdarstellung und im SMITH-Diagramm aus Sicht des Lastwiderstandes.

Aus diesen Diagrammen ist ersichtlich, dass im Fall a) für genau zwei Frequenzpunkte perfekte Anpassung erzielt wird. Zwischen 57,7 GHz und 62,2 GHz ist die Anpassung durchgehend besser als  $S_{11,\text{dB}} = -10$  dB. Eine weitere Verbesserung ist möglich, wenn auf die Forderung einer perfekten Anpassung bei zwei Frequenzen verzichtet wird und stattdessen eine gewisse Fehlanpassung im gesamten Frequenzbereich in Kauf genommen wird. Ausgehend vom Fall b) wurden die Bauelementwerte des Anpassnetzwerks iterativ variiert, bis das Netzwerk c) gefunden wurde. Dessen Verhalten ist ebenfalls in Abbildung 2.16 und Abbildung 2.17 eingetragen. Der Effekt, der sich aus dem Verzicht auf perfekte Anpassung ergibt, ist am anschaulichsten im SMITH-Diagramm in Abbildung 2.17 zu erkennen:  $S_{11}$  umschlingt den Punkt  $\Gamma = 0$ , so dass  $S_{11,\text{dB}} < -10$  dB zwischen 57,0 GHz und 63,0 GHz gilt. Zudem verringert sich durch diese Maßnahme die Welligkeit im Durchlassbereich des Filters deutlich. Die erziel-

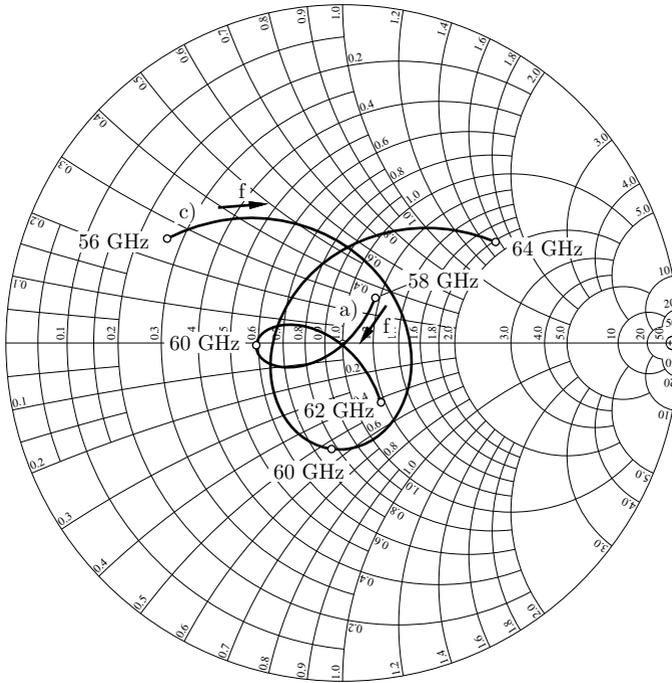


Abbildung 2.17: Ortskurven von  $S_{11}$  der Anpassnetzwerke aus Abbildung 2.15 a) und c). (SMITH-Diagramm auf  $R'_L$  bzw.  $R_L$  normiert.)

te Bandbreite von  $\Delta f_{-10\text{dB}} = 6 \text{ GHz}$  ist mehr als doppelt so hoch wie die in Tabelle 2.2 aufgeführten Bandbreiten der zweistufigen Anpassnetzwerke.

Durch Hinzufügen weiterer Blindelemente zum Anpassnetzwerk kann dieses noch breitbandiger gestaltet werden. Deren Einfluss wird jedoch mit zunehmender Anzahl geringer, so dass ein bestimmter Grenzwert der Bandbreite nicht überschritten werden kann. Dieser Grenzwert ist im BODE-FANO-Kriterium<sup>5</sup> formuliert, das für die betrachtete Quellimpedanz lautet:

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\omega^2} \ln\left(\frac{1}{|S_{11}(\omega)|}\right) d\omega < \pi R_G C_G. \quad (2.32)$$

<sup>5</sup> bspw. in [43]

Gleichung (2.32) erlaubt beispielsweise die Abschätzung eines konstanten Wertes  $|S_{11}|$ , den ein ideales Anpassnetzwerk in einem gegebenen Frequenzbereich realisieren kann, wenn für alle übrigen Frequenzen  $|S_{11}| = 1$  gilt. Wählt man als Eckfrequenzen die Bandgrenzen des optimierten Anpassnetzwerks von 57,0 GHz und 63,0 GHz, ergibt sich  $S_{11,\text{dB}} = -16,7$  dB als konstanter Wert zwischen den beiden Frequenzen. Dieses Fenster ist ebenfalls in Abbildung 2.16 eingetragen und verdeutlicht, dass eine Verbesserung der durch Probieren gefundenen Schaltung in Abbildung 2.15 c) nur noch in gewissen Grenzen möglich ist.

Auf praktische Schaltungen lassen sich die genannten Entwurfsstrategien nur bedingt anwenden, weil die als ideal angenommenen Bauelemente stets von parasitären Effekten begleitet sind, die hier komplett vernachlässigt wurden. Zudem scheiden vielfach Topologien aus, weil sie den Arbeitspunkt verändern oder es nicht erlauben, den Kollektorstrom für einen Transistor einzuspeisen. Weiterhin muss die geometrische Anordnung der Bauelemente beachtet werden, da jede Verbindung als Leitung mit ihren zugehörigen Eigenschaften wirkt, und es muss bedacht werden, dass sich Leitungen, Induktivitäten und Kapazitäten nur in bestimmten Grenzen genau, verlustarm, mit wenig parasitären Effekten behaftet und platzsparend realisieren lassen. Schließlich bietet ein geschickter Entwurf der Anpassnetzwerke die Möglichkeit, den Verstärkungsabfall aktiver Bauelemente mit wachsender Frequenz auszugleichen. Diese Einschränkungen führen dazu, dass ein praktischer Entwurf stets in hohem Maße ein iterativer Prozess ist, der verschiedene Optimierungsziele ausgleichen muss. Die betrachteten Aspekte geben jedoch Richtungen und Grenzen vor, in denen sich der Entwurfsprozess bewegen kann.

In der Literatur finden sich weitere Betrachtungen zur stufenweisen Impedanztransformation mit Kettenschaltungen aus  $\lambda/4$ -Leitungen, die einen zu- oder abnehmenden Wellenwiderstand aufweisen. Da die Wellenlänge in  $\text{SiO}_2$  bei 60 GHz jedoch bei ca. 2,5 mm liegt, würden solche Strukturen zu groß für die kompakte Integration werden. Eine weitere Option ist die Verwendung inhomogener Leitungen (*tapered lines*) zur breitbandigen Impedanztransformation. Mit geeigneten Entwurfspaketen lässt sich das Layout solcher Leitungen problemlos berechnen und erstellen. Jedoch bietet die verwendete Software keine derartige Option an, so dass ein Entwurf sehr aufwändig wäre. Da sich mit den ausführlich betrachteten Ansätzen die gewünschten Bandbreiten erreichen lassen, wird auf die Impedanztransformation mit mehreren  $\lambda/4$ -Leitungen und inhomogenen Leitungen nicht näher eingegangen.

### 2.2.3 Maximale Aussteuerbarkeit

Entspricht die Eingangsimpedanz einer Baugruppe dem konjugiert komplexen Wert der Ausgangsimpedanz einer vorgeschalteten Baugruppe, liegt also Leistungsanpassung vor, dann wird zwischen den Baugruppen die maximale Wirkleistung übertragen. Als einheitliche Systemimpedanz für Kabel und Adapter wurde ein Wert von  $50\ \Omega$  festgelegt, da Kabel mit diesem Wellenwiderstand einen Kompromiss zwischen maximal übertragbarer Leistung und minimalen Verlusten darstellen. Die Einhaltung einer definierten Ein- und Ausgangsimpedanz stellt in einem modularen Hochfrequenzsystem sicher, dass stets die festgelegte (maximale) Wirkleistung übertragen wird und dass an den Schnittstellen keine Reflexionen auftreten. Solche Reflexionen können dazu führen, dass Schaltungen schwingen oder sogar zerstört werden.

Aus dem Kriterium der Leistungsanpassung geht nicht hervor, welche maximale Aussteuerung ein aktives Bauelement erreichen kann, bevor der lineare Betriebsbereich verlassen wird. Diese Aussteuerbarkeitsgrenze gibt die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung vor.<sup>6</sup> Sie hängt von der Schaltungstopologie, dem Arbeitspunkt, Bauelementparametern sowie der Lastimpedanz ab. Dabei ist im Allgemeinen die Lastimpedanz für maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung verschieden von der Lastimpedanz für Leistungsanpassung.

Um auf maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung zu optimieren bzw. einen Kompromiss zur Leistungsanpassung zu finden, werden typischerweise sogenannte *load-pull*-Simulationen durchgeführt. Dazu wird für verschiedene Lastimpedanzen und Aussteuerungen der Grenzyklus der Schaltung bei sinusförmigem Eingangssignal ermittelt und daraus die an die Last abgegebene Wirkleistung bestimmt. Aus diesem Zusammenhang ergibt sich für alle betrachteten Lastimpedanzen ein bestimmter 1-dB-Kompressionspunkt.<sup>7</sup> Verbindet man im SMITH-Diagramm alle Punkte mit gleichem Kompressionspunkt, ergeben sich

---

<sup>6</sup> Der Begriff “verzerrungsfrei” in diesem Kontext bezieht sich nicht auf schwache Nichtlinearitäten, sondern auf ein hartes Begrenzen des Signals, weil ein Transistor den aktiven Normalbereich (beim Bipolartransistor) bzw. den Abschnürbereich (beim Feldeffekttransistor) verlässt.

<sup>7</sup> Ein hartes Begrenzen des Signals tritt nur bei einem vereinfachten Transistormodell auf. Praktisch gibt es einen — wenn auch schmalen — Übergangsbereich, so dass die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung nicht eindeutig definiert ist. Aus diesem Grund ermittelt man bei praktischen Schaltungen die Ein- oder Ausgangsleistung, bei der die Verstärkung um  $x$  dB gegenüber der Verstärkung bei sehr geringen Eingangsleistungen abgenommen hat, also den  $x$ -dB-Kompressionspunkt.

Konturen, die die Lastimpedanzen gleichen Kompressionspunkts kennzeichnen. Diese Darstellung bildet, möglicherweise zusammen mit Konturen für andere Optimierungskriterien, die Grundlage zum Festlegen der Lastimpedanz, bzw. des Ausgangsanpassnetzwerkes.<sup>8</sup>

Die Ermittlung des Grenzyklus einer Schaltung ist, insbesondere wenn starke Nichtlinearitäten auftreten, ein sehr rechenaufwändiger Vorgang. Da dieser Schritt für alle Kombinationen aus verschiedenen Eingangsleistungen und Lastimpedanzen wiederholt werden muss, ergeben sich mit Standardrechentchnik aus dem Jahr 2011 und bei Verwendung mehrerer Prozessorkerne Simulationszeiten in der Größenordnung von Stunden oder Tagen. Daher ist es erstrebenswert, eine analytische Lösung für das Problem der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung zu finden.

### Methode der Lastkurve nach Cripps

Bereits 1923 betrachtete BROWN die Abhängigkeit von Verstärkung und maximaler verzerrungsfreier Ausgangsleistung einer Elektronenröhre von der Lastimpedanz [8]. Insbesondere zeigte er, dass sich die Lastimpedanzen für maximale Verstärkung, was einer Leistungsanpassung entspricht, und maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung um den Faktor zwei unterscheiden. Später widmeten sich andere Forscher demselben Problem mit geringfügig anderen Zielsetzungen [41]. Da diese grundlegenden Betrachtungen jedoch stets von statischen Modellen der Elektronenröhre ausgingen, erhielten sie zunächst nur wenig Beachtung in der Hochfrequenztechnik. In den frühen Jahren der Hochfrequenz-Halbleiterelektronik wurden zur Optimierung der Lastimpedanz *load-pull*-Messungen herangezogen oder die Anpassnetzwerke bei großen Aussteuerungen optimiert [74], [64], [40], [57], [18]. Teilweise kamen auch vereinfachte, nichtlineare Transistormodelle zum Einsatz [44], [10].

Erst 1983 beschrieb CRIPPS eine Methode, wie sich mithilfe eines sehr einfachen, linearen Transistormodells erstaunlich genaue Vorhersagen der *load-pull*-Konturen treffen lassen [17], [16]. Der Grundgedanke seiner Überlegungen ist in Abbildung 2.18 wiedergegeben. Im Folgenden wird der Spezialfall eines

---

<sup>8</sup> Vgl. [43], S. 572; [17], S. 20; [45], S. 312. In dieser Literatur wird nicht näher darauf eingegangen, bei welcher Kompression die Konturen gleicher Ausgangsleistung bestimmt werden. Da jedoch wichtige Schaltungseigenschaften stark davon abhängen, wie sehr das Ausgangssignal verzerrt ist, ist es vorteilhaft, die Definition der *load-pull*-Analyse dahingehend zu erweitern.

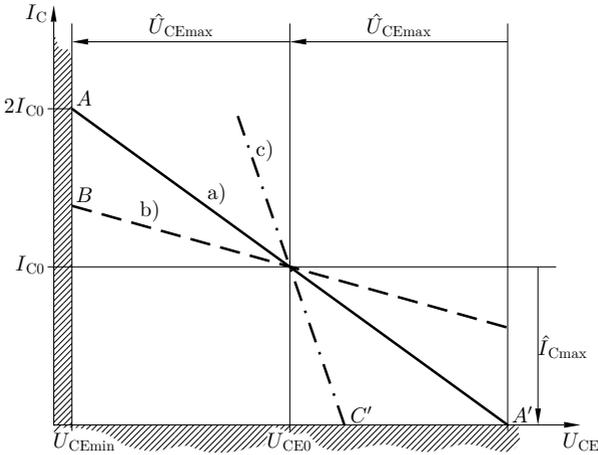


Abbildung 2.18: Lastgeraden im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors. a) Begrenzung durch  $U_{CEmin}$  und  $I_C = 0$  gleichermaßen; b) Begrenzung zuerst durch  $U_{CEmin}$ ; c) Begrenzung zuerst durch  $I_C = 0$ .

Bipolartransistors mit den zugehörigen Bezeichnungen betrachtet. Die Darstellung lässt sich jedoch auf andere aktive Bauelemente wie Feldeffekttransistoren übertragen, sofern sie ein ähnliches Verhalten aufweisen. Das Diagramm zeigt das stark vereinfachte Ausgangskennlinienfeld eines Transistors. In Abhängigkeit des Basisstromes  $I_B$  nimmt der Kollektorstrom  $I_C$  einen bestimmten Wert an, der von  $U_{CE}$  unabhängig ist, solange  $U_{CE} > U_{CEmin}$  und  $I_B > 0$ , sich der Transistor also im aktiven Normalbereich befindet. Verlässt der Transistor den aktiven Normalbereich, wird das Ausgangssignal begrenzt, so dass auch die Ausgangsleistung nicht mehr linear mit der Eingangsleistung ansteigt. An dieser Grenze wird die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung erreicht. Unterhalb der Begrenzung wird der Transistor jedoch als linear angenommen, so dass die Aussteuerbarkeitsgrenze mithilfe einer Kleinsignalanalyse gefunden werden kann.

Bei Vernachlässigung aller parasitären Effekte und für einen realen Lastwiderstand  $R_L$  ergeben sich bei Ansteuerung mit einem Eingangssignal Lastgeraden, wie sie in der Abbildung mit a), b) und c) gekennzeichnet sind. Dabei wurde der Arbeitspunkt ( $U_{CE0}; I_{C0}$ ) durch die externe Beschaltung eingestellt. Im Fall a) ist  $R_L$  so gewählt, dass bei zunehmender Aussteuerung sowohl  $U_{CE}$  (durch den Sättigungsbereich, Punkt A) als auch  $I_C$  (durch Ausschalten des

Transistors, Punkt  $A'$ ) begrenzt wird. Dies ist die optimale Situation hinsichtlich der Ausgangsleistung. An dieser Grenze gilt für ein sinusförmiges Ausgangssignal

$$\begin{aligned} U_{CE}(t) &= U_{CE0} + \hat{U}_{CE\max} \sin(\omega t), \\ I_C(t) &= I_{C0} - \hat{I}_{C\max} \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Da sowohl  $U_{CE}$  als auch  $I_C$  maximal angesteuert werden, wird in diesem Fall die maximale Leistung  $P_{L\max}$  an  $R_L$  abgegeben

$$P_{L\max} = \frac{\hat{U}_{CE\max} \hat{I}_{C\max}}{2}, \quad (2.34)$$

und  $R_L$  hat den Wert

$$R_L = \frac{\hat{U}_{CE\max}}{\hat{I}_{C\max}}. \quad (2.35)$$

Nimmt  $R_L$  einen größeren Wert an, verringert sich der Anstieg der Lastgeraden betragsmäßig, und es kommt dazu, dass zuerst  $U_{CE}$  begrenzt wird (Punkt  $B$ ), bevor eine Begrenzung durch  $I_C$  erfolgt. Diese Situation ist im Fall b) dargestellt. Fall c) zeigt eine Lastgerade, wenn  $R_L$  kleiner ist als im Fall a). Dann wird die Aussteuerung zuerst durch  $I_C$  begrenzt (Punkt  $C'$ ). In den Fällen b) und c) ergibt sich demzufolge eine geringere maximale Ausgangsleistung. Im Fall einer komplexen Lastimpedanz  $\underline{Z}_L$  oder dem Vorhandensein parasitärer Transistorkapazitäten kommt es zu einer Phasenverschiebung zwischen  $I_C$  und  $U_{CE}$ , so dass die Lastgeraden in Ellipsen übergehen. Diese Ellipsen werden ebenfalls durch die Bedingungen  $U_{CE} = U_{CE\min}$  bzw.  $I_C = 0$  begrenzt, so dass keine höheren Amplituden möglich sind. Aus der Phasenverschiebung resultiert eine geringere maximale Wirkleistung, da bei konstanter maximaler Scheinleistung nun zusätzlich Blindleistung zwischen Last und Transferstromquelle des Transistors pendelt.

Im von CRIPPS betrachteten Fall einer Sourcestufe ohne parasitäre Effekte ist  $-\underline{U}_{CE}/\underline{I}_C = \underline{Z}_L$ , so dass unmittelbar folgt, für welches  $\underline{Z}_L$  eine Begrenzung des Stromes oder der Spannung erfolgt und welche maximale Wirkleistung jeweils an die Last abgegeben wird. Nicht diskutiert wurde in der Literatur bislang der Fall, dass die  $U_{CE}$ - $I_C$ -Relation an der Transferstromquelle nicht der Lastimpedanz entspricht und die zugrunde liegenden Ursachen auch nicht der Last zugeschlagen werden können. Dieser Fall tritt beispielsweise auf, wenn eine gewollte oder ungewollte Gegenkopplung vorhanden ist oder wenn andere Stufen

als eine Emitter- bzw. Sourcestufe betrachtet werden. Dann muss zusätzlich untersucht werden, wie sich die  $U_{CE}$ - $I_C$ -Relation aus der Last und den parasitären Effekten ergibt und welche Wirkleistungen außerhalb der Last aufgenommen oder abgegeben werden.

Alle Ströme und Spannungen im Transistor stellen sich in Abhängigkeit von Eingangssignal und Lastimpedanz ein. Ursächlich für die begrenzte maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung sind jedoch Strom und Spannung an der Transferstromquelle im Inneren des Transistors. Da sich die linearen Netzwerkgleichungen beliebig umformen lassen, ist es möglich, eine scheinbare Impedanz  $\underline{Z}_{Li}$  als unabhängige Größe zu definieren, die die  $U_{CE}$ - $I_C$ -Relation charakterisiert

$$\underline{Z}_{Li} = \frac{U_{CE}}{-I_C}. \quad (2.36)$$

Hinsichtlich der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung gibt es analog zu den Fällen b) und c) in Abbildung 2.18 auch für komplexe Impedanzen  $\underline{Z}_{Li}$  den Fall der Begrenzung des Stromes

$$|\underline{Z}_{Li}| < \hat{U}_{CEmax}/\hat{I}_{Cmax} \quad \text{Fall I} \quad (2.37)$$

und der Spannung

$$|\underline{Z}_{Li}| > \hat{U}_{CEmax}/\hat{I}_{Cmax} \quad \text{Fall II.} \quad (2.38)$$

Je nachdem, welcher Fall eintritt, wird als zweite unabhängige Größe im Fall I  $I_C$  sowie im Fall II  $U_{CE}$  gewählt. Aus diesen beiden unabhängigen Größen wird die von der Transferstromquelle abgegebene Wirkleistung als Realteil der Scheinleistung berechnet

$$P_{Li} = \begin{cases} \operatorname{Re}(\underline{Z}_{Li}) \cdot |I_C|^2 & \text{Fall I,} \\ \operatorname{Re}(1/\underline{Z}_{Li}) \cdot |U_{CE}|^2 & \text{Fall II.} \end{cases} \quad (2.39)$$

Diese Wirkleistung ist nicht notwendigerweise gleich der an die Last abgegebenen Wirkleistung. Daher müssen alle in der Schaltung abgegebenen und aufgenommenen Wirkleistungen als Funktion von  $I_C$  bzw.  $U_{CE}$  ermittelt werden. Dann ergibt sich die an die Last abgegebene Leistung als Summe und Differenz aus den Einzelleistungen. Schließlich muss der Zusammenhang  $\underline{Z}_{Li} = f(\underline{Z}_L)$  berechnet werden, woraus als Endergebnis die an die Last abgegebene Leistung als Funktion der Lastimpedanz folgt. Häufig kommen in der Hochfrequenztechnik

Kaskodestufen zum Einsatz, weswegen für diesen Schaltungstyp die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung als Funktion von  $\underline{Z}_L$  berechnet wird.

Das Problem, die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Lastimpedanz zu bestimmen, lässt sich aufgrund dieser Betrachtungen nach folgendem Vorgehen lösen:

1. Ermitteln von  $\hat{U}_{CEmax}$  und  $\hat{I}_{Cmax}$  aus dem gegebenen Arbeitspunkt und den Transistorparametern,
2. Bestimmen aller Ströme und Spannungen in Abhängigkeit von  $\underline{I}_C$  und  $\underline{Z}_{Li}$  bzw.  $\underline{U}_{CE}$  und  $\underline{Z}_{Li}$ ,
3. Berechnen aufgenommener und abgegebener Wirkleistungen im Transistor für die beiden Fälle der Begrenzung des Stromes oder der Spannung,
4. Herleiten des Zusammenhangs  $\underline{Z}_{Li} = f(\underline{Z}_L)$ ,
5. graphische Darstellung der an die Last abgegebenen maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung als Funktion von  $\underline{Z}_L$ ,
6. vereinfachte Herangehensweise zum Bestimmen des globalen Maximums der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung.

**1.  $\hat{U}_{CEmax}$  und  $\hat{I}_{Cmax}$**  Diese beiden Größen folgen unmittelbar aus Abbildung 2.18. Zusätzlich zu den bislang schon genannten Kriterien muss beachtet werden, dass der maximale Kollektorstrom  $I_{Cmax}$  sowie die maximale Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CEmax}$  technologisch begrenzt sind. Daher gilt

$$\hat{U}_{CEmax} = \min(U_{CE0} - U_{CEmin}; U_{CEmax} - U_{CE0}), \quad (2.40)$$

$$\hat{I}_{Cmax} = \min(I_{C0}; I_{Cmax} - I_{C0}). \quad (2.41)$$

**2. Ströme und Spannungen in Abhängigkeit von  $\underline{I}_C$  und  $\underline{Z}_{Li}$**  Zur Modellierung des Transistors wird vom VBIC95-Modell ausgegangen [38]. Da dieses Modell für die Handrechnung zu komplex ist, wird es so weit wie möglich vereinfacht. Kriterium dafür ist, dass die  $U_{CE}$ - $I_C$ -Relation an der Transferstromquelle in Abhängigkeit der Lastimpedanz möglichst genau erhalten bleibt. Für sinnvoll dimensionierte Kaskodestufen ist die Aussteuerbarkeit durch den Transistor in Basisschaltung begrenzt. Deswegen wird ausschließlich dieser Transistor betrachtet, dessen Kleinsignalersatzschaltung in Abbildung 2.19 gezeigt ist.

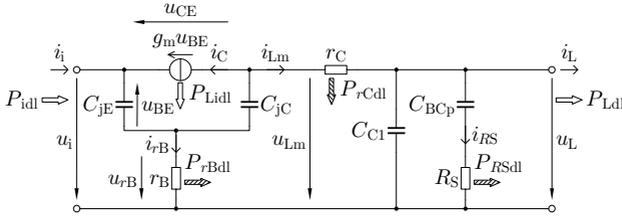


Abbildung 2.19: Vereinfachtes Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines Transistors in Basisschaltung mit transportierten Wirkleistungen ( $\Rightarrow$ ) und umgesetzten thermischen Leistungen ( $\Rightarrow$ ).

In dieser Abbildung entsprechen die Ersatzelemente den VBIC-Modell- und Arbeitspunktparametern, die sich vom Simulator ausgeben lassen. Folgende Elemente wurden zusammengefasst:

$$r_B = r_{Bi} + R_{Bx}, \quad (2.42)$$

$$r_C = r_{Ci} + R_{Cx}, \quad (2.43)$$

$$C_{C1} = C_{BEp} + C_{BCo}. \quad (2.44)$$

Abbildung 2.20 zeigt exemplarisch den Grenzyklus an der Transferstromquelle eines npn201\_1-Transistors, der sich bei verschiedenen Modellgenauigkeiten ergibt. Dabei wurden Strom und Spannung bei den Kleinsignalmodellen um den Arbeitspunkt (0,8 V; 1,6 mA) verschoben, damit die Kurven direkt miteinander verglichen werden können. Es zeigt sich, dass die vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltung entsprechend Abbildung 2.19 das Transistorverhalten sehr gut wiedergibt.

Für dieses Modell werden die Spannungen und Ströme, die nötig sind, um alle einzelnen Wirkleistungen zu berechnen, als Funktion von  $I_C$  und  $Z_{Li}$  notiert. Damit gilt für den Fall I

$$\underline{U}_{rB} = -I_C r_B \left[ j\omega C_{jC} \left( Z_{Li} + \frac{1}{g_m} \right) + \frac{j\omega C_{jE}}{g_m} \right] \quad (2.45)$$

$$\underline{U}_i = \underline{U}_{rB} - \frac{I_C}{g_m} \quad (2.46)$$

$$\underline{I}_i = -I_C \left( 1 + \frac{j\omega C_{jE}}{g_m} \right) \quad (2.47)$$

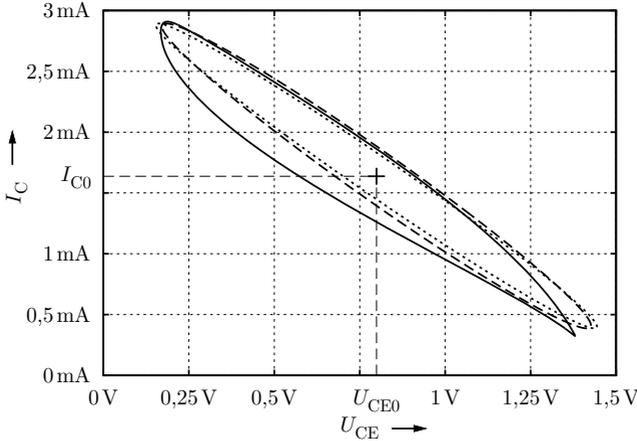


Abbildung 2.20: Grenzyklus an der Transferstromquelle des Transistors. (—) Nichtlineares Transistormodell; (---) vollständige VBIC-Ersatzschaltung; (.....) vereinfachte Ersatzschaltung gemäß Abbildung 2.19.

$$\underline{I}_{Lm} = -\underline{I}_C \left[ 1 - j\omega C_{jC} \left( \underline{Z}_{Li} + \frac{1}{g_m} \right) \right] \quad (2.48)$$

$$\underline{U}_L = \underline{U}_i - \underline{I}_C \underline{Z}_{Li} - \underline{I}_{Lm} r_C \quad (2.49)$$

$$\underline{I}_L = \underline{I}_{Lm} - \underline{U}_L \left[ j\omega C_{C1} + \frac{1}{R_S + 1/(j\omega C_{BCp})} \right] \quad (2.50)$$

$$\underline{I}_{RS} = \frac{\underline{U}_L}{R_S + 1/(j\omega C_{BCp})} \quad (2.51)$$

Die Spannungen und Ströme als Funktion von  $\underline{U}_{CE}$  und  $\underline{Z}_{Li}$  im Fall II folgen unmittelbar, wenn man  $\underline{I}_C = -\underline{U}_{CE}/\underline{Z}_{Li}$  in den Gleichungen (2.45)–(2.51) ersetzt.

**3. Berechnen aller Wirkleistungen** Die maximale verzerrungsfreie Leistung, die die Transferstromquelle abzugeben vermag, wird aus Gleichung (2.39) bei maximaler Aussteuerung, d.h.  $|\underline{I}_C|^2 = \hat{I}_{Cmax}^2/2$  sowie  $|\underline{U}_{CE}|^2 = \hat{U}_{CEmax}^2/2$ ,

berechnet

$$P_{Lidl} = \begin{cases} \operatorname{Re}(\underline{Z}_{Li}) \cdot \hat{I}_{Cmax}^2/2 & \text{Fall I,} \\ \operatorname{Re}(1/\underline{Z}_{Li}) \cdot \hat{U}_{CEmax}^2/2 & \text{Fall II.} \end{cases} \quad (2.52)$$

In gleicher Weise werden die Eingangsleistung  $P_{idl}$  und die in  $r_B$ ,  $r_C$ ,  $R_S$  sowie  $R_L$  umgesetzten Leistungen  $P_{rBdl}$ ,  $P_{rCdl}$ ,  $P_{RSdl}$  und  $P_{Ldl}$  berechnet. Diese Leistungen sind zur Veranschaulichung in Abbildung 2.19 eingetragen. Fall I folgt unmittelbar nach Einsetzen der Gleichungen (2.45)–(2.51) in die allgemeinen Leistungsbeziehungen, während sich Fall II ergibt, wenn zusätzlich  $\underline{I}_C = -\underline{U}_{CE}/\underline{Z}_{Li}$  ersetzt wird.

$$P_{idl} = \operatorname{Re}(\underline{U}_i \underline{I}_i^*) \left| \begin{array}{l} \underline{U}_{CE} = \hat{U}_{CEmax}/\sqrt{2} \\ \underline{I}_C = \hat{I}_{Cmax}/\sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.53)$$

$$P_{rBdl} = |\underline{U}_{rB}|^2 / r_B \left| \begin{array}{l} \underline{U}_{CE} = \hat{U}_{CEmax}/\sqrt{2} \\ \underline{I}_C = \hat{I}_{Cmax}/\sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.54)$$

$$P_{rCdl} = |\underline{I}_{Lm}|^2 \cdot r_C \left| \begin{array}{l} \underline{U}_{CE} = \hat{U}_{CEmax}/\sqrt{2} \\ \underline{I}_C = \hat{I}_{Cmax}/\sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.55)$$

$$P_{RSdl} = |\underline{I}_{RS}|^2 \cdot R_S \left| \begin{array}{l} \underline{U}_{CE} = \hat{U}_{CEmax}/\sqrt{2} \\ \underline{I}_C = \hat{I}_{Cmax}/\sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.56)$$

$$P_{Ldl} = \operatorname{Re}(\underline{U}_L \underline{I}_L^*) \left| \begin{array}{l} \underline{U}_{CE} = \hat{U}_{CEmax}/\sqrt{2} \\ \underline{I}_C = \hat{I}_{Cmax}/\sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.57)$$

$$= P_{Lidl} + P_{idl} - P_{rBdl} - P_{rCdl} - P_{RSdl} \quad (2.58)$$

Dabei ist mit Gleichung (2.57) das gesuchte Zwischenergebnis  $P_{Ldl} = f(\underline{Z}_{Li})$  gefunden. Schließlich ist noch  $\underline{Z}_{Li}$  in Abhängigkeit von  $\underline{Z}_L$  auszudrücken, damit die *load-pull*-Konturen angegeben werden können.

**4.  $\underline{Z}_{Li}$  in Abhängigkeit von  $\underline{Z}_L$**  Wie eingangs erwähnt, hängen die Ströme und Spannungen im Netzwerk von der Eingangsgröße und der Lastimpedanz  $\underline{Z}_L$  ab. Zur Vereinfachung der Betrachtung wurde zunächst die scheinbare Impedanz  $\underline{Z}_{Li}$  als gegeben angenommen. Aus dem Kleinsignalmodell in Abbil-

dung 2.19 folgt der Zusammenhang zwischen beiden Größen

$$\underline{Z}_{Li} = \frac{g_m \underline{Z}_{Lm} - j\omega [C_{jC} (r_B + \underline{Z}_{Lm}) + C_{jE} r_B] - 1}{g_m [1 + j\omega C_{jC} (r_B + \underline{Z}_{Lm})]}, \quad (2.59)$$

$$\text{mit } \underline{Z}_{Lm} = r_C + \frac{1}{j\omega C_{C1} + j\omega C_{BCp} / (j\omega R_S C_{BCp} + 1) + 1/\underline{Z}_L}.$$

**5. Graphische Darstellung von  $P_{Ldl}$**  Die *load-pull*-Konturen werden üblicherweise im SMITH-Diagramm angegeben. Daher wird anstelle der Lastimpedanz der Lastreflexionsfaktor  $\Gamma_L$  als unabhängige Variable verwendet

$$\underline{Z}_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}. \quad (2.60)$$

Weiterhin ist es zweckmäßig, die Leistung logarithmisch zu skalieren

$$P_{Ldl,dB} = 10 \log \left( \frac{P_{Ldl}}{1 \text{ mW}} \right) \text{ dBm}. \quad (2.61)$$

In Abbildung 2.21 ist dieses Ergebnis für eine Kaskodestufe aus npn201\_2-Transistoren bei  $I_{C0} = 3,6 \text{ mA}$  Kollektorstrom und  $U_{CE0} = 1,6 \text{ V}$  Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors in Basisschaltung dargestellt. Zum Vergleich zeigt dasselbe Diagramm die Ergebnisse einer *load-pull*-Analyse mit dem Schaltungssimulator. Form und Abstand der Konturen stimmen hervorragend überein, wobei die analytische Lösung geringere maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistungen vorhersagt als simuliert. Dies ist verständlich, da in der Handrechnung der Punkt betrachtet wird, an dem das Begrenzen des Ausgangssignals gerade einsetzt, während das Ausgangssignal in der Simulation bereits um 1 dB komprimiert ist.

**6. Globales Maximum von  $P_{Ldl}$**  Auch wenn die diskutierte Lösung eine dramatische Vereinfachung gegenüber einer simulativen *load-pull*-Analyse oder gar einer Messung darstellt, ist sie dennoch nicht zur einfachen Abschätzung per Handrechnung geeignet. Oft ist man jedoch nur am globalen Maximum der Ausgangsleistung interessiert und nicht an den vollständigen Konturen der Ausgangsleistung. In diesem Fall bietet sich ein deutlich vereinfachter Rechenweg an.

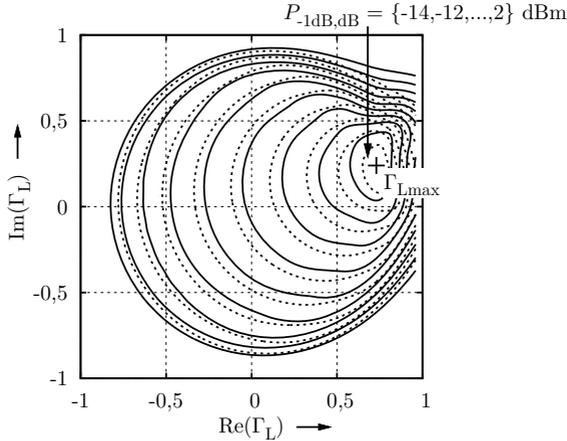


Abbildung 2.21: Konturen des simulierten 1-dB-Kompressionspunktes (—) sowie der analytisch berechneten maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung (.....) in Abhängigkeit von  $\Gamma_L$  mit zugehörigem Optimum (+).

$P_{\text{Lidl}}$  erreicht sein globales Maximum, wenn

$$\underline{Z}_{\text{Li}} = R_{\text{Limax}} = \frac{\hat{U}_{\text{CEmax}}}{\hat{I}_{\text{Cmax}}}. \quad (2.62)$$

Dieses Maximum ist jedoch nicht zwingend identisch mit dem globalen Maximum der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung  $P_{\text{Ldl}}$ . Dieses hängt auch von der Eingangsleistung  $P_{\text{idl}}$  und den in  $r_B$ ,  $r_C$ ,  $R_S$  sowie  $R_L$  umgesetzten Leistungen ab, welche in den Gleichungen (2.53)–(2.57) für die beiden Fälle I und II angegeben sind. Abbildung 2.22 zeigt exemplarisch die Abhängigkeit der einzelnen Wirkleistungen von  $\underline{Z}_{\text{Li}}$  für den Transistor npn201\_2 in Basischaltung mit  $I_{\text{C0}} = 3,6 \text{ mA}$  und  $U_{\text{CE0}} = 1,6 \text{ V}$ . Da das Maximum von  $P_{\text{Lidl}}$  bei reellen Impedanzen  $\underline{Z}_{\text{Li}}$  auftritt, wurde der Imaginärteil gleich Null gesetzt und  $R_{\text{Li}} = \text{Re}(\underline{Z}_{\text{Li}})$  variiert.

Im Bereich  $0 < R_{\text{Li}} < \hat{U}_{\text{CEmax}}/\hat{I}_{\text{Cmax}}$  ist die Aussteuerung der Transferstromquelle strombegrenzt. Daher ist in diesem Abschnitt die Verlustleistung im Widerstand  $r_C$ , welcher in Serie zwischen Transferstromquelle und Ausgang liegt und damit etwa vom gleichen Strom durchflossen wird, näherungsweise konstant. Für  $R_{\text{Li}} > \hat{U}_{\text{CEmax}}/\hat{I}_{\text{Cmax}}$  sinkt die Verlustleistung, weil die Aussteuerung dann spannungsbegrenzt ist und der Strom durch  $r_C$  mit steigendem

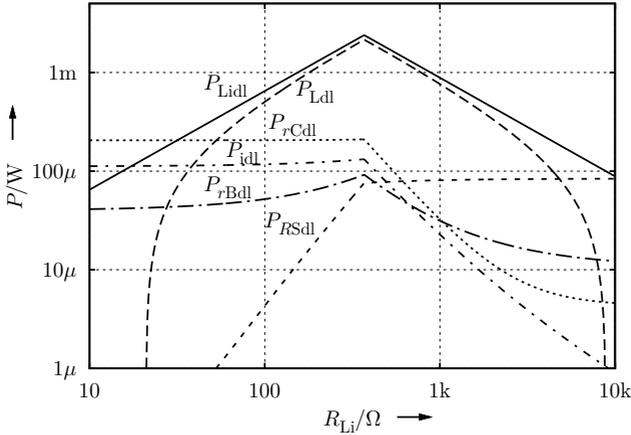


Abbildung 2.22: Abgegebene und aufgenommene Wirkleistungen gemäß Abbildung 2.19 als Funktion von  $R_{Li}$  in einer typischen Basisstufe.

$R_{Li}$  abnimmt. Im Gegensatz dazu ist die Verlustleistung im Widerstand  $R_S$ , welcher in einem Parallelpfad zum Ausgang liegt, im spannungsbegrenzten Fall  $R_{Li} > \hat{U}_{CEmax}/\hat{I}_{Cmax}$  näherungsweise konstant. Sie sinkt bei fallendem  $R_{Li}$ , wenn die Aussteuerung strombegrenzt ist und damit die Spannungsamplitude am Ausgang und über  $R_S$  kleiner wird.

In den Randbereichen, d.h. für die Fälle  $R_{Li} \ll \hat{U}_{CEmax}/\hat{I}_{Cmax}$  bzw.  $R_{Li} \gg \hat{U}_{CEmax}/\hat{I}_{Cmax}$  liegt  $P_{Lidl}$  in der gleichen Größenordnung wie andere aufgenommene und umgesetzte Leistungen, weswegen sie bei der Bestimmung von  $P_{Ldl}$  berücksichtigt werden müssen. Im Bereich des Maximums von  $P_{Lidl}$  sind alle übrigen Leistungen im Transistor jedoch mehr als eine Dekade kleiner als  $P_{Lidl}$ . Aus diesem Grund ist die an die Last abgegebene Leistung dort in etwa gleich der von der Transferstromquelle abgegebenen Leistung, und die Maxima fallen auch hinsichtlich  $\underline{Z}_{Li}$  in guter Näherung zusammen

$$P_{Lmax} \approx P_{Limax} = \frac{\hat{U}_{CEmax}\hat{I}_{Cmax}}{2}. \quad (2.63)$$

Damit diese Leistung abgegeben wird, muss am Ausgang eine Last mit dem Reflexionsfaktor angeschlossen sein, der sich aus den Gleichungen (2.60), (2.59)

und (2.62) ergibt

$$\Gamma_{L_{\max}} = \frac{\underline{Z}_{L_{\max}} - Z_0}{\underline{Z}_{L_{\max}} + Z_0} \quad (2.64)$$

mit

$$\underline{Z}_{L_{\max}} = \frac{\underline{Z}_1 (1 + j\omega C_{BCp} R_S)}{1 - j\omega [C_{C1} \underline{Z}_1 + C_{BCp} (\underline{Z}_1 - R_S + j\omega C_{C1} R_S \underline{Z}_1)]} \quad (2.65)$$

und

$$\underline{Z}_1 = \frac{1 + g_m \underline{Z}_{L_{\max}} + j\omega r_B [C_{jE} + C_{jC} (1 + g_m \underline{Z}_{L_{\max}})]}{g_m - j\omega C_{jC} (1 + g_m \underline{Z}_{L_{\max}})} - r_C \quad (2.66)$$

sowie

$$\underline{Z}_{L_{\max}} = \frac{\hat{U}_{CE_{\max}}}{\hat{I}_{C_{\max}}}. \quad (2.67)$$

Die Gleichungen (2.63)–(2.67) geben damit eine vollständige Vorschrift an, wie aus den Schaltungsparametern  $\hat{U}_{CE_{\max}}$  und  $\hat{I}_{C_{\max}}$  das Maximum der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung  $P_{L_{\max}}$  sowie der dafür erforderliche Lastreflexionsfaktor  $\Gamma_{L_{\max}}$  zu berechnen sind. Ein detailliertes Entwurfsbeispiel mit Vergleich von theoretischen Ergebnissen und Messwerten findet sich in [78].

## 2.3 Modellierung großer, passiver Strukturen

Das zum Zeitpunkt des Entwurfs verfügbare Designkit zur 250-nm-Technologie SG25H1 von IHP bietet verlässliche Transistormodelle sowie Modelle für geometrisch kleine passive Strukturen. Geometrien, deren Abmessungen über etwa einem Zwanzigstel der Wellenlänge liegen, können jedoch nicht mehr als elektrisch klein angesehen werden. Dies bedeutet, dass beim Entwurf im Frequenzbereich um 60 GHz Strukturen mit Abmessungen über 100  $\mu\text{m}$  als verteiltes Modell betrachtet werden müssen. Insbesondere betrifft dies Leitungsstrukturen, Induktivitäten sowie die zum Kontaktieren der integrierten Schaltung notwendigen Bonddrähte.

Die Daten, aus denen Modelle für passive Strukturen gewonnen werden, entstammen meist Feldsimulationen oder Messungen. Sie liegen in Form von Streuparametern über einen gewissen Frequenzbereich vor, die prinzipiell direkt im Schaltungssimulator verwendet werden können. Aufgrund verschiedener Nachteile wie fehlender Skalierbarkeit, der großen Datenmenge und Problemen bei bestimmten Simulationsarten werden aus den Streuparametern in den meisten Fällen kompaktere Modelle entwickelt bzw. parametrisiert. Dafür gibt es verschiedene Ansätze mit spezifischen Vor- und Nachteilen. Diese werden kurz erläutert. Die Modellierungsgenauigkeit der Kompaktmodelle wird in Bezug auf die zugrunde gelegten S-Parameter angegeben. Ob diese S-Parameter einer Feldsimulation oder einer Messung entstammen, ist dabei unerheblich.

### 2.3.1 Streuparameter

Streuparameter (oder S-Parameter) sind das primäre Ergebnis jeder Frequenzbereichs-Feldsimulation. Eine  $N \times N$ -Matrix der S-Parameter beschreibt vollständig das Klemmenverhalten eines linearen  $N$ -Tors bei einer bestimmten Frequenz. Wenn zusätzlich bekannt ist, dass es sich um ein passives  $N$ -Tor im thermodynamischen Gleichgewicht bei einer bestimmten Temperatur handelt, sind damit auch die Rauscheigenschaften eindeutig beschrieben.<sup>9</sup> Über das standardisierte TOUCHSTONE-Format können S-Parameter direkt in jeden modernen Schaltungssimulator eingelesen und als Bauelement verwendet werden. S-Parameter sind nicht stufenlos skalierbar, sondern müssen für jede Geometrie neu berechnet werden, was die Verwendbarkeit für einen iterativen Entwurf einschränkt.

Trotz Fortschritten der Schaltungssimulatoren bestehen bei Zeitbereichssimulationen aktiver Bauelemente im Zusammenspiel mit durch S-Parameter beschriebenen Blöcken Schwierigkeiten. Dies liegt darin begründet, dass die Multiplikation mit den  $N$ -Tor-Parametern im Frequenzbereich, mit der die Eingangsgrößen in Ausgangsgrößen überführt werden, im Zeitbereich einer Faltung mit den Impulsantworten des  $N$ -Tores entspricht. Um diese Impulsantworten zu finden, kann eine inverse diskrete FOURIER-Transformation auf die  $N$ -Tor-Parameter angewandt werden (bspw. [21]), oder es wird zunächst nach einer Übertragungsfunktion bzw. Matrix von Übertragungsfunktionen gesucht, die die frequenzabhängigen S-Parameter hinreichend genau approximiert. Typischerweise werden gebrochenrationale Funktionen oder Exponentialfunktionen

---

<sup>9</sup> vgl. bspw. Abschnitt 2.2.5 in [53]

als Basisfunktionen für die Approximation verwendet. Diese Übertragungsfunktionen werden dann symbolisch in den Zeitbereich transformiert (bspw. [51]).

Unabhängig davon, wie die Impulsantworten ermittelt werden, muss im Zeitbereich eine Faltung durchgeführt werden. Insbesondere verlustarme Leitungen, die nicht mit ihrer charakteristischen Impedanz abgeschlossen sind, können sehr lange Impulsantworten aufweisen, so dass die Faltung für jeden Simulationszeitpunkt weit in die Vergangenheit reichen muss und damit speicher- und rechenaufwändig ist. Durch Ansätze, die Länge der Impulsantworten mit trickreichen Hilfsbeschaltungen zu verringern [21], den Einsatz rekursiver Faltungsalgorithmen [11] und die Verfügbarkeit leistungsfähiger Computer können mittlerweile auch umfangreiche Schaltungen, in denen S-Parameter-Modelle vorkommen, in akzeptabler Zeit simuliert werden. Ein gravierendes Problem stellt jedoch die numerische Stabilität solcher Schaltungen bei Zeitbereichssimulationen dar. Dies kann sich in exponentiellem Aufklingen einzelner Spannungen oder in Schwingungen äußern.

Ursache für diese Stabilitätsprobleme ist das Verhalten von Leitungen und Induktivitäten bei niedrigen Frequenzen. Für Gleichspannungen entspricht es dem eines Serienwiderstandes  $R_S$ , so dass die Leitung oder Induktivität durch folgende S-Parameter beschrieben ist

$$\mathbf{S} = \frac{1}{R_S + 2Z_0} \begin{pmatrix} R_S & 2Z_0 \\ 2Z_0 & R_S \end{pmatrix}. \quad (2.68)$$

Bestimmt man von diesen S-Parametern den ROLLETT-Stabilitätsfaktor  $K$ , so erhält man

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \quad \text{mit } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.69)$$

$$= 1, \quad (2.70)$$

das heißt, das Zweitor befindet sich an der Stabilitätsgrenze. Zwar ist die Matrix  $\mathbf{E} - (\mathbf{S}^*)^T \mathbf{S}$  positiv semidefinit und damit das Zweitor passiv [32], so dass keine Signale aufklingen können. Jedoch ist es für die zur Zeitbereichssimulation erforderliche inverse Fouriertransformation notwendig, die S-Parameter zwischen den gegebenen Frequenzpunkten zu interpolieren. Diese Interpolation kann dazu führen, dass  $K$  an den berechneten Zwischenpunkten kleiner als eins wird, das Zweitor also nicht mehr unbedingt stabil ist.

Um dennoch zuverlässig im Zeitbereich simulieren zu können, muss sichergestellt werden, dass sich die S-Parameter bei jeder Frequenz passiv verhalten

— auch an den Frequenzpunkten, die bei der Interpolation berechnet werden. In der Version MMSIM 7.1 des Simulators SPECTRE kann dies durch gleichzeitige Angabe der Optionen `passivity = enforce` und `causality = fmax` für jede Instanz eines  $N$ -Tores erzwungen werden.<sup>10</sup> Alternativ können die aus der Feldsimulation stammenden S-Parameter vor der Zeitbereichssimulation so interpoliert werden, dass an jedem benötigten Frequenzpunkt passive S-Parameter vorliegen. Bessere Ergebnisse erzielt man in dieser Hinsicht mit der als *adaptive band synthesis* bezeichneten Interpolationsroutine des Feldsimulators SONNET. In der Standardeinstellung verwendet SPECTRE Frequenzpunkte im Abstand von  $3f_{\max}/4096$ , wobei  $f_{\max}$  die höchste in der S-Parameterdatei vorkommende Frequenz ist [5]. Diese Frequenzpunkte müssen daher für die Interpolation ausgewählt werden.

### 2.3.2 RLGC-Matrizen

Für die Modellierung von Leitungen bietet es sich an, die aus dem Feldsimulator oder einer Messung stammenden S-Parameter in frequenzabhängige RLGC-Matrizen umzurechnen. Die Umrechnung im allgemeinen Fall eines Mehrleitersystems ist in [35] beschrieben. Im Gegensatz zu S-Parametern beschreiben RLGC-Parameter einen Leitungstyp und sind damit längenunabhängig, weswegen das Leitungsmodell skalierbar ist. Zudem gilt es im gesamten Frequenzbereich, der als RLGC-Matrizen gegeben ist, exakt und liefert auch darüber hinaus sinnvolle Ergebnisse. Bei geeigneter Modellierung im entsprechenden Frequenzbereich kann das Modell gut zur Simulation des Arbeitspunktes und für Zeitbereichssimulationen verwendet werden. Nur in PSS-Simulationen ist es in der aktuellen SPECTRE-Version (MMSIM 7.1) nicht einsetzbar.

Bei der Berechnung der komplexen Ausbreitungskonstanten, muss darauf geachtet werden, die Phase, die dem Imaginärteil der Ausbreitungskonstanten entspricht, zu entflechten, so dass keine Sprungstellen um  $2\pi$  vorhanden sind. Die im Feldsimulator SONNET integrierte Routine zur Berechnung der RLGC-Matrix setzt diesen Schritt in der aktuellen Version 12.56.3 nicht richtig um, so dass sich für Leitungen, die länger als  $\lambda/2$  sind, unphysikalische RLGC-Matrizen ergeben. Sollen die Leitungseigenschaften über einen sehr großen Frequenzbereich modelliert werden, muss die Feldsimulation und anschließende

---

<sup>10</sup> Die alleinige Angabe von `passivity = enforce` reicht nicht aus, weil mit dieser Einstellung nur die ursprünglich in den eingelesenen S-Parametern vorhandenen Frequenzpunkte überprüft werden und nicht die interpolierten.

Berechnung der RLGC-Matrizen u.U. in verschiedene Frequenzbänder zerlegt werden, für die jeweils eine geeignete Leitungslänge gewählt wird.

Im Fall verlustarmer oder -freier Leitungen können weitere Probleme auftreten, die sich am Beispiel einer Einzelleitung verdeutlichen lassen. Die Kettenmatrix, aus der die Ausbreitungskonstante  $\gamma$  und der Wellenwiderstand  $\underline{Z}_w$  einer Leitung mit Länge  $l$  bestimmt werden, lautet dann

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & \underline{Z}_w \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l)/\underline{Z}_w & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix}. \quad (2.71)$$

Die Ausbreitungskonstante  $\gamma$  wird aus dem Eintrag  $A_{11}$  oder  $A_{22}$  der Kettenmatrix ermittelt, wobei gilt

$$A_{22} = \cosh(\gamma l); \quad \text{mit } \gamma = \alpha l + j\beta l \quad (2.72)$$

$$A_{22} = \frac{\cos(\beta l)}{2} \cdot (e^{\alpha l} + e^{-\alpha l}) + j \frac{\sin(\beta l)}{2} \cdot (e^{\alpha l} - e^{-\alpha l}). \quad (2.73)$$

Verschwundet nun bei einer verlustfreien Leitung die Dämpfungskonstante  $\alpha$ , so gilt

$$A_{22} = \cos(\beta l). \quad (2.74)$$

Aus diesem Zusammenhang lässt sich das Vorzeichen von  $\beta \in (-\pi, \pi]$  nicht bestimmen, so dass  $\beta$  nicht  $2\pi$ -eindeutig angegeben werden kann. Damit sind zusätzliche Vorkehrungen nötig, um die Phase zu entflechten.

Weiterhin muss den Frequenzpunkten besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden, an denen die Leitungslänge einem Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht, also  $\beta l = n\pi$  gilt. Dann kommt es zu Problemen bei der Berechnung des Wellenwiderstandes aus  $A_{12}$  oder  $A_{21}$ . Es gilt nämlich

$$A_{12} = \underline{Z}_w \sinh(\gamma l); \quad \text{mit } \gamma = \alpha l + j\beta l \quad (2.75)$$

$$= \underline{Z}_w \frac{\cos(\beta l)}{2} \cdot (e^{\alpha l} - e^{-\alpha l}) + j \underline{Z}_w \frac{\sin(\beta l)}{2} \cdot (e^{\alpha l} + e^{-\alpha l}). \quad (2.76)$$

An den Stellen  $\beta l = n\pi$  verschwindet der Term  $\sin(\beta l)$ . Ist die Leitung zudem verlustfrei, gilt also  $\alpha = 0$ , dann ist zusätzlich  $e^{\alpha l} - e^{-\alpha l} = 0$ , so dass

$$A_{12} = 0. \quad (2.77)$$

In diesem Fall lässt sich kein  $\underline{Z}_w$  angeben. Bei verlustbehafteten Leitungen ist es prinzipiell möglich,  $\underline{Z}_w$  auch an den Stellen  $\beta l = n\pi$  zu berechnen, jedoch

können bei sehr kleinen Werten von  $\alpha$ , also bei verlustarmen Leitungen, numerische Ungenauigkeiten auftreten. Daher muss ein Algorithmus zur Berechnung der RLGC-Matrizen die numerische Stabilität der Gleichungslösung überwachen. Meist ändert sich  $\underline{Z}_w$  jedoch nur langsam mit der Frequenz, so dass es sich anbietet, die Frequenzpunkte, an denen  $\beta l = n\pi$  gilt, zu entfernen.

Bei der Frequenz null lässt sich prinzipiell keine RLGC-Matrix aus den S-Parametern berechnen, weil  $L'$  und  $C'$  an dieser Stelle ohne Einfluss sind. Dennoch müssen für die Schaltungssimulation auch für  $f = 0$  sinnvolle RLGC-Werte angegeben werden, damit der Arbeitspunkt richtig ermittelt und für Zeitbereichssimulationen ein physikalisch begründetes Modell erzeugt werden kann.

Je nach Geometrie gibt es Fälle, in denen der Skineneffekt schon unterhalb der Frequenzen wirksam wird, an denen die Leitung eine merkliche Phasendrehung verursacht. Dann ändern sich  $R'$  und  $L'$  bereits mit der Frequenz, bevor sie überhaupt zuverlässig berechnet werden können. Andererseits spielt der Wert von  $L'$  bei diesen Frequenzen dann auch keine Rolle, so dass die Werte für  $L'$  und  $C'$  beim niedrigsten zuverlässig zu berechnenden Frequenzpunkt auch für  $f = 0$  verwendet werden können. Der Wert für  $R'$  sollte händisch aus dem Schichtwiderstand bestimmt und angegeben werden.  $G'$  weist bei  $f = 0$  den Wert null auf, sofern kein leitfähiges Dielektrikum vorhanden ist, und sollte so in die RLGC-Datei eingetragen werden. Bei verlustfreien Dielektrika ist  $G'$  theoretisch für alle Frequenzen identisch null. Praktisch ergeben sich bei der Berechnung aus den S-Parametern Werte, die ungleich null sind. Dies liegt in Ungenauigkeiten der Feldberechnung begründet. Bei sinnvollen Simulationseinstellungen sind die Abweichungen jedoch sehr gering, so dass  $G'$  in den meisten Fällen gleich null gesetzt werden kann, ohne dass zwischen der RLGC-Beschreibung der Leitung und den als Ausgangspunkt dienenden S-Parametern eine merkliche Diskrepanz besteht. Abbildung 2.23 verdeutlicht diesen Zusammenhang am Beispiel einer 565  $\mu\text{m}$  langen und 2  $\mu\text{m}$  breiten Einzelleitung, die sich 9,2  $\mu\text{m}$  über einer Metalllage befindet.

### 2.3.3 Parametrisches `mtline`-Modell

Alternativ zu den RLGC-Matrizen kann für Einzelleitungen auch das parametrische `mtline`-Modell verwendet werden, das im Simulator SPECTRE implementiert ist. In diesem Modell wird  $C'$  als konstant angenommen,  $G'$  kann frequenzabhängig modelliert werden, ist aber bei verlustfreiem Dielektrikum gleich null und  $R'$  sowie  $L'$  werden durch analytische Lösungen für den Skinef-

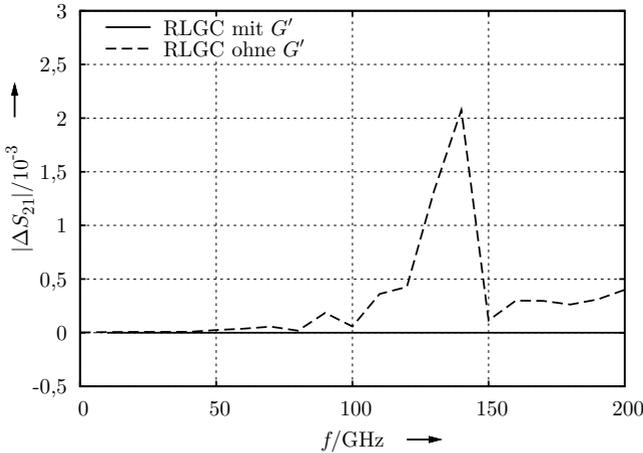


Abbildung 2.23: Fehler von  $S_{21}$  beim RLGC-Modell mit und ohne  $G'$  gegenüber S-Parametermodell.

fekt approximiert:

$$R' = R'_0 \Omega \frac{\sinh(2\Omega) + \sin(2\Omega)}{\cosh(2\Omega) - \cos(2\Omega)} \quad (2.78)$$

$$L' = \frac{Z_0}{c \cdot v_{el}} + R'_0 \frac{\Omega}{\omega} \frac{\sinh(2\Omega) - \sin(2\Omega)}{\cosh(2\Omega) - \cos(2\Omega)} \quad (2.79)$$

$$\text{mit } \Omega = \sqrt{\frac{\omega}{\omega_c}}$$

$$G' = 0 \quad (2.80)$$

$$C' = \frac{1}{Z_0 \cdot c \cdot v_{el}}. \quad (2.81)$$

Dabei sind  $c$  die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum,  $v_{el}$  die relative Ausbreitungsgeschwindigkeit,  $Z_0$  die charakteristische Impedanz der verlustlosen Leitung,  $R'_0$  der Serienwiderstand für Gleichstrom und  $\omega_c$  die dem Skinneffekt zugeordnete Eckkreisfrequenz. Die Gleichungen sind der Dokumentation zum Simulator SPECTRE entnommen. Sind  $\gamma$  und  $\underline{Z}_w$  an zwei Frequenzpunkten gegeben, können alle Modellparameter berechnet werden. Das Modell stimmt damit exakt an diesen beiden Frequenzpunkten, liefert jedoch aufgrund der Modellierung

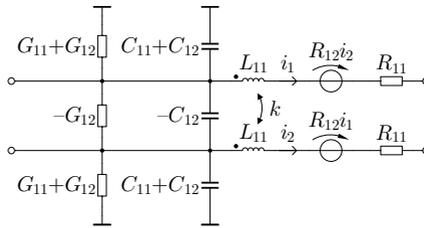


Abbildung 2.24: Segment des Leitungsmodells aus konzentrierten Elementen für Koplanarleitungen.

der Frequenzeffekte auch in einem weiten Bereich darüber hinaus sehr gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen des Feldsimulators. Details sind in [79] angegeben.

Werden zur Modellparametrierung die Werte von  $\gamma$  und  $\underline{Z}_w$  bei einer sehr niedrigen Frequenz und einer hohen Frequenz verwendet, stimmen Arbeitspunktsimulationen sehr gut. Auch im Zeitbereich sowie für PSS-Simulationen lässt sich das Modell verwenden.

### 2.3.4 Approximation mit konzentrierten Elementen

Das parametrische `mtline`-Modell beschreibt Einzelleitungen. Für Mehrleitersysteme ist es nur mit zusätzlichem Aufwand und in begrenztem Umfang einsetzbar. Daher wird insbesondere für Koplanarleitungen ein Modell benötigt, das skalierbar ist und für PSS-Simulationen einsetzbar ist. Dafür können weder S-Parameter- noch RLGC-Modelle verwendet werden. Es ist jedoch möglich, die Leitung in Segmente zu zerlegen und jedes Segment mit konzentrierten Elementen nachzubilden. Doch auch für andere passive Bauelemente kann es sinnvoll sein, das Verhalten mit konzentrierten Elementen nachzubilden, z.B. weil das elektrische Verhalten des Bauelementes dann aus der Struktur erkennbar wird. Da im Fall von Koplanarleitungen das Modell unmittelbar aus den RLGC-Matrizen abgeleitet werden kann und zudem skalierbar ist, ist ein Segment der Gesamtschaltung beispielhaft in Abbildung 2.24 angegeben. Dabei wurde angenommen, dass die beiden Leiter der Koplanarleitung identisch sind, also alle Elemente mit Index  $_{22}$  denen mit Index  $_{11}$  entsprechen. Die Anzahl  $n$  der Segmente ist so zu wählen, dass sie einem Leitungsabschnitt in der Größenordnung von  $1/100 \dots 1/20$  der Wellenlänge entsprechen. In praktischen Schaltungen sind 10 bis 20 Segmente meist völlig ausreichend.

Die Werte der Bauelemente in Abbildung 2.24 ergeben sich aus den RLGC-Matrizen bei der Modellierungsfrequenz und der geometrischen Länge  $l$  der Leitung

$$\mathbf{R} = \frac{l \cdot \mathbf{R}'}{n} \quad (2.82)$$

$$\mathbf{L} = \frac{l \cdot \mathbf{L}'}{n} \quad (2.83)$$

$$\mathbf{G} = \frac{l \cdot \mathbf{G}'}{n} \quad (2.84)$$

$$\mathbf{C} = \frac{l \cdot \mathbf{C}'}{n} \quad (2.85)$$

$$k = \frac{L_{12}}{L_{11}}. \quad (2.86)$$

Verwendet man die geometrische Länge der Leitung als Modellparameter, lässt sich die Leitung damit in gewissen Grenzen skalieren.<sup>11</sup> Für das Gesamtmodell der Leitung sind  $n$  Segmente in Kette zu schalten.

Die Tatsache, dass die Modellparameter bei der Betriebsfrequenz ermittelt werden, führt dazu, dass die Werte  $\mathbf{G}'$  und  $\mathbf{R}'$  deutlich von den Werten bei Gleichspannung abweichen können. Daher ist der mit diesem Modell berechnete Arbeitspunkt falsch. Abhilfe kann ein separater Gleichspannungspfad (*bias tee*) leisten, der dem Modell parallelgeschaltet wird. Um einen Querstrom im Arbeitspunkt gegen Masse zu unterbinden, kann am Ein- und Ausgang eine Serienkapazität hinzugefügt werden, oder die Paralleleitwerte in jedem Segment werden entfernt. Wie in Abschnitt 2.3.2 gezeigt wurde, ist der daraus resultierende Modellfehler typischerweise vernachlässigbar, wenn ein verlustfreies Dielektrikum zum Einsatz kommt. Die Serienkapazitäten sollten nur dann verwendet werden, wenn tatsächlich Paralleleitwerte in den Leitungssegmenten vorhanden sind, da ansonsten das Potential des Hinleiters undefiniert ist.

### 2.3.5 Broadband Spice model

Modelle, die gegebene S-Parameter approximieren, können auch computergestützt synthetisiert werden. Ein Ansatz dafür ist das vom Feldsimulator SON-

---

<sup>11</sup> Die Skalierbarkeit wird begrenzt durch die Bedingung, dass ein Leitungssegment nur einem Bruchteil der Wellenlänge entsprechen darf.

NET angebotene, als *broadband Spice model* bezeichnete Breitbandmodell. Es besteht aus konzentrierten Elementen sowie gesteuerten Quellen und kann mit sehr hoher Genauigkeit das gegebene Verhalten breitbandig nachbilden. In der Standardeinstellung des Synthesewerkzeugs wird ein mittlerer Fehler gegenüber den gegebenen S-Parametern von 0,5 % angestrebt. Um dies realisieren zu können, ist die maximale Ordnung des Modells auf 200 gesetzt. In vielen Fällen ist eine solche Genauigkeit viel zu hoch, und die resultierenden Modelle sind unnötig komplex. Für die Simulation umfangreicher Schaltungen ist es günstig, die Fehlerschranke auf wenige Prozent zu erhöhen und Modellordnungen in der Größe von zehn anzustreben.

Aus dem Vorhandensein gesteuerter Quellen im Modell ergeben sich zwei Nachteile, die vom Anwender beachtet werden müssen: Das Rauschverhalten des *broadband Spice models* ist falsch, und es kann zu Stabilitätsproblemen kommen. Da das Rauschen einer Schaltung typischerweise in Frequenzbereichssimulationen charakterisiert wird, lässt sich die erste Einschränkung umgehen, indem das Rauschen mithilfe eines S-Parametermodells berechnet wird. Die zweite Einschränkung ist problematischer: Ein stabiles Modell ist unabdingbar, wenn es in Zeitbereichssimulationen eingesetzt werden soll. Probleme ergeben sich, wenn sich das Modell aktiv verhält. Typischerweise kommt es zu solchem Verhalten bei resonanten Strukturen oberhalb der maximalen berechneten Frequenz und äußert sich darin, dass  $|S_{11}| > 1$  wird. Um Passivität sicherzustellen, bietet SONNET die etwas versteckt dokumentierte Option `-Stability x.x` an, die in das Feld `Additional Options` der Modellsynthese eingetragen werden kann.

Abbildung 2.25 zeigt den Wert des Eingangsreflexionsfaktors, der sich ohne und mit Angabe der Option `-Stability 0.1` ergibt. Mit den Werkseinstellungen der Modellsynthese wird ein Breitbandmodell erzeugt, das das geforderte Verhalten bis zu einer Frequenz von 200 GHz, was der Frequenzobergrenze der Quelldaten entspricht, hervorragend nachbildet. Oberhalb davon, bei ca. 230 GHz, wird der Eingangsreflexionsfaktor jedoch größer als eins und das Modell damit latent instabil. Erst die Angabe von `-Stability 0.1` erzeugt ein praktisch einsetzbares Modell auf Kosten einer geringfügig verschlechterten Genauigkeit, wie aus Tabelle 2.3 hervorgeht. Je nach simulierter Struktur kann es erforderlich sein, die Fehlerschranke oder den Wert der Option `-Stability` zu erhöhen, damit Stabilität erzielt werden kann.

Beachtet man diese Besonderheiten, überwiegen die Vorteile des Breitbandmodells. Sie liegen im geringen Modellierungsaufwand für den Nutzer, insbesondere, wenn das Synthesewerkzeug in die Simulationsumgebung integriert

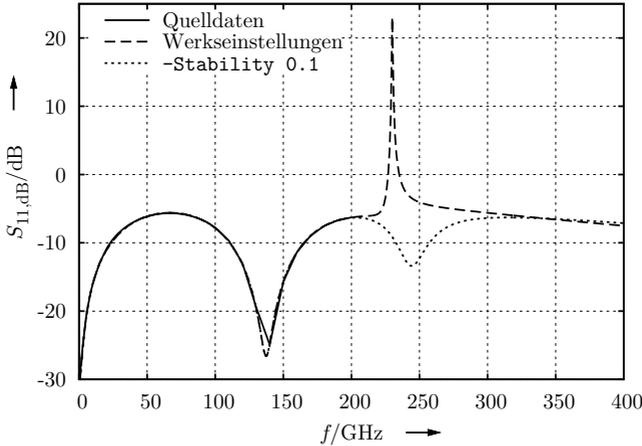


Abbildung 2.25: Eingangsreflexionsfaktor des synthetisierten Breitbandmodells ohne (---) und mit (.....) Option `-Stability 0.1`.

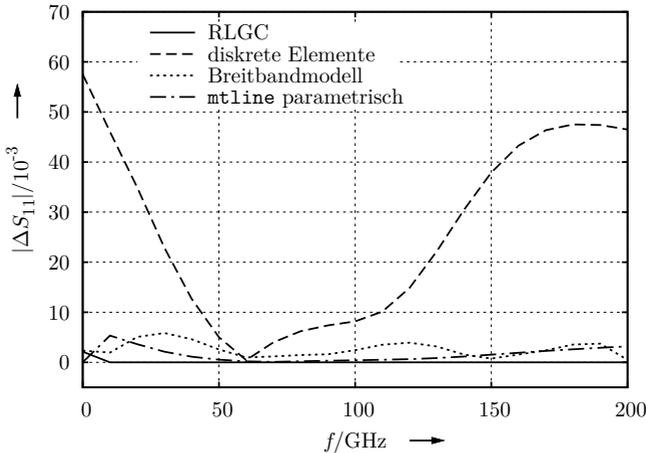
Tabelle 2.3: Erzielte Genauigkeit und maximale Ordnung des Breitbandmodells in Abhängigkeit der Option `-Stability`

Einstellung	max. Ordnung	max. Fehler
Werkseinstellungen	15	0,4%
mit Option <code>-Stability 0.1</code>	11	0,5%

ist, der sehr hohen Genauigkeit über einen großen Frequenzbereich sowie den kurzen Simulationszeiten auch bei Zeitbereichs- und PSS-Simulationen.

### 2.3.6 Vergleich der Modellierungsvarianten

Um beim Schaltungsentwurf geeignete Modelle auszuwählen, werden Genauigkeit und Beschränkungen der verschiedenen Modellierungsvarianten gegenübergestellt. Der Vergleich ist untergliedert nach den möglichen Analysearten, da manche Modellierungsvarianten nicht für alle Analysen verwendet werden können. Auf mögliche Fehlerquellen wird hingewiesen. Um einen unmittelbaren Vergleich zu ermöglichen, wurden Leitungen untersucht, da sich diese in allen Modellierungsvarianten repräsentieren lassen.

Abbildung 2.26: Modellfehler von  $S_{11}$  gegenüber S-Parametermodell.

### Kleinsignalanalyse

Der Vergleich bei einer Kleinsignalanalyse wurde mit einer  $565\ \mu\text{m}$  langen und  $2\ \mu\text{m}$  breiten Einzelleitung durchgeführt, die sich  $9,2\ \mu\text{m}$  über einer Metalllage befindet. Das Dielektrikum ist Siliziumdioxid. Dieser Leitungstyp wurde exemplarisch ausgewählt, weil er beispielsweise für die Eingangsanpassung einer Kaskodestufe eingesetzt werden kann. Als Modell mit konzentrierten Elementen wird eine RLC-Approximation bestehend aus 20 Segmenten verwendet. Der Wert der Elemente ergibt sich aus den RLGC-Parametern bei 60 GHz. Die Modellparameter des im Simulator integrierten parametrischen `mtline`-Modells (`z0`, `vel`, `dcr`, `corner`, `shuntg`) sind ebenfalls bei 60 GHz berechnet.

Die Abbildungen 2.26–2.29 zeigen die Ergebnisse einer S-Parameteranalyse zwischen 0 und 200 GHz für die verschiedenen Modelle. Als Referenz wurde das S-Parametermodell herangezogen, das exakt den Ergebnissen aus dem Feldsimulator entspricht. Bei Angabe des Fehlers von  $S_{11}$  und  $S_{21}$  wurde die Differenz zwischen den beiden komplexen Werten gebildet und deren Betrag bestimmt. Bei  $G_{\max}$  und  $NF_{\min}$  wurde die Differenz in dB berechnet. Aus Abbildung 2.26 und Abbildung 2.27 geht hervor, dass alle Modelle die S-Parameter bei 60 GHz sehr genau wiedergeben. Da im Modell mit konzentrierten Elementen kein Skin-Effekt berücksichtigt ist, bestehen oberhalb und unterhalb der Modellierungsfrequenz von 60 GHz Abweichungen. Im betrachteten Beispiel sind diese in

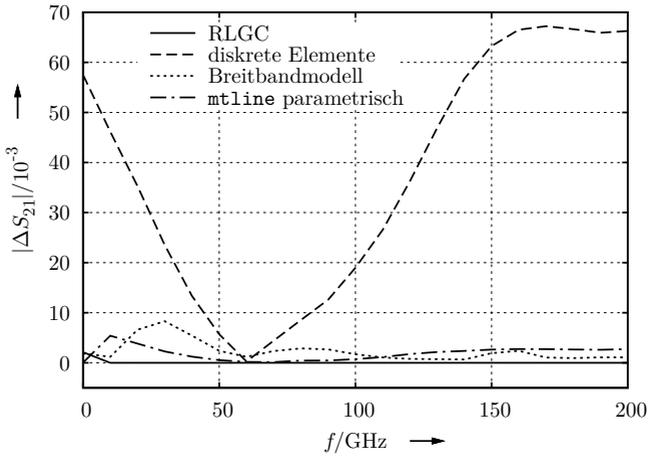


Abbildung 2.27: Modellfehler von  $S_{21}$  gegenüber S-Parametermodell.

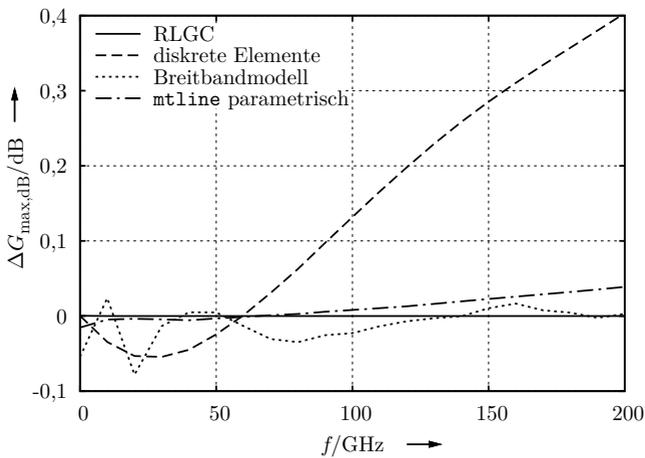
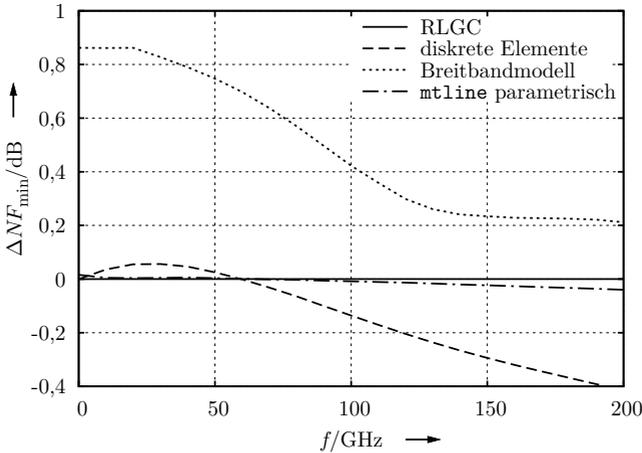


Abbildung 2.28: Modellfehler von  $G_{\text{max,dB}}$  gegenüber S-Parametermodell.


 Abbildung 2.29: Modellfehler von  $NF_{\min}$  gegenüber S-Parametermodell.

einem Frequenzbereich von 40 GHz kleiner als  $10^{-2}$ , weswegen selbst dieses scheinbar ungenaue Modell für den Entwurf von Schaltungen mit Bandpasscharakteristik sehr gut geeignet ist.

Die Resultate hinsichtlich  $S_{11}$  und  $S_{21}$  spiegeln sich in dem in Abbildung 2.28 dargestellten maximalen Gewinn wider. Die Betrachtung von  $NF_{\min}$  in Abbildung 2.29 zeigt, dass das Breitbandmodell falsche Vorhersagen liefert. Für passive Bauelemente gilt gemäß dem Dissipationstheorem  $NF_{\min} = -G_{\max, \text{dB}}$  [53]. Das Breitbandmodell verletzt diese Forderung, weil es gesteuerte Quellen enthält.

Feldsimulationen sind sehr rechenaufwändig, weswegen häufig weniger Frequenzpunkte simuliert werden als beim Schaltungsentwurf, wenn die Modelle eingesetzt werden. Daher muss der Schaltungssimulator bei den datenbasierten Modellen die S-Parameter und RLGC-Matrizen interpolieren. In der Standardeinstellung des Simulators SPECTRE (Version MMSIM 7.1) werden S-Parameter linear nach Betrag und Phase interpoliert. Das führt insbesondere bei Frequenzen, an denen die Leitung eine elektrische Länge von  $n \cdot \lambda/2$  hat,  $S_{11}$  also sehr kleine Werte annimmt, zu schlechten Ergebnissen der Interpolation. Eine gewisse Verbesserung ergibt sich bei Verwendung der Spline-Interpolation, jedoch ist auch dabei eine ausreichende Anzahl an Frequenzpunkten für eine gute Interpolation erforderlich. Die besten Ergebnisse liefert die Interpolationsmethode *rational*, von deren Verwendung aber abgeraten wird [5]. Wesentlich günstiger

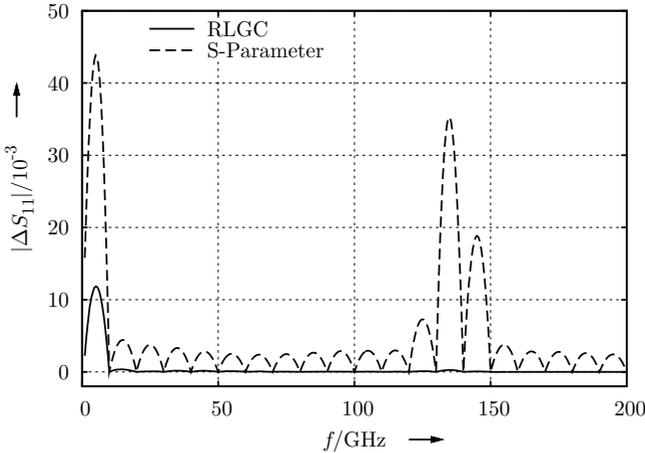


Abbildung 2.30: Interpolationsfehler von  $S_{11}$  bei Verwendung von RLGC-Matrizen (—) und S-Parametern (---) mit Werten im 10-GHz-Abstand.

ger ist in dieser Hinsicht die Verwendung von RLGC-Matrizen, deren Einträge einen glatten Verlauf über der Frequenz haben und sich damit sehr einfach interpolieren lassen. In [Abbildung 2.30](#) sind S-Parameter- und RLGC-basiertes Modell hinsichtlich des Interpolationsfehlers von  $S_{11}$  gegenübergestellt, wenn die Datenpunkte im 10-GHz-Abstand angegeben werden. Als Referenz dienen mit 0,5 GHz aufgelöste S-Parameter aus einer Feldsimulation. Für die 565  $\mu\text{m}$  lange Leitung wird  $\lambda/2$  bei 141 GHz erreicht, wo sich der Interpolationsfehler deutlich bemerkbar macht.

Sinngemäß dasselbe gilt für die Extrapolation der Frequenzeigenschaften über den angegebenen Bereich hinaus. Während die Modelle, welche strukturell den physikalischen Eigenschaften des Bauelementes entsprechen, gute Vorhersagen oberhalb der maximalen dem Modell zugrunde liegenden Frequenz liefern, werden die generischen S-Parameter als konstant angenommen, wenn keine weiteren Daten vorliegen.

### Zeitbereichs- und PSS-Simulation

Während alle diskutierten Modelle im Frequenzbereich mit wenigen Einschränkungen gut einsetzbar sind, bestehen deutliche Unterschiede hinsichtlich Ver-

wendbarkeit und Simulationszeit bei Zeitbereichssimulationen. Zum Vergleich der Modelle wurde eine komplexe Schaltung, bestehend aus einem dreistufigen symmetrischen Eingangsverstärker, der einen Quadraturmischereingang treibt, mit insgesamt 22 Einzel- und Koplanarleitungen, simuliert. Bei den S-Parameter-Modellen wurden aus den in Abschnitt 2.3.1 diskutierten Gründen die Optionen `passivity = enforce` und `causality = fmax` angegeben. Aufgrund der Koplanarleitungen konnte das parametrische `mtline`-Modell nicht verwendet werden. Es wurde der Arbeitspunkt berechnet, eine S-Parameteranalyse mit 200 Frequenzpunkten zwischen 1 GHz und 200 GHz durchgeführt, die Schaltung bei einem Eingangssignal mit  $P_{\text{iav,dB}} = -50$  dBm auf einer Frequenz von 60 GHz im Bereich von 10 ns transient simuliert sowie eine PSS-Analyse zwischen  $P_{\text{iav,dB}} = -50$  dBm und  $P_{\text{iav,dB}} = -20$  dBm durchgeführt. Aus der diskreten FOURIER-Transformation einer Periode von Eingangsspannung und -strom am Ende des simulierten Zeitabschnitts wurde die Eingangsimpedanz  $Z_i$  für die Transientensimulation berechnet. Diese Impedanz ist aufgrund der Empfindlichkeit gegenüber einem Phasenfehler ein geeignetes Maß für die Genauigkeit der Simulation. Bei  $P_{\text{iav,dB}} = -50$  dBm ist die Aussteuerung der einzelnen Stufen so gering, dass ein Fehler durch Nichtlinearität vernachlässigbar ist. Weiterhin ist die Schaltung bereits nach wenigen 100 ps eingeschwingen, weswegen am Ende des simulierten Zeitabschnittes der Grenzyklus in guter Näherung erreicht ist. Aus diesen Gründen ist eine Übereinstimmung der Eingangsimpedanzen, die aus einer S-Parameteranalyse, einer Transientensimulation und einer PSS-Analyse berechnet werden, zu erwarten.

Die Simulationen wurden auf einem 16-Kern-Rechner mit AMD-8222SE-Prozessoren bei 3 GHz Taktfrequenz und 256 GB Arbeitsspeicher ausgeführt. Tabelle 2.4 zeigt, dass die berechnete Eingangsimpedanz für alle Modellvarianten in allen Simulationen gut übereinstimmt. Die Spalte Konvergenz gibt an, ob und in welchem Bereich der Eingangsleistung die Simulation konvergiert. Auch in diesem Punkt unterscheiden sich die verschiedenen Modellierungsvarianten nur unwesentlich, abgesehen von den RLGC-basierten Modellen, mit denen keine Konvergenz in PSS-Simulationen erzielt wird. Den deutlichsten Unterschied stellt die benötigte CPU-Zeit in den einzelnen Modellvarianten dar. In der Transientensimulation erweist sich insbesondere das RLGC-basierte Modell als ungeeignet, da es 25-mal so lange benötigt wie das in dieser Simulation schnellste S-Parameter-Modell. Andererseits sind PSS-Simulationen mit dem S-Parameter-Modell sehr langsam, so dass für diesen Zweck auf das aus konzentrierten Elementen bestehende Modell oder das Breitbandmodell zurückgegriffen werden sollte.

Tabelle 2.4: Genauigkeit und Simulationszeit beim Einsatz von Leitungen in verschiedenen Modellvarianten in einem dreistufigen symmetrischen Eingangsverstärker

Modell	Simulation	CPU-Zeit	$\underline{Z}_i _{f=60\text{ GHz}}$	Konvergenz
S-Parameter	Arbeitspunkt	2 s		•
	S-Parameter	2 s	$(116 + j34) \Omega$	•
	transient	16 min 18 s	$(118 + j30) \Omega$	•
	PSS	7 h 53 min 42 s <sup>a</sup>	$(115 + j35) \Omega$	$P_{\text{lav,dB}} \leq -36 \text{ dBm}$
RLGC-Matrizen	Arbeitspunkt	22 min 39 s		•
	S-Parameter	13 s	$(115 + j34) \Omega$	•
	transient	6 h 47 min 30 s	$(120 + j35) \Omega$	•
	PSS			
konzentrierte Elemente	Arbeitspunkt	4 s		•
	S-Parameter	6 s	$(115 + j34) \Omega$	•
	transient	23 min 54 s	$(118 + j35) \Omega$	•
	PSS	47 min 44 s	$(115 + j34) \Omega$	$P_{\text{lav,dB}} \leq -38 \text{ dBm}$
Breitbandmodell	Arbeitspunkt	3 s		•
	S-Parameter	5 s	$(116 + j34) \Omega$	•
	transient	37 min 20 s	$(118 + j34) \Omega$	•
	PSS	1 h 0 min 36 s	$(116 + j34) \Omega$	$P_{\text{lav,dB}} \leq -38 \text{ dBm}$

<sup>a</sup> bis  $P_{\text{lav,dB}} = -38 \text{ dBm}$  : 6 h 31 min 15 s

### Berechnung des Arbeitspunktes

Jede Simulation beginnt mit der Berechnung des Arbeitspunktes, auch wenn nicht explizit angegeben ist, dass dieser abgespeichert werden soll. Aus diesem Grund ist es unabdingbar, dass der Arbeitspunkt in jedem Fall richtig ermittelt wird. Bei der Verwendung von Modellen für passive Bauelemente können Probleme auftreten, wenn das Modell einen Querspfad für Gleichströme gegen Masse beinhaltet, der real nicht vorhanden ist oder wenn der Serienwiderstand einer Leitung oder Spule für Gleichströme falsch ist. Der erste Fall ist insbesondere an hochohmigen Knoten wie Transistoreingängen kritisch, während der zweite Fall zu Fehlern führt, wenn das Bauelement von einem Gleichstrom durchflossen wird. Tabelle 2.5 gibt die simulativ ermittelten Serien- und Paral-

Tabelle 2.5: Exemplarischer Serien- und Parallelwiderstand für Gleichströme in verschiedenen Modellierungsvarianten

Modell	Serienwiderstand	Parallelwiderstand
<b>analytisch</b>	2,8 $\Omega$	$\infty$
<b>S-Parameter</b>	2,8 $\Omega$	1,5 G $\Omega$
<b>RLGC-Matrizen</b>		
ohne Eintrag bei $f = 0$	2,4 $\Omega$	22 k $\Omega$
Eintrag für $f = 0$ ergänzt	2,8 $\Omega$	$\infty$
<b>mtline parametrisch</b>	2,8 $\Omega$	864 k $\Omega$
<b>konzentrierte Elemente (ohne <math>G'</math>)</b>	9,3 $\Omega$	$\infty$
<b>Breitbandmodell</b>	3,5 $\Omega$	6,9 k $\Omega$

lelterwiderstände einer Leitung mit den Abmessungen ( $565 \times 2$ )  $\mu\text{m}^2$  wieder. Der Dokumentation der Halbleitertechnologie kann der theoretische Wert 2,8  $\Omega$  für den Serienwiderstand entnommen werden. Da das Dielektrikum als ideal angenommen wird, existiert kein Parallelpfad für Gleichströme.

Das S-Parametermodell entspricht dem theoretischen Verhalten sehr gut, wenn der Feldsimulator angewiesen wird, die Eigenschaften für Gleichspannung zu ermitteln. In diesem Fall kann auf die Modellierung eines separaten Gleichspannungspfades verzichtet werden. Ähnlich ist die Situation bei den RLGC-Matrizen. Ist ein sinnvoller Eintrag bei  $f = 0$  vorhanden, verhält sich das Modell wie gefordert. Falls nicht, muss der Simulator die RLGC-Matrizen hin zu niedrigen Frequenzen extrapolieren, und es kommt zu Abweichungen bei Serien- und Parallelwiderstand. Bei dem parametrischen `mtline`-Modell stimmt der Serienwiderstand exakt, weil er unmittelbar als Modellparameter angegeben wird. Der Parallelwiderstand folgt aus dem Wert, der für den längenbezogenen Paralleleitwert angegeben wurde (hier 2,05 mS/m). Wie in Abschnitt 2.3.2 gezeigt wurde, kann er in vielen Fällen unberücksichtigt bleiben. Gibt es einen physikalischen Hintergrund zur Angabe eines Paralleleitwertes, stimmt der Arbeitspunkt nur dann, wenn der Leitwert frequenzunabhängig ist.

Das Modell aus konzentrierten Elementen folgt aus den RLGC-Parametern bei der betrachteten Betriebsfrequenz. Aufgrund des Skin-Effekts steigt der Serienwiderstand mit wachsender Frequenz an, so dass er für Gleichströme einen zu hohen Wert aufweist. Praktisch hat diese Abweichung in vielen Fällen keine gravierende Auswirkung: Im betrachteten Beispiel liegt der maximal zulässige

Arbeitspunktstrom durch die Leitung bei 32 mA. Bei diesem Strom wäre der simulierte Spannungsabfall über der Leitung 0,2 V zu hoch. Wenn diese Abweichung von Bedeutung ist, kann der Serienwiderstand durch Hinzufügen eines Gleichspannungspfades zwischen Ein- und Ausgang mit einer großen Induktivität und einem Korrekturwiderstand in Serie berichtigt werden. Eine solche Korrektur ist in jedem Fall für das Breitbandmodell empfehlenswert, da bei diesem weder Serien- noch Parallelwiderstand den richtigen Wert aufweisen. Um den Parallelpfad zu eliminieren, muss zusätzlich am Ein- und Ausgang ein Blockkondensator in Reihe geschaltet werden.

Bei den Angaben in Tabelle 2.4 fällt auf, dass die Arbeitspunktsimulation bei der Verwendung von RLGC-Leitungsmodellen zu lange dauert, als dass damit ein iterativer Entwurf möglich wäre. Möchte man den Vorteil der einfachen Skalierbarkeit des Modells nicht aufgeben, verbleibt als einzige Alternative ein parametrisiertes Modell aus konzentrierten Elementen, das jedoch nur bedingt für den Entwurf breitbandiger Schaltungen geeignet ist. Da die Simulationszeit für den Arbeitspunkt stark davon abhängt, wie viele Frequenzpunkte die Datei mit den RLGC-Matrizen enthält sowie ob eine Anfangslösung bekannt ist und vor der Simulation geladen wird, findet sich eine Zusammenstellung verschiedener Szenarien in Tabelle 2.6.

Die Ergebnisse zeigen, dass der Parameter  $G'$  keinen nennenswerten Einfluss auf die Simulationszeit hat, obwohl bei  $G' = 0$  die Leitung im Arbeitspunkt als reiner Serienwiderstand modelliert werden kann. Andererseits gilt diese Vereinfachung nicht für sich möglicherweise anschließende Transienten- oder Frequenzbereichsanalysen, weswegen vom Simulator der Arbeitspunkt immer für ein Modell berechnet wird, das auch für hohe Frequenzen gültig ist. Werden alle Frequenzpunkte außer  $f = 0$  und  $f = 200$  GHz ausgelassen, verkürzt sich die Simulationszeit etwas. Wird nur eine RLGC-Matrix bei  $f = 0$  angegeben, reduziert sich die Simulationszeit weiter, liegt jedoch immer noch bei 8 min 48 s. In diesem Fall nimmt der Simulator implizit eine maximale Modellierungsfrequenz von  $f = 25$  GHz an [3]. Nur, wenn die RLGC-Datei mehr als einen Frequenzpunkt enthält, werden die darin angegebenen minimalen und maximalen Frequenzen als Unter- und Obergrenze der Modellierung angesehen. Dies führt zu einer drastischen Verkürzung der Simulationszeit im Fall 11. Speichert man die damit erzeugte Lösung ab und verwendet sie als Startlösung für das vollständige, frequenzabhängige RLGC-Modell, wie im Fall 4., erreicht man eine gewisse Verkürzung der Gesamtsimulationszeit.

Zusammenfassend können folgende Anhaltspunkte zur Modellierung passiver Strukturen im Entwurfsprozess gegeben werden: Die aus einer Feldsimu-

Tabelle 2.6: Benötigte Rechenzeit für die Arbeitspunktanalyse eines dreistufigen Eingangsverstärkers mit RLGC-Leitungsmodellen.

RLGC-Datei	Angaben zur Simulation	CPU-Zeit
vollständig	1. ohne Startlösung	23 min 10 s
	2. mit Startlösung aus vorheriger Simulation	4 min 10 s
	3. mit Startlösung aus 9.	4 min 33 s
	4. mit Startlösung aus 11.	10 min 58 s
vollständig, aber alle $G' = 0$	5. ohne Startlösung	21 min 13 s
	6. mit Startlösung aus vorheriger Simulation	3 min 41 s
Eintrag nur bei 0 GHz und 200 GHz	7. ohne Startlösung	14 min 3 s
	8. mit Startlösung aus vorheriger Simulation	3 min 52 s
Eintrag nur bei 0 GHz	9. ohne Startlösung	8 min 48 s
	10. mit Startlösung aus vorheriger Simulation	2 min 51 s
identischer Eintrag bei 0 GHz und 5 MHz	11. ohne Startlösung	2 s

lation stammenden S-Parameter lassen sich mit aktuellen Simulatoren gut für alle Analysearten verwenden. Voraussetzung dafür ist die sorgfältige Behandlung der S-Parameter bei der Frequenz null sowie das Sicherstellen passiven Verhaltens speziell bei niedrigen Frequenzen. Zur Vermeidung von Interpolationsfehlern sind möglichst dichte Frequenzpunkte anzugeben. Für die korrekte Berechnung von Oberwellen in Zeitbereichssimulationen müssen die S-Parameter einen Frequenzbereich bis zum drei- bis fünffachen der Betriebsfrequenz abdecken. S-Parameter-Modelle sind universell anwendbar und bieten sich vor allem an, wenn das Verhalten komplexer Metallstrukturen bis hin zur gesamten Hochfrequenzverdrahtung einer Schaltung modelliert werden soll.

Insbesondere für Leitungen, die zur Impedanzanpassung verwendet werden, sind skalierbare Modelle vorteilhaft. Für Frequenzbereichssimulationen bieten sich RLGC-Matrizen, das parametrische `mtline`-Modell sowie eine Leitungs-

Tabelle 2.7: Vergleich der Modellierungsvarianten passiver Bauelemente

Modell	S-Parameter	RLGC-Matrizen	mtline parametrisch	konzentrierte Elemente	Breitbandmodell
<b>Anwendung</b>	universell	Mehrleitersysteme	Einzelleitung	universell	universell
<b>Analysearten</b>					
Kleinsignal	•	•	•	•	•
transient	•	•	•	•	•
PSS, QPSS	•		•	•	•
<b>Modellumfang</b>					
Rauschen	•	•	•	• <sup>a</sup>	
Gleichstromwiderstand	•	•	•		
<b>Frequenzbereich</b>	groß	groß	groß	moderat	groß
<b>skalierbar</b>		•	•	• <sup>b</sup>	

<sup>a</sup> Exaktes Rauschmodell für Einzelleitungen, aber geringfügige Ungenauigkeit durch gesteuerte Quellen bei Mehrleitersystemen.

<sup>b</sup> bei Leitungen einfach realisierbar

nachbildung aus Segmenten konzentrierter Elemente an. In PSS-Simulationen kann das RLGC-Modell nicht verwendet werden. Ebenso ist die Berechnung des Arbeitspunktes umfangreicher Schaltungen bei Verwendung des RLGC-Modells zeitaufwändig, kann jedoch durch Laden einer bekannten Lösung beschleunigt werden. Speziell für Schaltungen, die einen großen Frequenzbereich abdecken, ist die Verwendung eines Breitbandmodells empfehlenswert. Dieses beinhaltet jedoch kein korrektes Rauschmodell. Tabelle 2.7 gibt eine Zusammenfassung der Ergebnisse an.

## 3 Entwurf des Empfängers

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem eigentlichen Entwurf des Empfängers. Abschnitt 3.1 stellt einleitend Merkmale und Besonderheiten der verwendeten Halbleitertechnologie vor. Um sicherzustellen, dass die erarbeiteten Konzepte zur Optimierung der Ausgangsleistung, zur Leitungsmodellierung und zur breitbandigen Anpassung praktisch umsetzbar sind, wurden vor dem Gesamtentwurf des Empfängers verschiedene Testschaltungen entworfen und messtechnisch charakterisiert. Abschnitt 3.2 dokumentiert die dabei erzielten Ergebnisse.

Abschnitt 3.3 erläutert die dem Empfängerentwurf zugrunde gelegte Strategie, weil vom üblichen Ablauf beginnend beim Eingangsverstärker hin zum Ausgang abgewichen wird. Die Abschnitte 3.4–3.8 beschäftigen sich mit dem Entwurf aller Einzelkomponenten, also Mischer, Basisbandverstärker, Phasenschiebernetzwerk, LO-Treiberverstärker und Eingangsverstärker. Dem schließen sich in den Abschnitten 3.9 und 3.10 Angaben zu den Referenzspannungs- und -stromquellen an. Es folgen in Abschnitt 3.11 Erläuterungen zu ausgewählten Details des Layouts. Schließlich werden in Abschnitt 3.12 Simulations- und Messergebnisse des Gesamtsystems vorgestellt und miteinander verglichen. Ein Schaltplan des gesamten Empfängers findet sich in Anhang A.

### 3.1 Verwendete Halbleitertechnologie

Für den Entwurf von Sender und Empfänger wurde die Halbleitertechnologie SG25H1 des Leibniz-Instituts für innovative Mikroelektronik (IHP GmbH) ausgewählt. Bei dieser Technologie handelt es sich um eine Silizium-Germanium-BiCMOS-Technologie mit minimalen Strukturgrößen von 250 nm. Neben Standard-CMOS-Transistoren mit Transitfrequenzen bis 40 GHz bzw. 25 GHz stehen damit npn-Bipolartransistoren mit Hetero-Übergang (SiGe-HBTs) zur Verfügung, die maximale Transitfrequenzen bis 190 GHz aufweisen. Pnp-Transistoren sind im Prozess nicht enthalten. Widerstände können mit verschieden dotierten Gate-Polysilizium-Schichten realisiert werden, die Flächenwiderstände von  $(6,9 \dots 1600) \Omega/\square$  haben. Zum Herstellen verlustarmer Kondensatoren stehen MIM-Schichten zur Verfügung mit einer spezifischen Kapazität von

$1\text{ fF}/\mu\text{m}^2$ . Die im Design-Kit enthaltenen Spulen sind für hochfrequente Anwendungen ungeeignet, so dass sie bei Bedarf vom Schaltungsentwickler selbst entworfen und modelliert werden müssen. Dies trifft auch auf Mikrostreifenleitungen und Koplanarleitungen zu. Details finden sich in Abschnitt 2.3.

Zur Verdrahtung können fünf Metalllagen verwendet werden, von denen die obersten beiden mit  $2\ \mu\text{m}$  bzw.  $3\ \mu\text{m}$  Dicke besonders hohe Stromtragungsfähigkeiten und niedrige Verluste haben. Die Dicke des Dielektrikums zwischen oberster und unterster Metalllage beträgt  $9,16\ \mu\text{m}$ . Bei fehlender unterster Metalllage entstehen Substratverluste vor allem im epitaktisch abgeschiedenen Silizium mit  $3,75\ \mu\text{m}$  Dicke und einem spezifischen elektrischen Widerstand von  $\rho = 20\ \Omega\text{cm}$ . Dies ist insbesondere beim Entwurf von Spulen zu beachten.

## 3.2 Verifikation der Schaltungskonzepte

### 3.2.1 Eingangsverstärker

Rauscharme Eingangsverstärker sind aufgrund ihrer begrenzten Komplexität und der Vielzahl an vergleichsweise einfach zu messenden Parametern ein geeignetes Mittel, um gewählte Entwurfskonzepte und die Modellierungsgenauigkeit wichtiger Bauelemente zu überprüfen. Abbildung 3.1 zeigt einen solchen Verstärker in einer typischen Konfiguration: Das Eingangssignal gelangt über ein Anpassnetzwerk auf den Eingang einer Kaskodestufe. Im Anpassnetzwerk ist ein Serienkondensator enthalten, der die Gleichspannung an der Basis von  $T_1$  vom Eingang trennt. Die Details zur Arbeitspunkteinstellung sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Die Skalierung der Transistoren  $T_{1,2}$  sowie deren Kollektorstrom wurde im Zusammenspiel mit dem sehr einfachen Eingangsnetzwerk so gewählt, dass eine konjugiert komplexe Anpassung auf eine  $50\text{-}\Omega$ -Quellimpedanz bei einem akzeptablen Kompromiss hinsichtlich der Rauschzahl vorliegt.

Da die Verstärkung eines einstufigen Verstärkers zu gering ist, wurde eine weitere Kaskodestufe mit einem Anpassnetzwerk zwischen beiden Stufen hinzugefügt. Auch dieses Anpassnetzwerk ist auf konjugiert komplexe Anpassung ausgelegt. Es stellt zudem den Kollektorstrom für die erste Kaskodestufe bereit und trennt die Potentiale zwischen dem Ausgang der ersten und dem Eingang der zweiten Stufe. Der Kollektorstrom der zweiten Kaskodestufe ist über die Spannung  $U_{\text{BS}}$  einstellbar, so dass die Verstärkung der zweiten Kaskodestufe bei Bedarf abgesenkt werden kann. Dies hat gegenüber der Beeinflussung der ersten Kaskodestufe den Vorteil einer konstant guten Eingangsanpassung sowie eines

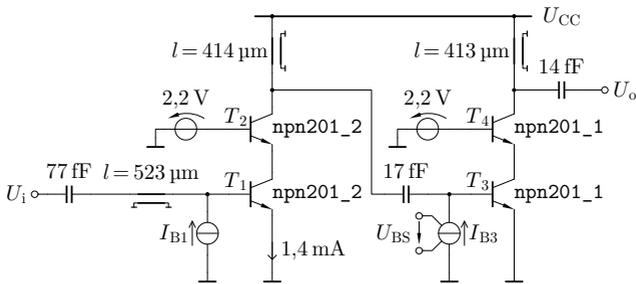


Abbildung 3.1: Schaltbild des Eingangsverstärkers. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1 mit  $w = 3 \mu\text{m}$ .

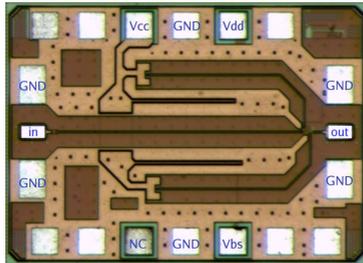


Abbildung 3.2: Mikroskopaufnahme des gefertigten Eingangsverstärkers.

besseren Rauschverhaltens. Die Ausgangsanpassung wird bei Veränderung des Kollektorstromes nur unwesentlich beeinflusst. Die Versorgungsspannung der Schaltung beträgt  $U_{CC} = 2,2 \text{ V}$ . Einzelheiten zum Entwurf finden sich in [79].

In Abbildung 3.2 ist eine Mikroskopaufnahme des gefertigten Schaltkreises wiedergegeben. Gut zu erkennen sind die Serienleitung am Verstärkereingang sowie die beiden Stichleitungen von den Kollektoren der Kaskodestufen. Die aktiven Bauelemente sind ganz rechts, unmittelbar neben dem Ausgangsbondpad angeordnet.

Die in Abbildung 3.3 gezeigten gemessenen S-Parameter illustrieren die Funktionsfähigkeit der Schaltung. Sie stimmen hervorragend mit den Simulationsergebnissen überein, was die Modellgenauigkeit sowohl der Bipolartransistoren als auch der passiven Bauelemente belegt. Insbesondere in Hinblick auf die selbst entwickelten Leitungsmodelle ist dies bedeutsam. Eine Abweichung die-

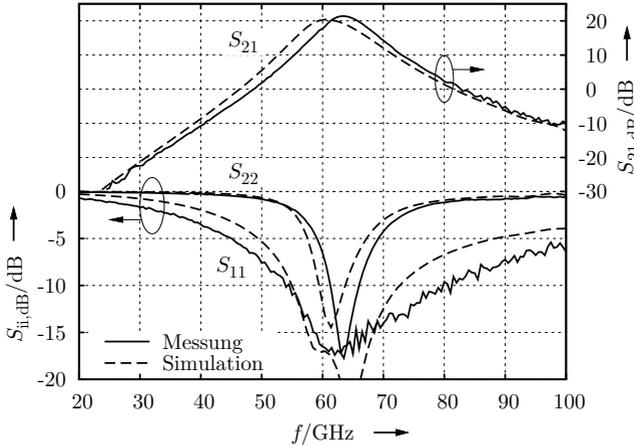


Abbildung 3.3: S-Parameter des Eingangsverstärkers.  $U_{BS} = 1\text{ V}$ .

ser Modelle würde sich drastisch auf die äußerst schmalbandige Resonanz des Ausgangsanspassnetzwerkes auswirken, die im Verlauf von  $S_{22}$  sichtbar ist.

Abbildung 3.4 verdeutlicht, wie die Verstärkung mithilfe der Steuerspannung  $U_{BS}$  eingestellt werden kann. Die Resonanzfrequenzen der Anpassnetzwerke werden davon kaum beeinflusst, weswegen sich das Maximum von  $S_{21,\text{dB}}$  nur unwesentlich verschiebt.

Die Rauschzahl des Eingangsverstärkers wurde mithilfe einer Rauschquelle (Noisecom NC 5115), eines rauscharmen Hilfsverstärkers sowie eines Spektrumanalysators (Rohde & Schwarz FSU 67) mit Softwareoption zur Rauschzahlmessung durchgeführt. Um den Fehler gering zu halten, der durch den Rauschbeitrag der Messanordnung entsteht, wurde eine Kalibrierung der Messanordnung ohne Testobjekt (*2nd stage correction*) vorgenommen. Die Ergebnisse sind um den Rauschbeitrag des Kabels zwischen Rauschquelle und Messspitze sowie der Messspitze selbst korrigiert. Der Vergleich zwischen Simulation und Messung bestätigt die Modellgenauigkeit der Bipolartransistoren hinsichtlich ihrer Rauscheigenschaften.

Der Verstärker erzielt im 50- $\Omega$ -System einen Gewinn von  $S_{21,\text{dB}} = 21,4\text{ dB}$  bei  $f = 63,5\text{ GHz}$ , was in Hinblick auf die Leistungsaufnahme von nur 7,3 mW bemerkenswert ist. Dass eine solche Auslegung, je nach Anwendungsfall, jedoch auch nachteilig sein kann, verdeutlicht Abbildung 3.6. Aufgrund der hohen Verstärkung sowie der für niedrigen Strom ausgelegten zweiten Stufe beträgt der

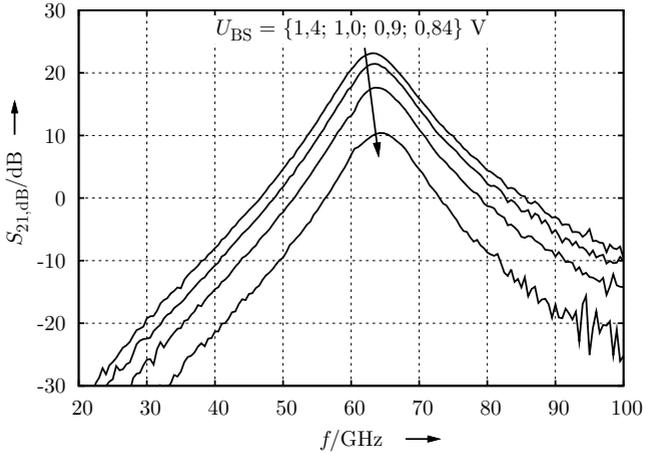


Abbildung 3.4: Gemessenes  $S_{21}$  bei Variation des Arbeitspunktes der zweiten Kaskodestufe.

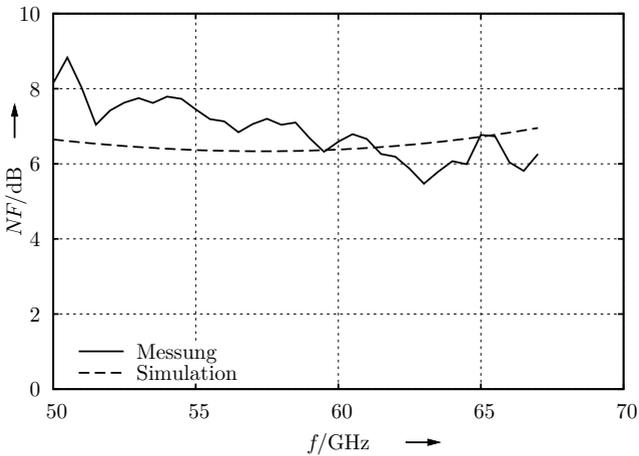


Abbildung 3.5: Rauschzahl des Eingangsverstärkers.  $U_{BS} = 1,4$  V.

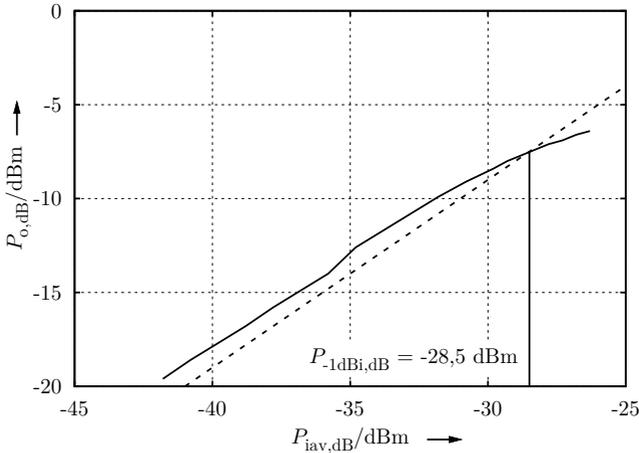


Abbildung 3.6: Gemessener eingangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt des Eingangsverstärkers.  $U_{BS} = 1,7 \text{ V}$ ,  $f = 63 \text{ GHz}$ .

eingangsbezogene 1-dB-Kompressionspunkt nur  $P_{-1 \text{ dB}_i,dB} = -28,5 \text{ dBm}$ . Bezogen auf den Ausgang der Schaltung entspricht dies  $P_{-1 \text{ dB}_o,dB} = -7,5 \text{ dBm}$ . Die Gründe dafür liegen in den sehr kleinen Transistoren der zweiten Kaskodestufe, und daraus resultierend einem geringen Kollektorstrom, sowie der ungünstig gewählten Lastkurve am Transistor  $T_4$ . Deswegen wurde der Eingangsverstärker überarbeitet und die Erkenntnisse aus Abschnitt 2.2.3 auf die Schaltung angewandt.

### 3.2.2 Eingangsverstärker mit optimierter Ausgangsleistung

Aus den Erläuterungen in Abschnitt 2.2.3 folgt der erforderliche Kollektorstrom einer Kaskodestufe bei gegebener Versorgungsspannung für eine bestimmte Ausgangsleistung. Es werden exemplarisch  $P_{-1 \text{ dB}_o,dB} = -3 \text{ dBm}$  Ausgangsleistung bei 1 dB Kompression angestrebt, woraus unter Annahme von 3 dB Verlust im Ausgangsanpassnetzwerk und weiteren 3 dB Sicherheitsfaktor die erforderliche maximal abgegebene Leistung der Kaskodestufe von  $P_{Lmax} = 2 \text{ mW}$  folgt. Aus Gleichung (2.63) ergibt sich zusammen mit der in Abbildung 3.7 gezeigten Partitionierung der Versorgungsspannung ein erforderlicher Kollektorstrom von

$$I_{C0} = \frac{2P_{Lmax}}{U_{CE0} - U_{CEmin}} \quad (3.1)$$

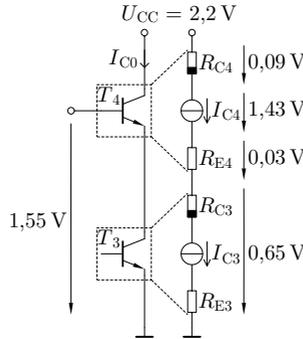


Abbildung 3.7: Partitionierung der Betriebsspannung über der Ausgangsstufe.

$$I_{C0} = \frac{2 \cdot 2\text{ mW}}{1,43\text{ V} - 0,15\text{ V}} = 3,1\text{ mA}. \quad (3.2)$$

Dabei wurde eine minimale Spannung von  $0,15\text{ V}$  als innere Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung an der Transferstromquelle vorausgesetzt. Dieser Wert entspricht dem simulativ untersuchten Verhalten des Transistors, ist jedoch kritisch zu betrachten, da Transistoren in den Übergangsbereichen zum stark nichtlinearen Betrieb häufig nicht genau modelliert sind. In der praktischen Schaltung wird der nächstgrößere Transistortyp `npn201_2` gewählt, der mit dem Arbeitspunktstrom für maximale Transitfrequenz, das heißt mit  $I_{C0} = 3,6\text{ mA}$  betrieben wird.

Das Schaltbild in Abbildung 3.8 zeigt, dass das Ausgangsanpassnetzwerk gegenüber der ersten Ausführung des Verstärkers überarbeitet wurde, um am Ausgang der Kaskodestufe die Impedanz zu erzeugen, die zu maximaler Aussteuerbarkeit des oberen Transistors führt. Aus den Gleichungen (2.65) und (2.66) folgt  $\underline{Z}_{L\max} = (161 + j184)\Omega$ . Diese Impedanz wird mit dem angegebenen Anpassnetzwerk unter Berücksichtigung der parasitären Bondpad-Kapazität sowie der Zuleitung zum Bondpad näherungsweise erreicht. Der erzielte Wert liegt bei  $\underline{Z}_L = (180 + j178)\Omega$ . Eine weitere Annäherung an das Optimum ist aufgrund geometrischer Begrenzungen nicht möglich. Die ausführlichen Erläuterungen zum Entwurf sind in [78] enthalten.

Weiterhin wurde im Vergleich zur ersten Ausführung des Eingangsverstärkers das Anpassnetzwerk zwischen den Stufen modifiziert, um der nun größeren zweiten Stufe Rechnung zu tragen, und der Serienkondensator am Eingang wurde leicht vergrößert. Auf die Möglichkeit der Verstärkungseinstellung durch Varia-

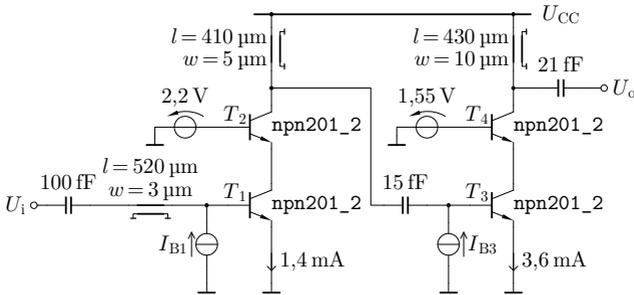


Abbildung 3.8: Schaltbild des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1.

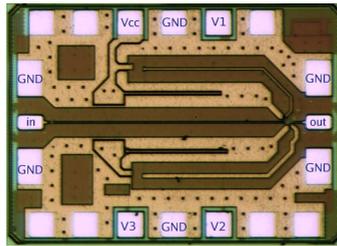


Abbildung 3.9: Mikroskopaufnahme des gefertigten Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung.

tion des Kollektorstromes der Ausgangsstufe wurde aufgrund der ungünstigen Auswirkungen auf die Aussteuerbarkeit verzichtet.

Die Mikroskopaufnahme des gefertigten Schaltkreises in Abbildung 3.9 illustriert die große Ähnlichkeit des Layouts zur ersten Ausführung der Schaltung in Abbildung 3.2. Einziger deutlich erkennbarer Unterschied sind die modifizierten Leiterzugbreiten der Mikrostreifenleitungen.

Die Verläufe der S-Parameter  $S_{11}$  und  $S_{21}$  in Abbildung 3.10 ähneln denen der ersten Ausführung erwartungsgemäß ebenfalls stark. Einzig am Ausgang liegt nun keine Leistungsanpassung mehr vor, weil ein anderes Optimierungskriterium gewählt wurde. Dies wird aus  $S_{22}$  ersichtlich. Stattdessen erfolgte die Anpassung für maximale Aussteuerbarkeit der zweiten Stufe. Aus diesem Grund und aufgrund der Vergrößerung der zweiten Stufe liegt der gemessene eingangsbezogene 1-dB-Kompressionspunkt bei  $P_{-1\text{dB},\text{dB}} = -22,3\text{ dBm}$ , was einem ausgangsbezogenen Wert von  $P_{-1\text{dB},\text{dB}} = -1,5\text{ dBm}$  entspricht.

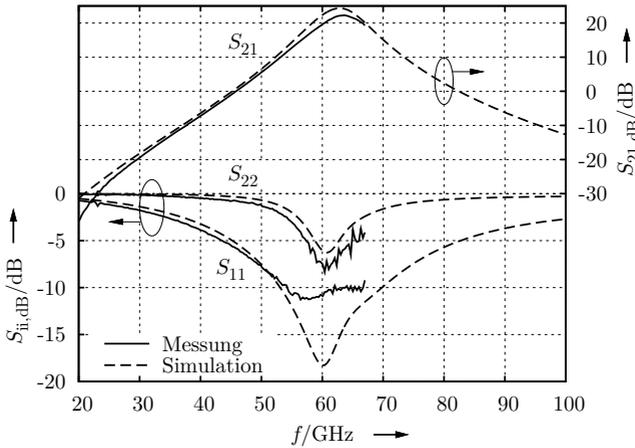


Abbildung 3.10: S-Parameter des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung.

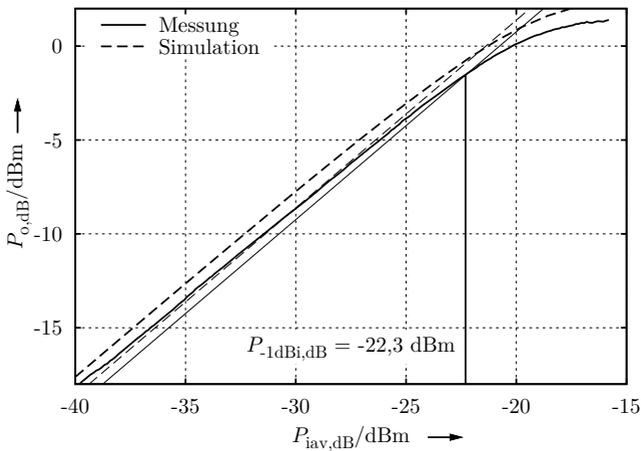


Abbildung 3.11: Eingangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung.

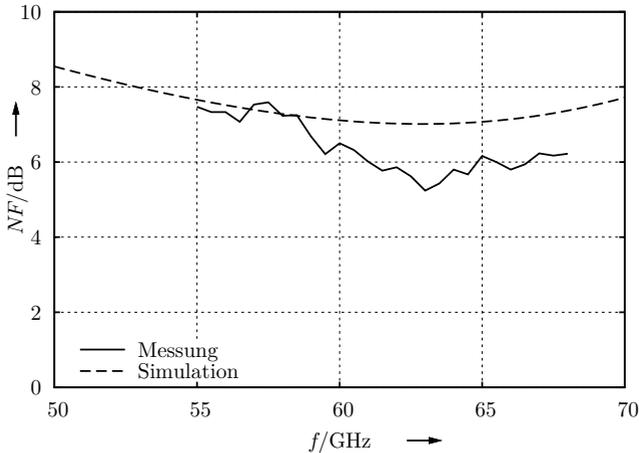


Abbildung 3.12: Rauschzahl des Eingangsverstärkers mit optimierter Ausgangsleistung.

Dies ist gleichzusetzen mit einer Vervielfachung der Ausgangsleistung bei 1 dB Kompression gegenüber der ersten Ausführung. Die Leistungsaufnahme der Gesamtschaltung steigt dabei durch die Optimierung lediglich um 50 % auf 11 mW. Die Rauschzahl des Verstärkers ist in Abbildung 3.12 wiedergegeben. Die Messergebnisse sind denen der ersten Ausführung sehr ähnlich.

Dass die Optimierungen zu einem Eingangsverstärker führen, der sich im Vergleich mit anderen aktuellen Arbeiten behaupten kann, wird aus Tabelle 3.1 ersichtlich. Hinsichtlich der Leistungsaufnahme ist der mit “e. A.” gekennzeichnete, vorgestellte Eingangsverstärker mit [2] und [27] vergleichbar und weist dabei eine ähnliche maximale Ausgangsleistung auf. Vorteilhaft ist jedoch die wesentlich höhere Verstärkung im Vergleich zu den genannten Arbeiten.

#### 3.2.3 Breitbandiger Treiberverstärker

Die vorgestellten zwei Varianten des Eingangsverstärkers haben aufgrund der einfachen Anpassnetzwerke den Nachteil einer geringen Bandbreite. Der Einsatz mehrstufiger Anpassnetzwerke erlaubt eine breitbandigere Auslegung, wie in Abschnitt 3.5 erläutert wurde. Um die Technik der breitbandigen Anpassung zu erproben, wurde für einen bereits bestehenden Leistungsverstärker [31] ein breitbandiger Treiberverstärker entworfen. Dieser Treiberverstärker stellt das Bindeglied zwischen einem, auf einem separaten Schaltkreis befindlichen, Qua-

Tabelle 3.1: Übersicht über rauscharme Eingangsverstärker in CMOS- und SiGe-BiCMOS-Technologien.

Ref.	Technologie	Schaltungsparameter					
		$f_T$	$f_0$	$S_{21,\text{dB}}$ bei $f_0$	$NF$ bei $f_0$	$P_{-1\text{ dB},\text{dB}}$	$P_{\text{DC}}$
[59]	250 nm SiGe-BiCMOS	190 GHz	60 GHz	18 dB	6,8 dB <sup>a</sup>	—	66 mW
[12]	250 nm SiGe-BiCMOS	190 GHz	79 GHz	16 dB	—	—	90 mW
[2]	120 nm SiGe-BiCMOS	200 GHz	59 GHz	14,5 dB	5 dB	1,5 dBm	8,1 mW
[27]	120 nm SiGe-BiCMOS	200 GHz	61,5 GHz	14,7 dB	4,5 dB	-4 dBm	10,8 mW
[70]	250 nm SiGe-BiCMOS	190 GHz	79 GHz	21,7 dB	10,2 dB <sup>ab</sup>	1,7 dBm	105 mW
[36]	90 nm CMOS	160 GHz	72,5 GHz	14 dB	—	0 dBm	36 mW
e. A.	250 nm SiGe-BiCMOS	190 GHz	63,5 GHz	22 dB	6 dB	-1,5 dBm	11 mW

<sup>a</sup> simuliert

<sup>b</sup> gesamter Empfänger

dratur-Modulator und dem erwähnten Leistungsverstärker dar. Der Quadratur-Modulator ist mit einem Lastwiderstand von  $100\ \Omega$  zu betreiben, weswegen die Eingangsimpedanz des Treiberverstärkers so ausgelegt wird, dass sich im Zusammenspiel mit ca.  $150\ \mu\text{m}$  langen Bonddrähten zwischen den Schaltkreisen dieser Widerstand ergibt. Die Bonddrähte wurden mithilfe von Feldsimulationen charakterisiert, und es wurde ein einfaches Leitungsmodell abgeleitet [81].

Das Schaltbild in Abbildung 3.13 zeigt die im Vorfeld entworfene Ausgangsstufe, bestehend aus den Transistoren  $T_5$  und  $T_6$  mit zugehörigem Ausgangsanspassnetzwerk, sowie die beiden Treiberstufen, die aus den Transistoren  $T_{1\dots 4}$  und den zugehörigen Anpassnetzwerken aufgebaut sind. Nicht dargestellt ist eine Kopie der zweiten Stufe, die als Dummy am Kollektor von  $T_1$  angeschlossen ist und damit eine symmetrische Auslenkung der Eingangsstufe sicherstellt. Ebenfalls verzichtet wurde auf die Darstellung der Schaltungsteile zur Arbeitspunkteinstellung. Alle relevanten Kollektorströme sind benannt.

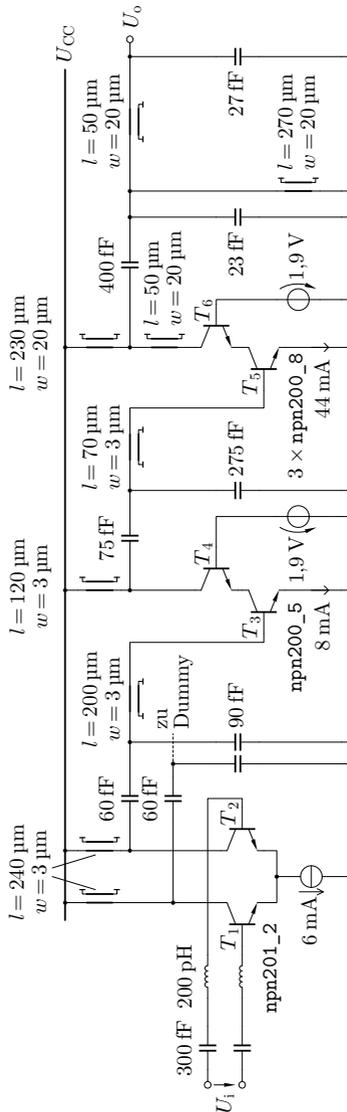


Abbildung 3.13: Vereinfachtes Schaltbild des breitbandigen Leistungsverstärkers. Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung nicht gezeichnet. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1.

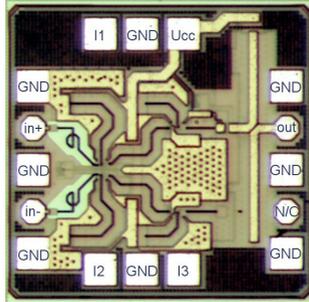


Abbildung 3.14: Mikroskopaufnahme des gefertigten breitbandigen Leistungsverstärkers.

Abbildung 3.14 zeigt den gefertigten Schaltkreis. Das Eingangsdifferenzpaar befindet sich mittig zwischen den Bondpads I1 und I2. Von diesem führt die obere Leitung zur zweiten Stufe und schließlich zur Ausgangsstufe, während die untere Leitung an den Dummy der zweiten Stufe angeschlossen ist. Eine weitere Ausgangsstufe ist an diesem Zweig aus Geometriegründen nicht angeschlossen. An dem Bondpad Ucc wird die positive Versorgungsspannung angeschlossen; die Anschlüsse I1, I2 und I3 dienen der Arbeitspunkteinstellung der einzelnen Stufen.

Dass das Konzept zur breitbandigen Anpassung mit mehrstufigen Netzwerken prinzipiell anwendbar ist, belegt die in Abbildung 3.15 gezeigte Messung von  $S_{21}$ : Zwischen 55 GHz und 67 GHz wird ein vollkommen flacher Frequenzgang erreicht. Im selben Bereich ist die Eingangsreflexionsdämpfung mit hinzugerechneter Bondverbindung größer als 15 dB. Die Ausgangsstufe wurde auf hohen Wirkungsgrad und große Aussteuerbarkeit optimiert, weswegen keine Leistungsanpassung vorliegt. Dies wird aus der Größe  $S_{22}$  ersichtlich, die nur zur Vollständigkeit dargestellt ist.

Warum das gemessene  $S_{21,\text{dB}}$  ca. 6 dB geringer ausfällt, als es die Simulation erwarten lässt, konnte nicht zweifelsfrei geklärt werden. Denkbar sind eine unzureichende Modellierung der Selbsterwärmung durch die hohe Verlustleistung der Ausgangsstufe sowie ein zu grobes Modell für das bereits bestehende Ausgangsanpassnetzwerk. Ähnliche Abweichungen treten bei der in Abbildung 3.16 dargestellten Messung der Kompression auf. Die Simulation lässt einen ausgangsbezogenen 1-dB-Kompressionspunkt von  $P_{-1\text{dB},\text{dB}} = 12,4\text{ dBm}$  erwarten, jedoch ergibt die Messung nur  $P_{-1\text{dB},\text{dB}} = 8,6\text{ dBm}$ , also weniger als die Hälfte der Leistung.

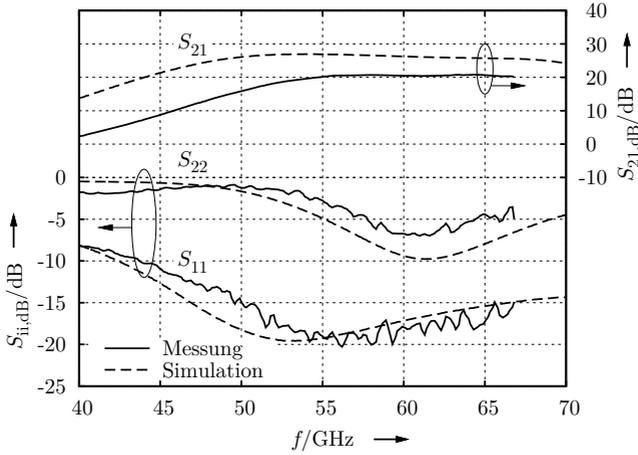


Abbildung 3.15: S-Parameter des breitbandigen Leistungsverstärkers mit rechnerisch hinzugefügtem Bonddrahtmodell am Eingang.

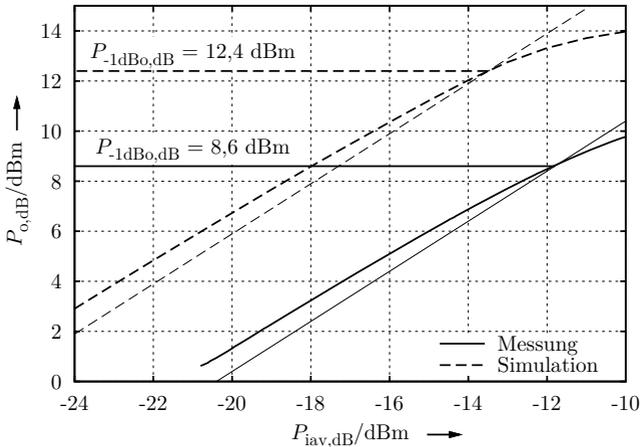


Abbildung 3.16: Ausgangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt des breitbandigen Leistungsverstärkers.

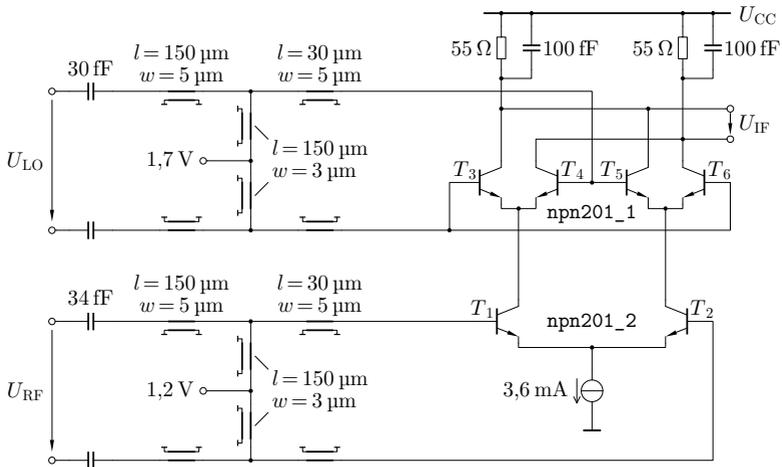


Abbildung 3.17: Schaltbild des symmetrischen Abwärtsmischers. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1.

### 3.2.4 Symmetrischer Abwärtsmischer

Zur Untersuchung der Eigenschaften eines Abwärtsmischers wurde ein Doppelgegentaktmischer, wie ihn Abbildung 3.17 zeigt, implementiert und messtechnisch charakterisiert. Dessen Funktionsprinzip ist sehr einfach: Über je einen Serienkondensator sowie eine Anordnung aus drei Mikrostreifenleitern gelangt das HF-Eingangssignal an eine Transkonduktanzstufe aus den Transistoren  $T_{1,2}$ . Der Serienkondensator dient der Anpassung und trennt zugleich die Arbeitspunktspannung an den Basen von  $T_{1,2}$  von den äußeren Klemmen ab. Die Anordnung der Leitungen ist ebenfalls so gewählt, dass sich um 60 GHz eine möglichst gute Anpassung ergibt. Stark eingeschränkt werden die Entwurfsvarianten jedoch durch geometrische Restriktionen, die aus der Bondpad-Anordnung und der Gesamtstruktur des Mischers folgen.

In gleicher Weise wird das LO-Signal auf die Basen der Schalttransistoren  $T_{3...6}$  geführt. Diese Transistoren verbinden die Kollektoren von  $T_{1,2}$  jeweils abwechselnd mit den 55-Ω-Lastwiderständen, was einer Multiplikation des HF-Signals mit einem Rechtecksignal entspricht. Daraus folgt die erwünschte Funktion der Abwärtsmischung. Die Ausgangsspannung  $U_{IF}$  ergibt sich durch Wandlung der Schalterströme an den Lastwiderständen. Obwohl beim Entwurf auf höchste Symmetrie geachtet wurde, ist nie auszuschließen, dass auch Anteile

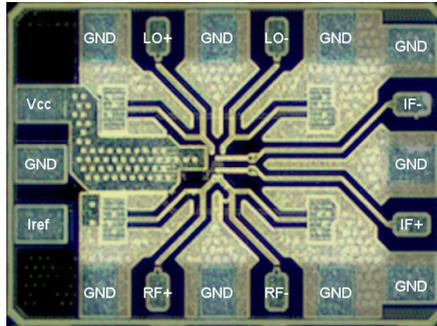


Abbildung 3.18: Mikroskopaufnahme des gefertigten symmetrischen Abwärtsmischers.

der Hochfrequenz an den Ausgang gelangen. Zudem entstehen bei der Multiplikation stets auch Signalanteile mit der Summe von HF- und LO-Frequenz. Diese Anteile werden durch die Parallelschaltung einer 100-fF-Kapazität zum Lastwiderstand unterdrückt.

Abbildung 3.18 zeigt eine Mikroskopaufnahme des gefertigten Mischers. Aus dieser wird das hohe Maß an Symmetrie deutlich, das notwendig ist, um eine gute Isolation zwischen den Toren zu erreichen. Ist diese Isolation unzureichend, kommt es zum sogenannten *self-mixing*, was einen undefinierten Gleichspannungsanteil am Ausgang zur Folge hat. Der aktive Teil des Mischers befindet sich auf einer kleinen Fläche, an der die Mikrostreifenleitungen sternförmig zusammenlaufen.

Um für alle Messungen einen geeigneten LO-Pegel einzustellen, wird zunächst die Abhängigkeit des Konversionsgewinns von der verfügbaren LO-Leistung ermittelt. Abbildung 3.19 zeigt das Ergebnis. Der Konversionsgewinn ist erwartungsgemäß gering, da der Mischer sehr breitbandig arbeiten muss und deswegen als Last ein 55- $\Omega$ -Widerstand je Signalzweig verwendet wird anstatt der sonst gebräuchlichen Resonanzkreise. Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass der gemessene Konversionsgewinn hervorragend mit den Simulationsergebnissen übereinstimmt und oberhalb von  $P_{LO,av,dB} = -6$  dBm sättigt. Deswegen wird dieser Wert der LO-Leistung für alle weiteren Messungen verwendet. Der Mischgewinn liegt in diesem Fall für HF-Frequenzen dicht am Träger bei ca.  $G_{c,db} = -7$  dB.

Eine Variation der HF-Leistung bei konstanter LO-Leistung gibt Auskunft über die Aussteuerbarkeit des Mischers. Die Ergebnisse dieser Untersuchung zeigt Abbildung 3.20. Oberhalb von  $P_{RFav,dB} = -20$  dBm fällt der Konversions-

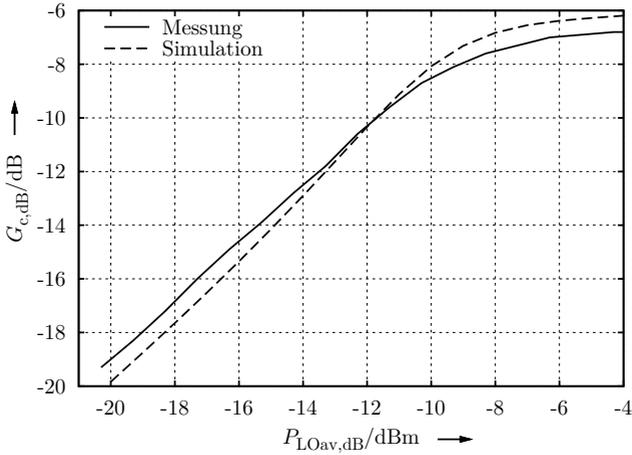


Abbildung 3.19: Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation von  $P_{LOav,dB}$ .  
 $f_{LO} = 61,56$  GHz,  $f_{RF} = 62,64$  GHz,  $P_{RFav,dB} = -26$  dBm.

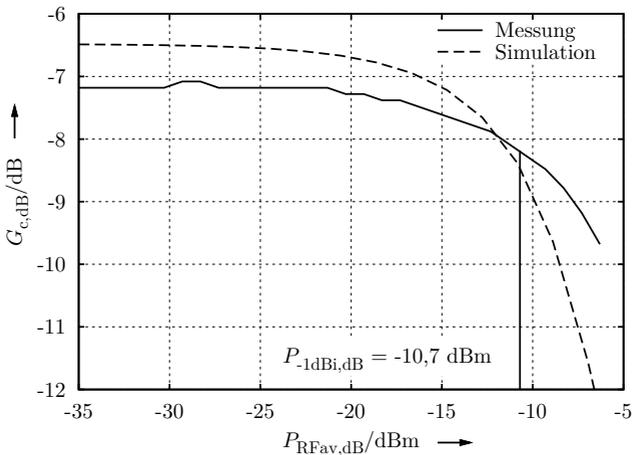


Abbildung 3.20: Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation von  $P_{RFav,dB}$ .  
 $f_{LO} = 61,56$  GHz,  $f_{RF} = 62,64$  GHz,  $P_{LOav,dB} = -6$  dBm.

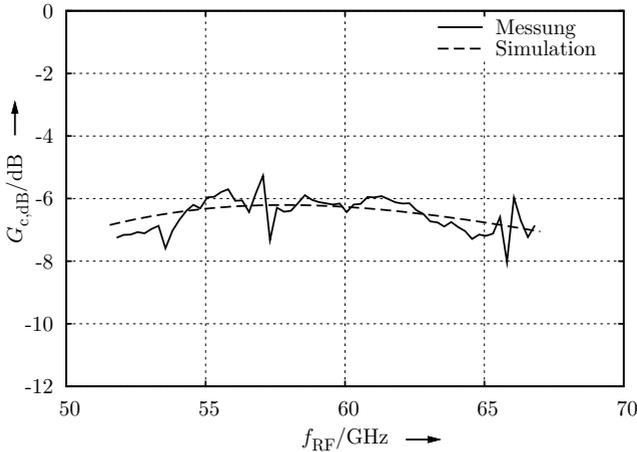


Abbildung 3.21: Konversionsgewinn des symmetrischen Mischers bei Variation der Eingangsfrequenz.  $f_{LO} = 61,56 \text{ GHz}$ ,  $P_{LO,av,dB} = -6 \text{ dBm}$ ,  $P_{RF,av,dB} = -26 \text{ dBm}$ .

gewinn ab, und es ergibt sich ein eingangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt von  $P_{-1\text{dBi,dB}} = -10,7 \text{ dBm}$ . Im praktischen Betrieb ist der Mischer deutlich unterhalb dieses Punktes zu betreiben, da ansonsten Oberwellen und Intermodulationsprodukte entstehen, die am Ausgang Signalanteile in unmittelbarer Nachbarschaft des gewünschten Mischprodukts hervorrufen.

Schließlich wird die Abhängigkeit des Konversionsgewinns von der HF-Eingangsfrequenz bei konstanter LO-Frequenz untersucht, um eine Aussage zur Bandbreite treffen zu können. Die Messergebnisse in [Abbildung 3.21](#) entsprechen den Simulationsergebnissen, so dass sich eine Bandbreite von 15 GHz bei weniger als  $\pm 1,5 \text{ dB}$  Veränderung des Konversionsgewinns ergibt. Wichtig ist bei dieser Untersuchung, dass die LO-Frequenz nicht mitgeführt wird und die angegebene Bandbreite damit sowohl der Bandbreite des HF- als auch der des ZF-Teils entspricht. Zahlreiche Veröffentlichungen wenden in diesem Punkt Messmethoden an, bei denen stets eine konstante Zwischenfrequenz eingestellt wird. Dann kann zwar charakterisiert werden, ob der HF-Teil des Mischers für eine Vielzahl schmalbandiger Kanäle geeignet ist, es ist jedoch keine Aussage möglich, ob ein sehr breitbandiges Signal insgesamt in das Basisband heruntergemischt werden kann. Diese Einschränkung wird in dem in [Tabelle 3.2](#) zusammengefassten Vergleich mit anderen Arbeiten deutlich: Während die meisten

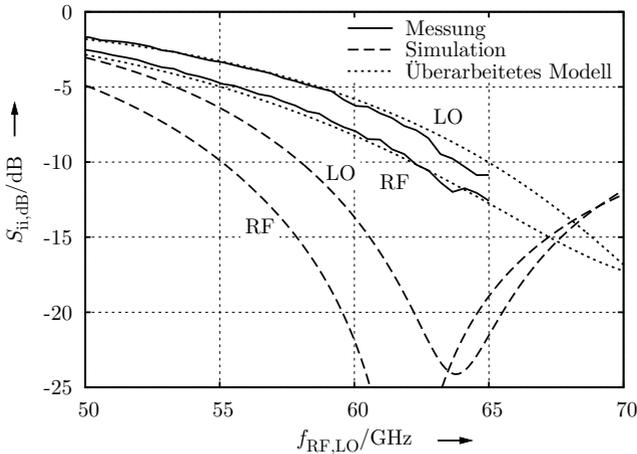


Abbildung 3.22: Eingangsreflexionsfaktoren des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100- $\Omega$ -System.

Schaltungen ebenfalls eine hohe Bandbreite des HF-Teils aufweisen, gibt es ZF-seitig deutliche Unterschiede. Die mit “e. A.” gekennzeichnete eigene Arbeit ist die einzige, die es erlaubt, Signale mit einer Bandbreite von mehr als 10 GHz ohne starke Frequenzgangverzerrung in das Basisband zu konvertieren.

Eine deutliche Abweichung gegenüber den Simulationsergebnissen ergibt die Messung der Eingangsreflexionsfaktoren, die in [Abbildung 3.22](#) dargestellt ist. Die Simulation zeigt eine gute Anpassung sowohl des HF- als auch des LO-Eingangs um 60 GHz. In der Messung war die Eingangsreflexionsdämpfung an beiden Toren jedoch deutlich schlechter als 10 dB bei 60 GHz. Erst bei 65 GHz wurden akzeptable Werte erreicht. Die Gründe dafür konnten zurückverfolgt werden in eine unzureichende Modellierung der Anpassnetzwerke. So war die Kapazität der Bondpads falsch abgeschätzt worden, und auch die Kopplung zwischen den beiden symmetrischen Eingangsleitungen durch deren räumliche Nähe am Eingang der Transkonduktanzstufe bzw. der Schalttransistoren war nicht berücksichtigt. Eine verfeinerte Modellierung, deren Simulationsergebnisse ebenfalls dargestellt sind, ergab eine sehr gute Übereinstimmung mit den Messergebnissen. Aus diesem Grund wurde beim Entwurf des integrierten Empfängers darauf geachtet, dass alle parasitären Effekte, die sich insbesondere an den Anpassnetzwerken ergaben, genaustens modelliert wurden.

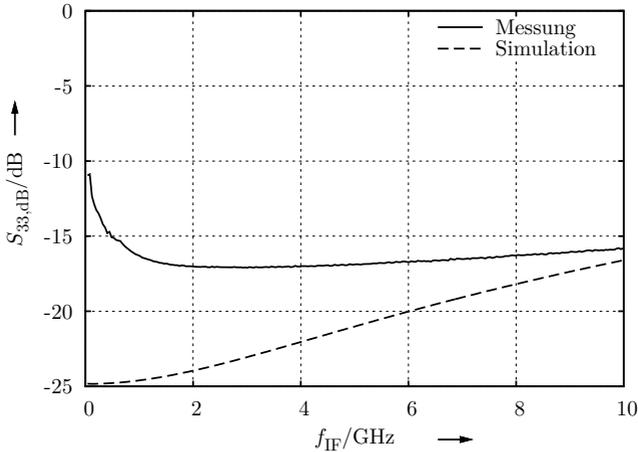


Abbildung 3.23: Ausgangsreflexionsfaktor des symmetrischen Mischers bei Betrieb im 100- $\Omega$ -System.

Die in Abbildung 3.23 dargestellte Ausgangsanpassung des ZF-Ausgangs ist erwartungsgemäß durch die 55- $\Omega$ -Lastwiderstände sehr breitbandig. Zwar scheint es eine deutliche Abweichung zwischen Simulation und Messung zu geben, doch liegt die Ursache dafür im logarithmischen Maßstab der sehr kleinen S-Parameter. Praktisch ist diese Abweichung irrelevant.

Die Ergebnisse einer Rauschmessung zeigt Abbildung 3.24. Im Fall, wie er im Empfänger auftritt, dass die LO-Frequenz mittig im Kanal liegt, und deswegen beide Seitenbänder um sie herum Informationen enthalten, ist die zur Charakterisierung geeignete Rauschzahl die Zweiseitenband-Rauschzahl  $NF_{\text{DSB}}$ . Da kein ausreichend breitbandiges Symmetrierglied zur Messung zur Verfügung stand, bzw. ein solches technisch kaum zu realisieren ist, wurde nur einer der beiden symmetrischen Ausgänge mit dem Spektrumanalysator verbunden. Daraus resultiert eine deutlich höhere Rauschzahl als bei einer symmetrischen Messung, da bspw. der Rauschbeitrag der Emitterstromquelle bei einer unsymmetrischen Messung am Ausgang sichtbar wird, was bei einer symmetrischen Messung nicht der Fall ist. Aufgrund der akzeptablen Übereinstimmung von gemessener unsymmetrischer Rauschzahl mit der simulierten unsymmetrischen Rauschzahl ist jedoch davon auszugehen, dass bei symmetrischer Beschaltung auch der praktisch realisierte Mischer eine deutlich niedrigere Rauschzahl aufweist als im unsymmetrischen Fall.

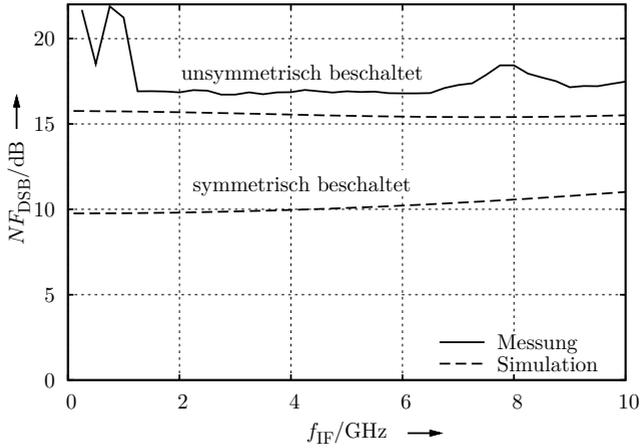


Abbildung 3.24: Zweiseitenband-Rauschzahl des symmetrischen Mischers.  $f_{LO} = 61,56$  GHz,  $P_{LOav,dB} = -6$  dBm.

Tabelle 3.2: Übersicht über V-Band-Abwärtsmischer.

Ref.	Technologie	Schaltungsparameter					
		$f_T$	$G_c, dB$	$B_{RF}$ (3 dB)	$B_{IF}$ (3 dB)	$P_{LO,dB}$	$P_{DC}$
[69]	130 nm CMOS	76 GHz	0 dB <sup>a</sup>	14 GHz	0,5 GHz	3 dBm	3 mW
[30]	150 nm pHEMT	85 GHz	-8,5 dB	> 20 GHz	> 6,5 GHz	8 dBm	≈ 0
[47]	120 nm SiGe-BiCMOS	200 GHz	6 dB <sup>a</sup>	> 5 GHz	5 GHz	-3 dBm	51 mW
[58]	250 nm SiGe-BiCMOS	200 GHz	2,5 dB <sup>a</sup>	18 GHz	—	-3 dBm	32 mW
e. A.	250 nm SiGe-BiCMOS	190 GHz	-7 dB	> 15 GHz	> 10 GHz	-6 dBm	8 mW

<sup>a</sup> einschließlich ZF-Pufferstufe

### 3.3 Entwurfsstrategie für den Empfängerschaltkreis

Weil Mischer hohe Rauschzahlen aufweisen, muss das sehr schwache Empfangssignal zunächst durch einen rauscharmen Verstärker regeneriert und auf ausreichend hohe Pegel verstärkt werden, bevor es auf niedrigere Frequenzen heruntergemischt wird. Im einfachsten Fall würde man also einen Eingangsverstärker mit mehr als 10 dB Gewinn entwerfen, so dass der Rauschbeitrag des Mixers gemäß der Friisschen Formel (2.9) klein wird, das Signal dann dem Mischer zuführen und alle weitere Signalverarbeitung und -konditionierung im niederfrequenten Basisband durchführen. Dieser Weg kann aus den in Unterabschnitt 2.1.3 angegebenen Gründen nicht besprochen werden: Um den Gleichspannungsanteil am Ausgang gering zu halten und auf eine Regelschleife verzichten zu können, wird der Großteil des Gesamtgewinns durch den Eingangsverstärker realisiert. Er weist eine maximale Leistungsverstärkung von 33 dB auf. Auch übernimmt er die Funktion der Verstärkungsregelung. Deswegen wäre es ungünstig, den Entwurf des Eingangsverstärkers, dessen Spezifikationen sich aus den Eigenschaften der anderen Baugruppen ergeben, an den Beginn zu stellen.

Andererseits steht jedoch der erforderliche Ausgangspegel von  $\pm 300$  mV bei Vollaussteuerung der A/D-Wandler gemäß Unterabschnitt 2.1.4 fest. Das heißt, wenn man mit dem Entwurf eines Mixers unter der Prämisse geringer Leistungsaufnahme und guter Linearität beginnt, ergibt sich unmittelbar daraus, mit welcher Verstärkung die Basisbandverstärker arbeiten müssen und wie weit die Aussteuerbarkeit reichen muss. Weiterhin sind die Eigenschaften des Mixers stark abhängig von der angeschlossenen Lastimpedanz, wobei vom sonst üblichen Fall der Leistungsanpassung abgewichen werden muss, um hohe Bandbreiten und gute Linearität zu erreichen. Deswegen werden die Baugruppen Mischer und Basisbandverstärker zuerst entworfen und optimiert. Die Abschnitte 3.4 und 3.5 erläutern diese Schritte.

Zur Realisierung des Phasenschiebernetzwerks bestehen verschiedene Möglichkeiten: Es können einfache passive Schaltungen wie Verzögerungsleitungen oder Polyphasenfilter zum Einsatz kommen. Alternativ sind auch Lösungen mit Frequenzverdopplung und anschließender -teilung denkbar, die jedoch aufgrund der zu verarbeitenden Frequenzen von  $2/3$  der maximalen Transitfrequenz nur schlecht umzusetzen sein würden. Bei Verwendung der genannten passiven Strukturen sind Phase und Amplitude der Ausgangssignale von der Lastimpedanz abhängig. Will man auf einen zusätzlichen Pufferverstärker verzichten, dann müssen die Impedanzen an den LO-Eingängen der Mischer zu-

vor bekannt sein. Daher werden die Phasenschiebernetzwerke in Abschnitt 3.6 nach dem Mischerentwurf diskutiert. Schließlich ist am Eingang des LO-Pfads ein Treiberverstärker mit variabler Verstärkung erforderlich, der den Eingang des Phasenschiebernetzwerks mit definiertem Pegel und definierter Impedanz ansteuert. Dessen Entwurf wird in Abschnitt 3.7 erläutert.

Für den vollständigen Empfänger verbleibt noch der Entwurf des Eingangsverstärkers, den Abschnitt 3.8 behandelt. An ihn werden hohe Anforderungen hinsichtlich Rauschverhalten, Bandbreite und Regelbarkeit der Verstärkung bei möglichst gleichbleibender Aussteuerbarkeit am Ausgang gestellt. Um einen geeigneten Kompromiss zwischen den vielfältigen, sich gegenseitig beeinflussenden Parametern zu finden, wird er zuletzt entworfen, wenn die Parameter der übrigen Baugruppen feststehen.

Die Wahl der Versorgungsspannung ergibt sich üblicherweise aus den Anforderungen an die Ausgangsleistung einer Stufe oder aus der nötigen Aussteuerbarkeit einer mehrfach gestapelten Stufe unter Einhaltung der technologiespezifischen Durchbruchspannungen. In der gewählten Technologie SG25H1 ist die niedrigste Durchbruchspannung die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei offener Basis  $BV_{CEo} = 1,9\text{ V}$ . Bei niederohmig angeschlossener Basis kann die Kollektor-Emitter-Spannung sehr viel höhere Werte annehmen, ohne dass der Transistor Schaden nimmt. Da keine hohen Ausgangsleistungen erforderlich sind, wird die Versorgungsspannung im Vorfeld auf  $U_{CC} = 2,2\text{ V}$  festgelegt. Es wird erwartet, dass sich mit diesem Wert alle Stufen ohne aufwändige Maßnahmen dimensionieren lassen und dabei die Leistungsaufnahme niedrig bleibt. Sollte sich der Wert während des Entwurfs als zu niedrig herausstellen, kann er entweder angehoben oder eine zusätzliche, höhere Versorgungsspannung eingeführt werden.

## 3.4 Mischerkern

### 3.4.1 Mischertopologien

Bei der Auswahl einer geeigneten Mischertopologie stellt sich zuerst die Frage, ob der Mischer als additiver oder multiplikativer Mischer ausgeführt werden soll. Additive Mischer basieren auf dem Prinzip, dass einer Nichtlinearität die Überlagerung von HF- und LO-Signal zugeführt wird. Der quadratische Term der Nichtlinearität verursacht das gewünschte Ausgangssignal, das beim Abwärtsmischer die Differenzfrequenz zwischen beiden Signalen hat. Additive Mischer haben den Nachteil einer sehr begrenzten Aussteuerbarkeit aufgrund der

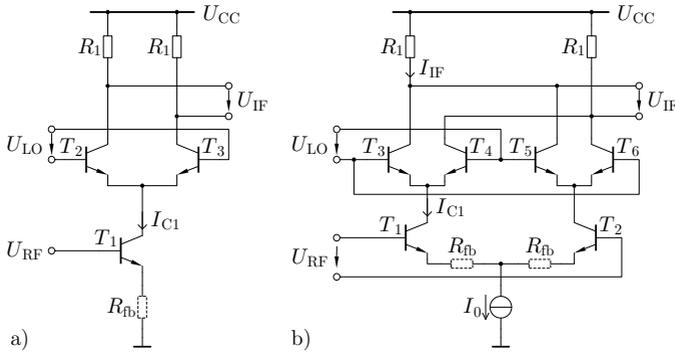


Abbildung 3.25: Prinzipschaltung von a) Gegentaktmischer, b) Doppelgegentaktmischer.

inhärenten Nichtlinearität. Zudem gestaltet sich die gleichzeitige Anpassung an allen Toren schwierig, die Isolation zwischen den Toren ist schlecht, und der Mischgewinn ist gering [63].

Aus diesen Gründen werden, wenn ausreichend schnelle aktive Bauelemente zur Verfügung stehen, in modernen Schaltungen fast ausschließlich multiplikative Mischer eingesetzt. Diese sind praktisch immer als Schaltermischer ausgeführt, da sie gegenüber linear betriebenen Multiplizierschaltungen einfach aufgebaut sind, hohe Mischgewinne erzielen und ein günstiges Rauschverhalten aufweisen. Als Bauelemente, die die Schalterfunktion realisieren, kommen Dioden und Transistoren in Betracht. Da Halbleitertechnologien zur Fertigung integrierter Schaltungen meist keine schnellen Dioden enthalten [23], werden vielfach Transistoren eingesetzt. Am gängigsten sind dabei die in Abbildung 3.25 dargestellten Varianten Gegentaktmischer (*single-balanced mixer*) und Doppelgegentaktmischer (*double-balanced mixer*, GILBERT-Mischer).

Bei dem in Abbildung 3.25 a) dargestellten Gegentaktmischer fungiert Transistor  $T_1$  als Transkonduktanzverstärker, der die Eingangsspannung  $U_{RF}$  in den Strom  $I_{C1}$  umwandelt. Eine Stromgegenkopplung in Form des Widerstands  $R_{fb}$  kann vorhanden sein, muss aber nicht. Das Differenzpaar  $T_{2,3}$  wird mit einem LO-Signal ausreichend hoher Amplitude  $\hat{U}_{LO} \gg 2U_T$  angesteuert, so dass es im Schalterbetrieb arbeitet und  $I_{C1}$  abwechselnd durch die Kollektorwiderstände  $R_1$  fließt. Dadurch enthält die Spannung  $U_{IF}$  neben einem großen Anteil bei der Frequenz  $f_{LO}$  auch das gewünschte Mischprodukt bei der Frequenz  $|f_{RF} - f_{LO}|$ . Der hohe Anteil des LO-Signals im Ausgangssignal ist der größte Nachteil des

einfachen Gegentaktmischers. Zwar liegen bei einem Abwärtsmischer die Frequenzen des erwünschten ZF-Signals und des störenden LO-Signals weit auseinander, so dass eine Filterung möglich ist, jedoch sind dafür Induktivitäten und Kapazitäten erforderlich, die bei integrierten Schaltungen einen wesentlich höheren Platzbedarf haben als Transistoren. Zudem würde sich ein solches Filter negativ auf die erwünschte hohe Bandbreite der Schaltung auswirken. Dies ist auch der Grund dafür, weswegen kein LC-Resonanzkreis als Lastimpedanz an den Kollektoren der Schalttransistoren verwendet werden kann.

Diese Überlegungen führen zur Verwendung des Doppelgegentaktmischers gemäß Abbildung 3.25 b), dessen Funktionsweise prinzipiell sehr ähnlich wie die des Gegentaktmischers ist. Durch die kreuzweise Verkopplung der beiden Differenzpaare  $T_{3,4}$  und  $T_{5,6}$  wird jedoch erreicht, dass sich das LO-Signal am Ausgang auslöscht. Aufgrund der mehrfachen Symmetrien beim Doppelgegentaktmischer können mit einem sorgfältigen Layout höchste Isolationswerte zwischen den Toren erreicht werden. Nachteilig ist die gegenüber dem einfachen Gegentaktmischer um etwa 0,5 V höhere Versorgungsspannung, die für die Stromquelle  $I_0$  benötigt wird.

Die Dimensionierung des Doppelgegentaktmischers beschränkt sich im Wesentlichen auf die Wahl der Transistorgrößen und die Festlegung der Arbeitspunkte. Der Wert von  $R_1$  ergibt sich als Kompromiss zwischen Mischgewinn und Bandbreite. Zudem beeinflusst er den Arbeitspunkt der Transistoren und nachfolgender Stufen.  $R_{fb}$  kann hinzugefügt werden, um die Linearität zu verbessern.

### 3.4.2 Arbeitspunkt und Transistorgrößen

An den Mischer bestehen weder besondere Anforderungen hinsichtlich des Ausgangsspannungshubs noch des Ausgangswiderstandes, da ihm ein Basisbandverstärker nachgeschaltet ist. Auch muss nicht auf eine niedrige Rauschzahl geachtet werden, da der Eingangsverstärker eine hohe Verstärkung aufweist. Daher kann der Mischer mit einem kleinen Arbeitspunktstrom betrieben und es können kleine Transistoren verwendet werden. Wenn sich nachfolgend zeigt, dass die Aussteuerbarkeit der Schaltung zu gering ist bzw. die Linearität nicht ausreichend ist, muss unter Umständen auf größere Transistoren zurückgegriffen werden, die mit einem höheren Strom betrieben werden.

Wenn Bipolartransistoren bei hohen Frequenzen betrieben werden, wird die Kollektorstromdichte im Arbeitspunkt meist so gewählt, dass die maximale Transitfrequenz erreicht wird. Mit diesem Ansatz würde man beispielsweise für

$T_{3\dots6}$  den Typ npn201\_1, für  $T_{1,2}$  den Typ npn201\_2 mit doppelter Emittfläche und  $I_0 = I_{0\max} = 7,2\text{ mA}$  wählen. Dabei bliebe jedoch unberücksichtigt, dass die Transistoren  $T_{3\dots6}$  als Schalttransistoren arbeiten und damit abwechselnd vom selben Strom wie  $T_{1,2}$  durchflossen werden bzw. ausgeschaltet sind. In dem Zeitraum, in dem ein Schalttransistor eingeschaltet ist, würde er mit der doppelten Stromdichte betrieben werden, bei der er die maximale Transitfrequenz hat. Da die Transitfrequenz oberhalb der optimalen Stromdichte steil abfällt, sind die Schalttransistoren bei einer solchen Dimensionierung unnötig langsam, was zu einem verringerten Mischgewinn führt. Aus diesem Grund wird für alle Transistoren der Typ npn201\_2 verwendet. Weil der Mischgewinn oberhalb von  $I_{0\max}$  sinkt und sich technologische Schwankungen nicht ausschließen lassen, wird  $I_0 = 5\text{ mA}$  etwas niedriger als  $I_{0\max}$  gewählt.

#### 3.4.3 Bandbreite und Kollektorwiderstand

Mit den Kollektorwiderständen  $R_1$  wird der Ausgangsstrom des Mischers in die Spannung  $U_{\text{IF}}$  gewandelt. Unter diesem Aspekt sollte  $R_1$  möglichst groß gewählt werden, um hohe Ausgangsspannungen zu erzielen. Dieser Hinweis findet sich auch in der Literatur [45]. Dabei bleibt jedoch unberücksichtigt, dass die Kollektorwiderstände einen Einfluss auf den Frequenzgang des Mischgewinns haben. Da Bandbreiten von mehreren Gigahertz angestrebt werden, wird das Frequenzverhalten analytisch untersucht.

Die Analyse des Mischgewinns wird zerlegt in die Analyse der Transkonduktanzstufe, die linear arbeitet, die Frequenzumsetzung durch die Schalter sowie ein Tiefpassverhalten am Ausgang. Aufgrund mehrfacher Symmetrien werden in jedem Teilschritt Vereinfachungen vorgenommen. Abbildung 3.26 a) zeigt das Kleinsignal-Ersatzschaltbild einer Hälfte der Transkonduktanzstufe. Da die Transistoren  $T_{1,2}$  gleich sind, im selben Arbeitspunkt betrieben und symmetrisch angesteuert werden, ist das Potential am Verbindungsknoten zwischen den beiden Emitttern konstant. Dieser Knoten wird daher kleinsignalmäßig als Masse betrachtet. Die Spannungsquelle am Eingang wird in zwei symmetrische Hälften zerlegt. Der Widerstand  $R_E$  bezeichnet den parasitären Emitterbahnwiderstand des Transistors. Ihm kann der Gegenkoppelwiderstand  $R_{\text{fb}}$  zugeschlagen werden, falls ein solcher vorhanden ist. Der Kleinsignalwiderstand  $r_{\text{BE}}$  wird aufgrund der hohen Frequenz gegenüber  $C_{\text{BE}}$  vernachlässigt. Am Ausgang wird ein Kurzschluss angenommen, was dem Eingang der Schalttransistoren, die ähnlich einer Basisstufe angeordnet sind, in erster Näherung entspricht.

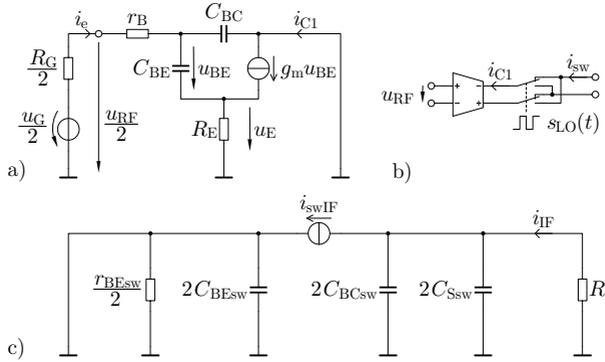


Abbildung 3.26: Kleinsignal-Ersatzschaltungen des Mischers. a) Hälfte der Transkonduktanzstufe, b) Schalterstufe, c) Ausgangstiefpass.

Als Lösung der Netzwerkgleichungen folgt die Transkonduktanz der Eingangsstufe

$$\frac{\underline{I}_{C1}}{\underline{U}_G} = \frac{g_m}{2(1 + g_m R_E)} \cdot \frac{1 + \omega^2 C_{BE} C_{BC} \frac{R_E}{g_m} - j\omega C_{BC} \left( \frac{1}{g_m} + R_E \right)}{1 - \omega^2 \frac{C_{BC} C_{BE} R_E (r_B + R_G/2)}{1 + g_m R_E} + j\omega \tau_1}, \quad (3.3)$$

$$\text{mit } \tau_1 = \frac{C_{BE} (R_E + r_B + R_G/2)}{1 + g_m R_E} + C_{BC} \left( r_B + \frac{R_G}{2} \right).$$

Numerische Abschätzungen für den gegebenen Mischer und bei der Betriebsfrequenz zeigen, dass die Frequenzabhängigkeiten der Transkonduktanz im Zähler sowie der quadratische Term im Nenner in sehr guter Näherung vernachlässigt werden können. Dann gilt

$$\frac{\underline{I}_{C1}}{\underline{U}_G} = \frac{g_m}{2(1 + g_m R_E)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \tau_1}. \quad (3.4)$$

Der Ausgangsstrom  $i_{C1}$  der Transkonduktanzstufe wird durch die Schalterstufe mit der Frequenz  $f_{LO}$  abwechselnd auf die beiden Ausgänge geschaltet. Ein Modell dafür ist in Abbildung 3.26 b) gezeichnet. Der Ausgangsstrom der Stufe ist daher

$$i_{sw}(t) = s_{LO}(t) \cdot i_{C1}(t), \quad (3.5)$$

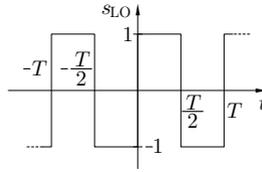


Abbildung 3.27: Schaltersignal.

wobei  $s_{\text{LO}}(t)$  das in Abbildung 3.27 dargestellte Schaltersignal ist. Dieses Signal wird in eine FOURIER-Reihe entwickelt

$$s_{\text{LO}}(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_{\text{LO}}t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_{\text{LO}}t) + \dots \right], \quad (3.6)$$

so dass sich für ein sinusförmiges Eingangssignal

$$i_{\text{C1}}(t) = \hat{I}_{\text{C1}} \sin(\omega_{\text{RF}}t) \quad (3.7)$$

das Ausgangssignal

$$i_{\text{sw}}(t) = \underbrace{\frac{2}{\pi} \hat{I}_{\text{C1}} \cos[(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}})t]}_{i_{\text{swIF}}(t)} - \frac{2}{\pi} \hat{I}_{\text{C1}} \cos[(\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{RF}})t] \pm \dots \quad (3.8)$$

ergibt. Neben einem Anteil bei der Frequenz  $f_{\text{LO}} + f_{\text{RF}}$  und Mischprodukten, die von den Oberwellen des Schaltersignals herrühren, enthält es das gewünschte Signal  $i_{\text{swIF}}(t)$  mit der Differenzfrequenz zwischen HF-Eingangssignal und dem Lokaloszillatorsignal. Das Amplitudenverhältnis von Mischprodukt und Eingangssignal beträgt

$$\frac{\hat{I}_{\text{swIF}}}{\hat{I}_{\text{C1}}} = \frac{2}{\pi}. \quad (3.9)$$

Die Schalterstufe weist ein kompliziertes Frequenzverhalten auf, das detailliert nur im Zeitbereich untersucht werden kann. Ein stark vereinfachtes Modell zur Betrachtung des Tiefpassverhaltens am Ausgang ist in Abbildung 3.26 c) angegeben. Die zwei Transistoren  $T_3$  und  $T_5$  arbeiten hinsichtlich des erwünschten Mischprodukts  $i_{\text{swIF}}$  gleichphasig auf den Kollektorwiderstand  $R_1$ . An Emittter und Basis der Transistoren löscht sich das Mischprodukt aufgrund der gegenphasig arbeitenden Transistoren  $T_4$  und  $T_6$  aus, weswegen beide Knoten

als mit Masse verbunden gezeichnet sind. An der Transferstromquelle entsteht das Mischprodukt  $i_{\text{swIF}}$ . Die Kleinsignalwiderstände und -kapazitäten entsprechen denen der Parallelschaltung beider Transistoren. Die Werte von  $r_{\text{BEsw}}$  und  $C_{\text{BEsw}}$  schwanken aufgrund des Schalterbetriebs stark;  $C_{\text{BCsw}}$  und  $C_{\text{Ssw}}$  sind jedoch weitgehend konstant, da die zugehörigen Dioden stets in Sperrrichtung gepolt sind. Aus diesen Überlegungen folgt der Ausgangsstrom bei der Zwischenfrequenz  $i_{\text{IF}}$

$$\frac{I_{\text{IF}}}{I_{\text{swIF}}} = \frac{1}{1 + 2j(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}})(C_{\text{BCsw}} + C_{\text{Ssw}})R_1}. \quad (3.10)$$

Aus den Gleichungen (3.4), (3.9) und (3.10) folgt die Mischtranskonduktanz der gesamten Schaltung

$$\begin{aligned} G_{\text{mix}}(j\omega_{\text{RF}}) &= \left| \frac{I_{\text{IF}}(j(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}}))}{U_{\text{G}}(j\omega_{\text{RF}})} \right| \\ &= \frac{g_{\text{m}}}{\pi(1 + g_{\text{m}}R_{\text{E}})} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{RF}}\tau_1)^2}} \\ &\quad \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + [2(\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}})(C_{\text{BCsw}} + C_{\text{Ssw}})R_1]^2}}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Diese Größe ist in Abbildung 3.28 für verschiedene Werte von  $R_1$  als Funktion der Frequenz des Eingangssignals graphisch dargestellt. Die Frequenz des LO-Signals beträgt  $f_{\text{LO}} = 61,5$  GHz bei einer verfügbaren Leistung von  $P_{\text{LOav,dB}} = -5$  dBm. Dies entspricht dem Pegel, der erforderlich dafür ist, dass die oberen Transistoren in guter Näherung im Schalterbetrieb arbeiten. Die Werte der übrigen Parameter sind:

$$\begin{array}{lll} g_{\text{m}} = 70 \text{ mS} & C_{\text{BCsw}} = 5,1 \text{ fF} & \tau_1 = 5,3 \text{ ps} \\ R_{\text{E}} = 9,8 \text{ } \Omega & C_{\text{Ssw}} = 2,4 \text{ fF} & \end{array}$$

Die analytisch berechnete Mischtranskonduktanz ist in Übereinstimmung mit den simulativ ermittelten Ergebnissen und zeigt folgende Eigenschaften. Dem kontinuierlichen Abfall der Mischtranskonduktanz, der vom Tiefpassverhalten der Eingangsstufe verursacht wird, ist das von  $R_1$  beeinflusste Tiefpassverhalten des Ausgangs überlagert. Dieses stellt sich bezüglich des Eingangssignals

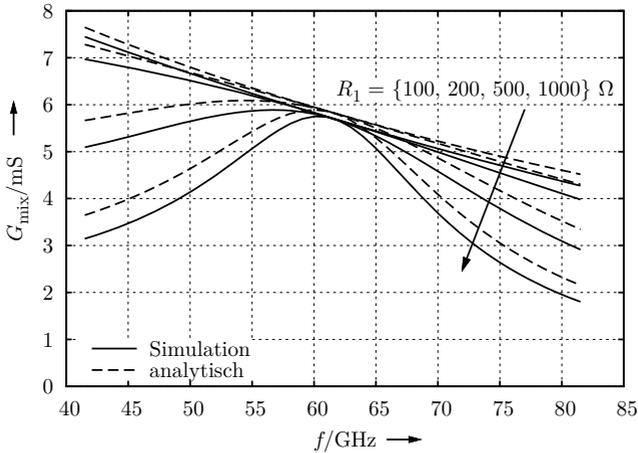


Abbildung 3.28: Simulation und analytische Lösung der Mischtranskonduktanz für unterschiedliche Lastwiderstände.

als Bandpassverhalten dar. Je größer  $R_1$  gewählt wird, desto niedriger wird die Grenzfrequenz des Ausgangstiefpasses und damit die Bandbreite des Mixers. Wenn das Bandpassverhalten im genutzten Frequenzband vernachlässigbar sein soll, dann dürfen die beiden Lastwiderstände der Schalttransistoren nicht größer als etwa je  $200 \Omega$  werden. Alternativ kann die Folgestufe mit einem niedrigen Eingangswiderstand entworfen werden. Dann ist  $i_{\text{IF}}$  die Ausgangsgröße, die das Empfangssignal enthält, und es muss nicht mehr abgewogen werden zwischen einer möglichst hohen Ausgangsspannung und einer großen Bandbreite. Für diese Herangehensweise spricht auch die insbesondere für den Mischer knappe Versorgungsspannung von  $U_{\text{CC}} = 2,2 \text{ V}$ . Deswegen wird der Basisbandverstärker, der sich dem Mischer anschließt, als Transimpedanzverstärker (TIA) entworfen. Das Eingangsanpassnetzwerk des Mixers kann so entworfen werden, dass es dem Abfall der Mischtranskonduktanz mit steigender Frequenz entgegenwirkt. Dies wird im Zusammenhang mit dem Entwurf des Eingangsverstärkers betrachtet.

### 3.4.4 Linearität und Stromgegenkopplung

Hauptursache der Nichtlinearität des Mixers ist die Tangens-Hyperbolicus-Charakteristik der Transkonduktanzstufe. Sie verursacht eine Verringerung der

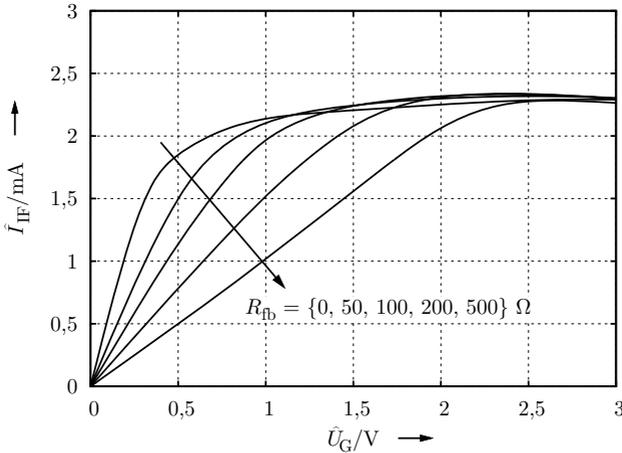


Abbildung 3.29: Amplitude des Ausgangsstroms bei der Zwischenfrequenz als Funktion der Eingangsspannungsamplitude für verschiedene Werte von  $R_{fb}$ . (Simulation)

Mischtranskonduktanz mit zunehmender Aussteuerung und begrenzt den Ausgangsstrom. Allgemein lässt sich die Nichtlinearität durch geeignete Gegenkopplung verringern, weswegen der Widerstand  $R_{fb}$  eingefügt wird. Legt man am LO-Eingang des Mixers ein Sinussignal mit einer Frequenz von  $f_{LO} = 61,5$  GHz und einer Leistung von  $P_{LOav,dB} = -5$  dBm an, vergrößert die Amplitude des Generators  $\hat{U}_G$  mit einer Frequenz von  $f_{RF} = 61$  GHz und ermittelt die Amplitude des Ausgangsstromanteils bei  $f_{IF} = 500$  MHz, so ergibt sich das in Abbildung 3.29 dargestellte Bild. Dabei wurden verschiedene Werte für  $R_{fb}$  gewählt.

Es zeigt sich, dass sich der quasilineare Bereich des Ausgangsstroms mit zunehmendem  $R_{fb}$  vergrößert. Allerdings wird auch der Anstieg des quasilinearen Bereichs geringer, was einer Verringerung der Mischtranskonduktanz gleichkommt. Zudem lässt sich anhand Abbildung 3.29 visuell nicht beurteilen, wie groß die Restnichtlinearität für sehr kleine Amplituden von  $u_G$  ist. Geeigneter dafür ist die Betrachtung des Intermodulationsinterceptpunktes, und speziell die Betrachtung von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung, da sie in unmittelbarer Nachbarschaft der gewünschten Mischprodukte liegen. Zu diesem Zweck wurde die Schaltung mit einem Zweitonsignal am Eingang

$$u_G(t) = \hat{U}_G \sin(2\pi \cdot 61 \text{ GHz} \cdot t) + \hat{U}_G \sin(2\pi \cdot 61,001 \text{ GHz} \cdot t) \quad (3.12)$$

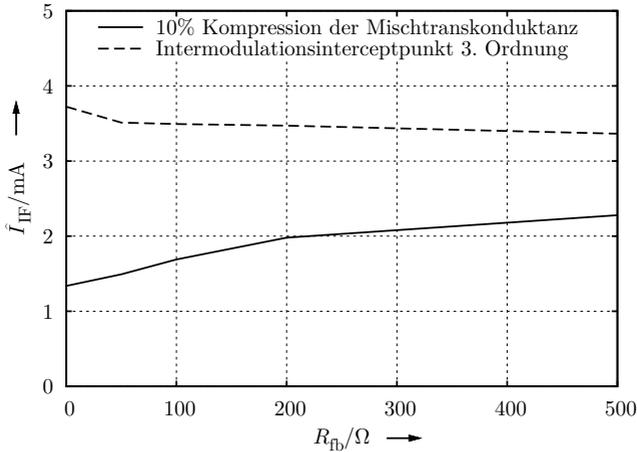


Abbildung 3.30: Ausgangsstromamplitude, bei der die Mischtranskonduktanz um 10 % verringert ist und Intermodulationsinterceptpunkt bei veränderlichem  $R_{fb}$ . (Simulation)

untersucht und dasselbe LO-Signal wie zuvor angelegt. Die gewünschten Mischprodukte liegen dann bei 499 MHz und 500 MHz, und die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung werden auf die Frequenzen

$$61,5 \text{ GHz} - (2 \cdot 61,001 \text{ GHz} - 61 \text{ GHz}) = 498 \text{ MHz} \quad \text{sowie} \quad (3.13)$$

$$61,5 \text{ GHz} - (2 \cdot 61 \text{ GHz} - 61,001 \text{ GHz}) = 501 \text{ MHz} \quad (3.14)$$

heruntergemischt. Der Intermodulationsinterceptpunkt ergibt sich schließlich aus dem Schnittpunkt der im doppelt logarithmischen Maßstab extrapolierten Geraden, die die Amplituden von gewünschtem Mischprodukt und Intermodulationsprodukt als Funktion der Eingangsamplitude  $\hat{U}_G$  angeben. Aufgrund der sich mit  $R_{fb}$  ändernden Mischtranskonduktanz wird der Intermodulationsinterceptpunkt auf die Amplitude des Ausgangsstroms bezogen. Abbildung 3.30 zeigt das Ergebnis. In diese Abbildung ist ebenso der Wert der Ausgangsstromamplitude eingetragen, bei dem sich die Mischtranskonduktanz um 10 % verringert hat. Dies ist ein Maß für die Begrenzung des Ausgangsstroms.

Die Ergebnisse hinsichtlich der Begrenzung des Ausgangsstroms entsprechen dem, was aus Abbildung 3.29 zu erwarten ist. Mit zunehmendem  $R_{fb}$  vergrößert sich der quasilineare Bereich des Ausgangsstroms und damit die Aussteuerbar-

keit. Überraschend ist der mit steigendem  $R_{fb}$  — wenn auch nur leicht — abnehmende ausgangsbezogene Intermodulationsinterceptpunkt. In Hinblick auf Intermodulationsverzerrungen wird demzufolge keine Verbesserung durch Hinzufügen einer Stromgegenkopplung erreicht.

Wenn dem Mischer eine Stromgegenkopplung hinzugefügt wird, dann geschieht dies in erster Linie aus Erwägungen zur Arbeitspunkteinstellung heraus. Mit dem Widerstand  $R_{fb}$  kann nämlich auf die Stromquelle verzichtet werden und der Kollektorstrom mithilfe einer konstanten Basisspannung an  $T_{1,2}$  eingestellt werden. In diesem Fall können einige 100 mV Spannungsabfall über der Stromquelle eingespart werden.

### 3.5 Basisbandverstärker

Aufgabe des Basisbandverstärkers ist es, das Ausgangssignal des Mixers breitbandig auf einen definierten Pegel zu verstärken und mit einer festgelegten konstanten Impedanz für nachfolgende Schaltungen verfügbar zu machen. Aus den in Abschnitt 3.4.3 dargelegten Gründen muss der Basisbandverstärker selbst eine niedrige Eingangsimpedanz aufweisen, damit Bandbreite und Linearität des Mixers nicht beeinträchtigt werden. Weiterhin muss vom Ausgang des Mixers bis zum Ausgang der Gesamtschaltung eine Gleichspannungskopplung vorgesehen werden, da das Hochfrequenzsignal auf die Zwischenfrequenz null heruntergemischt wird und damit auch sehr niedrige Frequenzanteile noch Information enthalten.

Weil die erforderliche Grenzfrequenz des Basisbandverstärkers im Vergleich zur Transitfrequenz der verwendeten Halbleitertechnologie sehr niedrig ist, andererseits aber ein möglichst flacher Frequenzgang erwünscht ist, bietet es sich an, einen global gegengekoppelten Verstärker zu entwerfen. Da der Verstärker einen Eingangsstrom in eine Ausgangsspannung wandelt, handelt es sich um einen Transimpedanzverstärker, der durch eine Parallelspannungsgegenkopplung gekennzeichnet ist. Diese Art der Gegenkopplung realisiert sowohl einen sehr niedrigen Eingangswiderstand als auch einen niedrigen Ausgangswiderstand. Im Falle des Eingangs entspricht dies dem gewünschten Verhalten. Der Ausgang soll idealerweise jedoch an die Systemimpedanz angepasst sein. Es ist unsinnig und vor allem aufgrund von Parameterschwankungen kaum möglich, die Ausgangsstufe mit einem hohen Ausgangswiderstand zu entwerfen und den Gegenkoppelgrad genau so einzustellen, dass die gegengekoppelte Ausgangsimpedanz der Systemimpedanz entspricht. Daher muss entweder ein Serienwider-

stand von  $50\ \Omega$  nach dem Knoten, von dem aus gegengekoppelt wird, hinzugefügt werden oder als Ausgangsstufe eine Schaltung verwendet werden, die sehr breitbandig eine konstante Verstärkung und den gewünschten Ausgangswiderstand aufweist. Diese Stufe darf dann nicht in die globale Gegenkoppelschleife aufgenommen werden.

Da sich aus der gewählten Ausgangskonfiguration und vor allem den nötigen Spannungen einige Anforderungen an die übrige Schaltung ergeben, wird der Entwurf mit der Ausgangsstufe begonnen. Zu diesem Zweck werden verschiedene Topologien analysiert und miteinander verglichen. Dem schließt sich die Dimensionierung des Gegenkoppelnetzwerks und die Anbindung an den Mischer an. Schließlich werden die Eingangsstufe und — falls nötig — Zwischenstufen entworfen. Um dynamische Stabilität sicherzustellen und einen flachen Frequenzgang mit hoher Bandbreite zu erzielen, muss eine Frequenzgangkompensation durchgeführt werden. Zu diesem Zweck werden Pol-Nullstellen-Pläne der offenen Schleife und des Gesamtverstärkers mit geschlossener Schleife betrachtet und die Lage der Pole und Nullstellen geeignet beeinflusst. Bei allen Schritten ist darauf zu achten, dass vom Eingang bis zum Ausgang Gleichspannungskopplung vorliegt, so dass jeweils nur wenige der vielen denkbaren Lösungen umgesetzt werden können. Insbesondere muss stets bedacht werden, wie die Arbeitspunkte der einzelnen Stufen eingestellt werden können und wie sie sich gegenseitig beeinflussen. Die Entwurfsmethodik folgt in groben Zügen dem in [67] dargestellten Ansatz.

#### 3.5.1 Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe stellt eine gewisse Sonderrolle im Gesamtentwurf des Basisbandverstärkers dar, da sie aufgrund der Anforderung an den Ausgangswiderstand nicht vollständig in die Gegenkoppelschleife aufgenommen werden kann. Die globale Gegenkopplung wird maßgeblich deswegen eingesetzt, um die Nichtlinearität, die starke Frequenzabhängigkeit und die mitunter drastischen Parameterschwankungen der aktiven Bauelemente auszugleichen. Deswegen muss die Ausgangsstufe entweder breitbandig eine sehr konstante Verstärkung aufweisen, es darf nur ein passives Bauelement außerhalb der Gegenkoppelschleife eingesetzt werden oder die Stufe muss lokal gegengekoppelt werden. Die einzige Transistorgrundsaltung, die ohne Gegenkopplung eine konstante, niedrige Spannungsverstärkung und einen niedrigen Ausgangswiderstand aufweist, ist die Kollektorstufe. Ihr muss ein Serienwiderstand  $R_o = 50\ \Omega$  am Ausgang

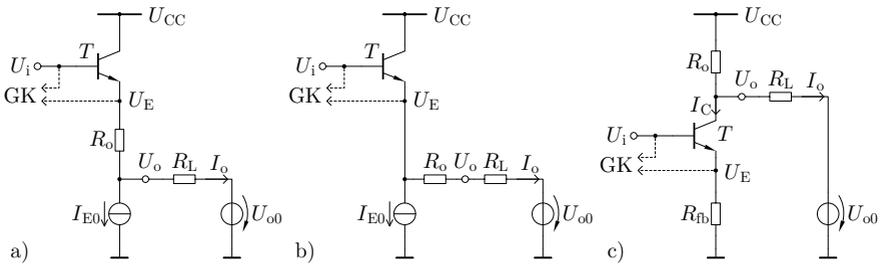


Abbildung 3.31: Mögliche Grundkonfigurationen der Ausgangsstufe. a), b) Kollektorstufe mit Serienwiderstand, c) Emittorstufe mit lokaler Stromgegenkopplung.

hinzugefügt werden, damit sich der gewünschte Ausgangswiderstand einstellt.<sup>1</sup> Die globale Gegenkopplung kann entweder vor dem Transistor abgezweigt werden — dann beruht die konstante Gesamtverstärkung darauf, dass die Kollektorstufe breitbandig in guter Näherung mit  $v = 1$  verstärkt — oder die Gegenkopplungsschleife wird am Emitter geschlossen. Dann ist die Kollektorstufe Bestandteil des durch globale Gegenkopplung optimierten Verstärkers und nur der Ausgangswiderstand wird durch  $R_o$  auf den gewünschten Wert angehoben. Der Serienwiderstand am Ausgang kann in zwei Varianten angeordnet werden: zum einen zwischen Emitter und der Ruhestromquelle; zum anderen vom Verbindungsknoten zwischen Emitter und Ruhestromquelle zum Ausgang. Die vier Kombinationsmöglichkeiten hinsichtlich Anschluss der globalen Gegenkopplung und Anordnung von  $R_o$  sind in den Abbildungen 3.31 a) und b) dargestellt.

Abbildung 3.31 c) zeigt eine lokal stromgegengekoppelte Emittorstufe als Ausgangskonfiguration. Da der Ausgang in diesem Fall am hochohmigen Kollektor des Transistors angeschlossen ist, wird der gewünschte Ausgangswiderstand über den parallelgeschalteten Widerstand  $R_o$  eingestellt. Die Rückführung zum Gegenkoppelnetzwerk kann nicht von diesem Knoten aus erfolgen, da der Ausgangswiderstand sonst sinken würde. Es verbleiben die Möglichkeiten, das Gegenkoppelnetzwerk an der Basis oder am Emitter des Transistors anzuschließen. Je nachdem, welche Variante realisiert wird, muss  $R_{fb}$  unterschiedlich dimensioniert werden.

<sup>1</sup> Der statische Ausgangswiderstand einer Kollektorstufe ist näherungsweise gleich  $1/g_m$ , so dass es theoretisch möglich ist, den gewünschten Ausgangswiderstand über den Kollektorstrom einzustellen. Praktisch scheidet diese Variante aus, da die Anforderungen an die Aussteuerbarkeit einen wesentlich größeren Kollektorstrom erforderlich machen.

Die Ausgangsstufe steuert den A/D-Wandler an, für den eine typische Eingangsspannung bei Vollaussteuerung von  $\hat{U}_{\text{diff}} = 300 \text{ mV}$  angenommen wird. Mit einem gewissen Sicherheitsfaktor muss die Ausgangsstufe damit  $\hat{U}_{\text{odiff}} = 350 \text{ mV}$  bzw.  $\hat{U}_o = 175 \text{ mV}$  Ausgangsspannung an  $R_L = 50 \Omega$  ( $\hat{=} 100 \Omega$  symmetrisch) liefern können. Daraus ergibt sich die Auslegung aller drei dargestellten Varianten.

#### Kollektorstufe mit $R_o$ zwischen Emitter und Stromquelle

Um mit der Schaltung nach Abbildung 3.31 a) den geforderten Ausgangsspannungshub für die negative Halbwelle zu erzielen, muss die Bedingung

$$I_{E0} > \frac{\hat{U}_o}{R_L} = 3,5 \text{ mA} \quad (3.15)$$

eingehalten werden. Praktisch wählt man  $I_{E0}$  noch etwas größer, um sicherzustellen, dass der Transistor stets im aktiven Normalbereich arbeitet. Daher wird

$$I_{E0} = 5 \text{ mA} \quad (3.16)$$

gewählt. Die Stromquelle, die  $I_{E0}$  erzeugt, und am einfachsten mit einem Bipolartransistor zu realisieren ist, darf nicht im Sättigungsbereich des Transistors betrieben werden, weil ihr Ausgangswiderstand sonst rapide absinkt. Daher muss sie mit mindestens  $U_{CE\text{min}} = 0,5 \text{ V}$  betrieben werden. Kritisch ist dabei ebenfalls die negative Halbwelle des Ausgangssignals, so dass gefordert wird

$$U_o^- = U_{o0} - \hat{U}_o > 0,5 \text{ V} \quad \rightarrow \quad U_{o0} = 0,7 \text{ V}. \quad (3.17)$$

Bei Aussteuerung in positiver Richtung am Ausgang fließt durch die Last der Strom

$$I_o^+ = \frac{\hat{U}_o}{R_L} = 3,5 \text{ mA}, \quad (3.18)$$

so dass sich am Emitter des Transistors die Spannung

$$U_E^+ = U_{o0} + \hat{U}_o + (I_{E0} + I_o^+) R_o = 1,3 \text{ V} \quad (3.19)$$

einstellt. Am Eingang der Stufe ergibt sich damit

$$U_i^+ = U_E^+ + U_{BE0} = 2,2 \text{ V}, \quad (3.20)$$

wenn für die Basis-Emitter-Diode eine typische Flussspannung von  $U_{BE0} = 0,9 \text{ V}$  angenommen wird.

Wie Gleichung (3.20) zeigt, lässt sich die Kollektorstufe mit  $R_o$  zwischen Emitter und Stromquelle praktisch nicht realisieren. Keine vorhergehende Stufe kann die Ausgangsstufe bis exakt zur Betriebsspannung aussteuern. Auch wenn die Versorgungsspannung der Ausgangsstufe angehoben wird, bringt dies keine Verbesserung. Aus diesen Gründen muss der Ansatz gemäß Abbildung 3.31 a) verworfen werden.

### Kollektorstufe mit $R_o$ nach der Stromquelle

Die Dimensionierung der Kollektorstufe mit  $R_o$  nach der Stromquelle erfolgt sehr ähnlich wie im vorhergehenden Abschnitt. Für Vollaussteuerung der negativen Halbwelle gilt auch hier

$$I_{E0} > \frac{\hat{U}_o}{R_L} = 3,5 \text{ mA} \quad \rightarrow \quad I_{E0} = 5 \text{ mA}. \quad (3.21)$$

Bei der negativen Halbwelle benötigt die Stromquelle eine ausreichende Spannung

$$U_E^- = U_{o0} - \frac{R_o + R_L}{R_L} \hat{U}_o > 0,5 \text{ V} \quad (3.22)$$

$$U_{o0} > 0,85 \text{ V} \quad \rightarrow \quad U_{o0} = 0,9 \text{ V}. \quad (3.23)$$

Damit folgt die Spannung am Emitter bei Aussteuerung in positive Richtung

$$U_E^+ = U_{o0} + \frac{R_o + R_L}{R_L} \hat{U}_o = 1,25 \text{ V} \quad (3.24)$$

sowie die Spannung am Eingang

$$U_i^+ = U_E^+ + U_{BE0} = 2,15 \text{ V}. \quad (3.25)$$

Damit gilt sinngemäß dasselbe wie für die erste betrachtete Variante der Kollektorstufe. Auch dieser Ansatz ist demzufolge nicht realisierbar.

### Stromgegekoppelte Emitterstufe

Bei der stromgegekoppelten Emitterstufe arbeitet der Transistor auf die Parallelschaltung von Ausgangswiderstand und Lastwiderstand. Damit der Tran-

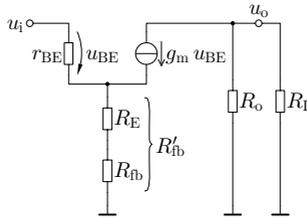


Abbildung 3.32: Kleinsignal-Ersatzschaltung der Emitterstufe mit Stromgegenkopplung.

sistor bei Vollaussteuerung der positiven Halbwelle nicht ausschaltet, muss gelten

$$I_{C0} > \frac{\hat{U}_o}{R_o \parallel R_L} = 7 \text{ mA} \quad \rightarrow \quad I_{C0} = 8 \text{ mA.} \quad (3.26)$$

Daraus ergibt sich

$$U_{o0} = U_{CC} - R_o I_{C0} = 1,8 \text{ V.} \quad (3.27)$$

Der Transistor muss die steilen Flanken des heruntergemischten Empfangssignals verarbeiten. Daher wird für ihn eine etwas höhere Grenze der minimalen Kollektor-Emitter-Spannung angenommen als für die Stromquellen. Es gelte  $U_{CEmin} = 0,7 \text{ V}$ . Daraus ergibt sich die maximal zulässige Spannung an der Basis<sup>2</sup> bei Vollaussteuerung des Ausgangs in negative Richtung

$$U_i^- < U_{o0} - \hat{U}_o - U_{CEmin} + U_{BE0} = 1,83 \text{ V.} \quad (3.28)$$

Wenn die Gegenkopplung so dimensioniert wird, dass die Spannungsverstärkung  $|v| = 1$  ist, dann gilt für die Eingangsspannung im Arbeitspunkt

$$U_{i0} = U_i^- - \hat{U}_o < 1,65 \text{ V} \quad (3.29)$$

und für die Spannung am Emitter

$$U_{E0} = U_{i0} - U_{BE0} < 0,75 \text{ V.} \quad (3.30)$$

Die Dimensionierung des Widerstands  $R_{fb}$  erfolgt nicht aus Großsignalerwägungen heraus, sondern aus der Anforderung an die Kleinsignal-Spannungsverstärkung  $v$ . Abbildung 3.32 zeigt das zugehörige Kleinsignalersatzschaltbild.

<sup>2</sup> Der Hochindex  $-$  bezieht sich auf die Aussteuerung am Ausgang. Am Eingang entspricht dies der positiven Halbwelle.

Der transistorinterne Emitterbahnwiderstand ist mit  $R_{fb}$  zum Widerstand  $R'_{fb}$  zusammengefasst. Das Lösen der Netzwerkgleichungen liefert die Spannungsverstärkung

$$v = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m (R_o \parallel R_L)}{1 + g_m R'_{fb}}, \quad (3.31)$$

woraus mit  $|v| = 1$  die Dimensionierung von  $R_{fb}$  folgt

$$R_{fb} = R_o \parallel R_L - \frac{1}{g_m} - R_E = 16,4 \Omega. \quad (3.32)$$

Dabei ist  $R_E = 3,9 \Omega$  dem Transistormodell des für den Strom  $I_{C0}$  geeigneten Transistors entnommen. Die simulierte Transkonduktanz  $g_m = 215 \text{ mS}$  weicht von der einfachen Formel  $g_m = I_{C0}/U_T = 308 \text{ mS}$  merklich ab, weil einerseits die Temperatur des Transistors auf  $\vartheta = 50^\circ \text{C}$  ansteigt und andererseits die Steilheit des Transistors bei hohen Kollektorströmen sättigt.

Mit diesem Wert für  $R_{fb}$  ergäbe sich ein notwendiges Emitter-Potential im Arbeitspunkt von

$$U_{E0} = I_{C0} \cdot R_{fb} = 0,13 \text{ V}. \quad (3.33)$$

Aufgrund dieser sehr geringen Spannung ist die Einstellung des Kollektorstromes über ein festes Basispotential nicht zuverlässig realisierbar. Zudem muss bedacht werden, dass die vorhergehende Stufe gleichspannungsgekoppelt angeschlossen ist, weswegen sich das Basispotential in Abhängigkeit der Vorstufen einstellt und nicht ohne weiteres geregelt werden kann.

Andererseits ergibt sich aus dem hohen möglichen Emitterpotential gemäß Gleichung (3.30) die Möglichkeit, den Kollektorstrom mithilfe einer Transistorstromquelle im Emittierzweig einzustellen. Dann muss jedoch dafür gesorgt werden, dass die Gegenkopplung bis hin zu niedrigen Frequenzen unabhängig von der Stromquelle arbeitet. Es bietet sich daher an, anstelle zweier einfacher Emittierstufen am Ausgang ein stromgegekoppeltes Differenzpaar mit Emittierstromquelle aufzubauen. Dafür bestehen zwei Möglichkeiten, die in Abbildung 3.33 gezeigt sind. Diese Möglichkeiten unterscheiden sich großsignalmäßig, was die nötige Stromtragfähigkeit des Widerstands  $R_{fb}$  bei Vollaussteuerung angeht und die minimale Kollektor-Emitter-Spannung der Transistoren des Differenzpaares. Um dies zu illustrieren, sind in beide Schaltungen die Potentiale und Ströme bei Vollaussteuerung eingetragen. Im Fall a) sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung an  $T_2$  bis auf  $0,88 \text{ V}$  ab, wovon sich Fall b) mit  $0,9 \text{ V}$  nur unwesentlich unterscheidet. Deutlich unterschiedlich ist jedoch der Effektivwert

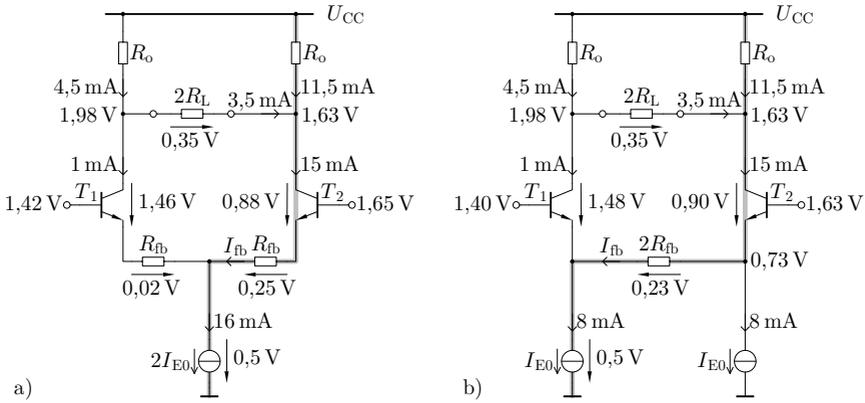


Abbildung 3.33: Varianten der Stromgegenkopplung beim Differenzverstärker. Die Hervorhebung kennzeichnet den kritischen Spannungspfad.

des Stromes, der bei Vollaussteuerung durch  $R_{fb}$  fließt. Unter der etwas vereinfachten Annahme, dass dieser Strom sinusförmig ist, ergibt sich im Fall a)

$$I_{fbRMS} = \sqrt{I_{E0}^2 + \frac{\hat{I}_C^2}{2}} = 9,4\text{ mA}. \quad (3.34)$$

Im Fall b) fließt kein Ruhestrom durch  $R_{fb}$ , so dass dafür gilt

$$I_{fbRMS} = \frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}} = 4,9\text{ mA}. \quad (3.35)$$

Dies erlaubt im Fall b) eine geometrisch deutlich kleinere Auslegung von  $R_{fb}$ , die neben der Platzersparnis den Vorteil wesentlich geringerer parasitärer Kapazitäten hat. Aus diesem Grund wird die Variante gemäß Abbildung 3.33 b) als Ausgangsstufe realisiert. Das Eingangspotential im Arbeitspunkt beträgt dann

$$U_{i0} = 1,63\text{ V} - \hat{U}_o = 1,46\text{ V}. \quad (3.36)$$

Dass die Ausgangsstufe wie gewünscht arbeitet, zeigen die Abbildungen 3.34 und 3.35. Aus dem ersten Diagramm geht hervor, dass durch die lokale Gegenkopplung bis weit in den zweistelligen Gigahertzbereich hinein die Spannungsverstärkung betragsmäßig sehr genau gleich eins ist. Auch die Ausgangsanpassung ist hervorragend. Diese Breitbandigkeit spiegelt sich in dem in der

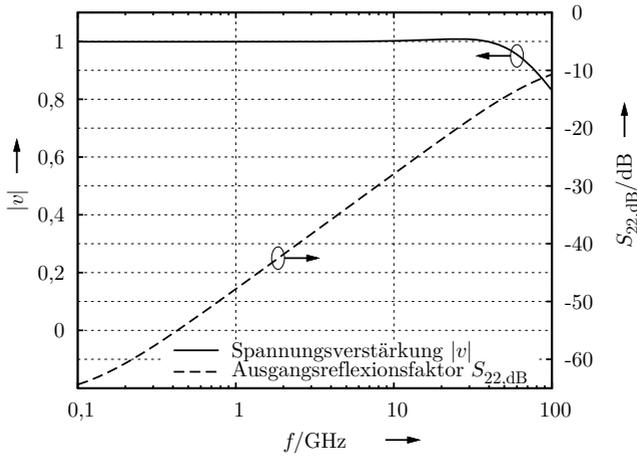


Abbildung 3.34: Simulierte Spannungsverstärkung und Ausgangsanpassung der Ausgangsstufe.

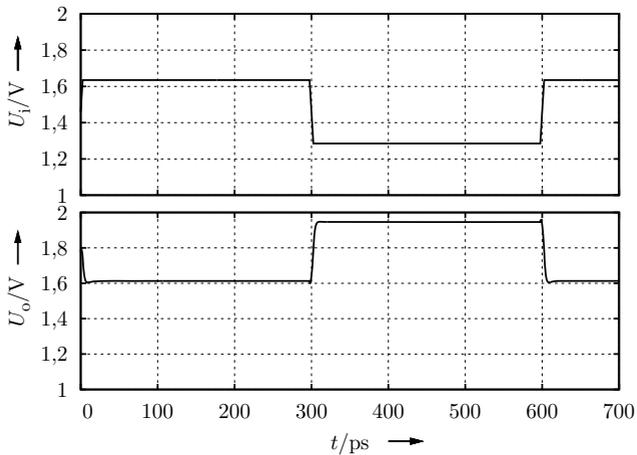


Abbildung 3.35: Simulierte Eingangs- und Ausgangsspannung der Ausgangsstufe mit 0101-Folge bei 3,3 Gbit/s Symbolrate.

zweiten Abbildung gezeigten Großsignalverhalten wieder, das exemplarisch für eine Pulsfolge mit 3,3 Gbit/s Symbolrate dargestellt ist.

#### 3.5.2 Gegenkopplung und Einfluss auf den Arbeitspunkt des Mischers

Aus den Linearitätsbetrachtungen in Abschnitt 3.4.4 geht hervor, dass sich der Mischer bis etwa 1 mA sehr linear aussteuern lässt. Dieser Strom soll zu einer Vollaussteuerung der A/D-Wandler am Ausgang führen, so dass eine Ausgangsspannung von  $\hat{U}_{\text{odiff}} = 300 \text{ mV}$  erreicht werden muss. Demzufolge muss der Verstärker eine Transresistanz von  $R_{\text{Tdiff}} = 300 \Omega$  aufweisen. Daraus folgt — bei hinreichend hoher Verstärkung des Vorwärtspfades — die Verwendung von je einem 150- $\Omega$ -Widerstand pro Zweig in Anordnung einer Parallelspannungsgegenkopplung.

In Abbildung 3.31 c) sind zwei Knoten als mögliche Anschlusspunkte des Gegenkoppelnetzwerks gekennzeichnet. Im vorangegangenen Abschnitt wurden als Arbeitspunktspannungen  $U_{i0} = 1,5 \text{ V}$  sowie  $U_{E0} = 0,6 \text{ V}$  bestimmt. Über den Gegenkoppelwiderständen sollte keinerlei Gleichspannung anliegen, da aufgrund des niedrigen Widerstandswerts sonst sofort ein merklicher Strom flösse. Durch diesen würde das Potential am Ausgang des Mischers absinken, was dessen Aussteuerbarkeit verringern würde, und sämtliche vom Gleichstrom durchflossenen Bauelemente müssten für die zusätzliche Strombelastung dimensioniert werden, was mit vergrößerten Parasitärkapazitäten einherginge.

Im eingesetzten GILBERT-Mischer liegen jeweils zwei Kollektor-Emitter-Strecken, die der Transkonduktanzstufe und die der Schalttransistoren, in Serie. Bei sehr kleinem Lastwiderstand, so dass keine Spannungsauslenkung am Kollektor der Schalttransistoren erfolgt, müssen für jede Kollektor-Emitter-Strecke ungefähr  $U_{\text{CEmin}} = 0,7 \text{ V}$  Arbeitspunktspannung vorgesehen werden. Eine gefaltete Konfiguration der Art npn-pnp, die weniger Spannung benötigt, ist aufgrund nicht vorhandener pnp-Transistoren nicht realisierbar. Selbst wenn keine Stromquelle vorhanden ist, sondern der Kollektorstrom der Transkonduktanzstufe über einen Hilfstransistor, dessen Basis gleichspannungsmäßig mit dem HF-Eingang verbunden ist, eingestellt wird, ist das Potential am Ausgang damit auf 1,4 V zuzüglich dem Spannungsabfall über den Gegenkoppelwiderstand im Mischer nach unten begrenzt. Aus diesem Grund lässt sich das Gegenkoppelnetzwerk ausschließlich an der Basis der Ausgangsstufe mit 1,5 V Potential anschließen. Dieses Potential muss gleich der Ausgangsspannung des Mischers  $U_{\text{omix}0}$  sein. Weil selbst in dieser Anordnung nicht ausreichend Spannungsreser-

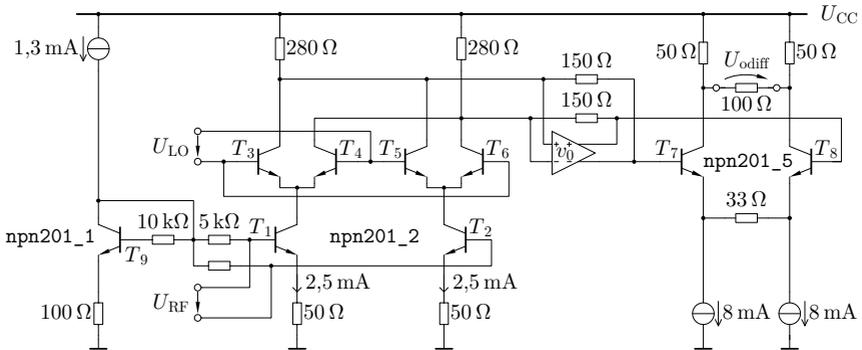


Abbildung 3.36: Dimensionierung und Anordnung von Mischer, Verstärkerblock, Gegenkopplnetzwerk und Ausgangsstufe.

ve für eine Emitterstromquelle im Mischer vorhanden ist, muss auf die erwähnte Anordnung mit einem Hilfstransistor, dessen Strom gespiegelt wird, zurückgegriffen werden. Mit einem Ruhestrom des Mixers  $I_0 = 5 \text{ mA}$  folgt damit der Kollektorwiderstand am Mischerausgang

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{omix0}}{I_0/2} = 280 \Omega. \quad (3.37)$$

Diese Ergebnisse sind in Abbildung 3.36 zusammengefasst. Der Entwurf der Verstärkerstufen, die den aktiven Block  $v_0$  realisieren, sowie deren Frequenzgangkompensation wird in den folgenden beiden Abschnitten beschrieben.

### 3.5.3 Verstärkerblock

Der Verstärkerblock, der in Abbildung 3.36 mit  $v_0$  gekennzeichnet ist, muss denselben Ausgangspegel liefern, wie die nachfolgende Ausgangsstufe. Für keine der enthaltenen Stufen muss eine lokale Gegenkopplung vorgesehen werden, da sie in die globale Gegenkopplung einbezogen sind. Vielmehr ist es sogar wünschenswert, dass jede Stufe eine möglichst hohe Verstärkung aufweist, damit der gegengekoppelte Transimpedanzverstärker dem Idealfall möglichst nahe kommt. Der Ausgangswiderstand der Stufen ist unerheblich. Aus diesen Gründen kommen im Verstärkerblock vorzugsweise Emitterstufen, bzw. Differenzpaare als symmetrisches Äquivalent der Emitterstufe, zum Einsatz. Sie weisen eine Strom- und Spannungsverstärkung auf und kommen damit der Anforderung nach möglichst hoher Stufenverstärkung am besten nahe.

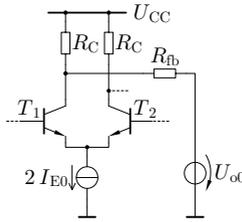


Abbildung 3.37: Ausgangsstufe des Verstärkerblocks mit Belastung durch  $R_{fb}$ .

Hinsichtlich der Aussteuerbarkeit der letzten Stufe des Verstärkerblocks gelten sehr ähnliche Betrachtungen wie für die Ausgangsstufe des Transimpedanzverstärkers. Daher wird auch dafür ein Differenzverstärker eingesetzt, allerdings ohne lokale Gegenkopplung. Im einstelligen Gigahertzbereich wird die Belastung des Differenzverstärkers vom Gegenkoppelwiderstand  $R_{fb}$  dominiert, der bei ausreichend hoher Schleifenverstärkung in guter Näherung als kleinsignalmäßig mit Masse verbunden angesehen werden kann. Diese Konfiguration ist in Abbildung 3.37 dargestellt.

Der Strom durch den Transistor  $T_1$  kann sich zwischen 0 und  $2I_{E0}$  ändern, wobei im Arbeitspunkt  $I_{E0}$  fließt. Damit gilt für die Aussteuerung sowohl in positive als auch in negative Richtung

$$\hat{U}_o < I_{E0} (R_C \parallel R_{fb}) \quad (3.38)$$

sowie im Arbeitspunkt

$$I_{E0} = \frac{U_{CC} - U_{o0}}{R_C}. \quad (3.39)$$

Mit  $\hat{U}_o = 175 \text{ mV}$ ,  $R_{fb} = 150 \Omega$  und  $U_{CC} = 2,2 \text{ V}$  ergibt sich als größtmöglicher Kollektorwiderstand unter dem Aspekt der Aussteuerbarkeit  $R_C = 450 \Omega$  mit einem zugehörigen Strom von  $2I_{E0} = 3,1 \text{ mA}$ . Die mit dieser Dimensionierung gemäß Gleichung (3.31) berechnete Stufenverstärkung liegt jedoch mit  $|v| = 2,6$  bei einem sehr niedrigen Wert.<sup>3</sup> Eine gewisse Verbesserung ist mit einem größeren Strom  $2I_{E0}$  und entsprechend verkleinertem  $R_C$  möglich. Gewählt

<sup>3</sup> Der Berechnung ist der reale Wert  $g_m = 41 \text{ mS}$  und ein parasitärer Emitterbahnwiderstand  $R'_{fb} = R_E = 20 \Omega$  für den Transistor npn201\_1 zugrunde gelegt.

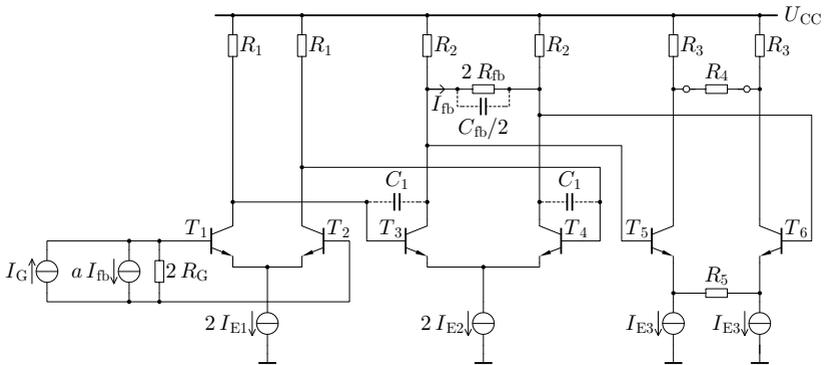


Abbildung 3.38: Verstärkermodell zur Frequenzgangkompensation.

wurde die Kombination  $R_C = 100 \Omega$  und  $2I_{E0} = 14 \text{ mA}$ , mit der  $|v| = 5,6$  erreicht wird.

Da eine Spannungsverstärkung des Vorwärtspfads von  $|v| = 5,6$  nicht ausreichend für eine effektive Gegenkopplung ist, muss eine weitere Stufe hinzugefügt werden. Diese wird ebenfalls als Differenzpaar ausgeführt, wobei die Dimensionierung unkritisch ist, da sowohl die nötige Aussteuerbarkeit gering als auch der Lastwiderstand sehr viel größer als bei der Ausgangsstufe ist. Gewählt wurde  $R_C = 400 \Omega$  und  $2I_{E0} = 3,5 \text{ mA}$ .

### 3.5.4 Frequenzgangkompensation

Gegengekoppelte Verstärker müssen stets auf Stabilität überprüft werden, und es sollte eine Frequenzgangkompensation vorgenommen werden. Bei Systemen mit einer Schleife ist die Lage der Pole des gegengekoppelten Systems, und damit die Stabilität, bereits durch die Übertragungsfunktion der offenen Schleife, also durch die Schleifenverstärkung eindeutig bestimmt. Die Schleifenverstärkung des Verstärkerblocks wird mithilfe der Schaltung in [Abbildung 3.38](#) simulativ ermittelt. Das Ausgangssignal des Mixers ist der Strom  $I_G$ . Gemeinsam mit dem Eingangswiderstand des Transimpedanzverstärkers bilden die beiden Kollektorwiderstände im Mischer  $2R_G = 560 \Omega$  einen frequenzabhängigen Stromteiler. Bezieht man  $2R_G$  in die Frequenzgangkompensation mit ein, ist die durch diese Widerstände verursachte Grenzfrequenz in der Analyse enthalten und wird deswegen in die Optimierung eingeschlossen.

Die für die Gegenkopplung nötige Differenzbildung von Eingangssignal und auf den Eingang rückgeführtem Ausgangssignal erfolgt als Summation der Ströme  $I_G$  und  $I_{fb}$  am Eingangsknoten. Während  $I_{fb}$  im Idealfall ausschließlich linear von der Ausgangsspannung abhängig ist, kommt in der realen Schaltung der Einfluss der Eingangsspannung hinzu. Diese ist jedoch bei ausreichend hoher Verstärkung des Vorwärtspfads sehr klein, so dass die praktische Schaltung dem Idealfall nahe kommt. Aus diesen Überlegungen folgt, dass  $I_{fb}$  in der offenen Schleife dergestalt ermittelt werden muss, dass  $R_{fb}$  mit Masse verbunden ist. In der symmetrischen Schaltung kann  $2R_{fb}$  auch direkt zwischen den beiden Ausgängen angeordnet werden. Die Ausgangsstufe  $T_{5,6}$  ist nicht Bestandteil der Schleife. Dennoch belastet ihr Eingangswiderstand die Stufe  $T_{3,4}$  und beeinflusst deswegen die Schleifenverstärkung. Daher wird sie in das Verstärkermodell zur Frequenzgangkompensation aufgenommen. Die Kondensatoren  $C_{fb}$  und  $C_1$  können zur Frequenzgangkompensation hinzugefügt werden, sind jedoch zu Beginn nicht vorhanden.

Der Faktor  $a$  ist zunächst gleich null, so dass die gesteuerte Quelle am Eingang ohne Wirkung ist. Dann ist der Quotient  $I_{fb}/I_G$  gleich der Schleifenverstärkung. Mit zunehmender Rückführung des Stroms  $I_{fb}$  auf den Eingang bewegen sich die Pole und die Nullstellen des Quotienten  $I_{fb}/I_G$  in der komplexen Ebene entlang bestimmter Bahnen. Diese Bahnen folgen festen Regeln, die beispielsweise in [67] erläutert sind. Das kontinuierliche Anheben der Rückführung auf den Eingang erfolgt in der in Abbildung 3.38 gezeigten Schaltung durch schrittweises Vergrößern des Faktors  $a$  von null auf eins. Die Bahnen der Pole können auch analytisch eindeutig aus der Schleifenverstärkung berechnet werden.

Abbildung 3.39 zeigt den Pol-Nullstellen-Plan des unkompenzierten Verstärkers.<sup>4</sup> Aus der Tatsache, dass die beiden niederfrequenten Pole beim Vergrößern der Rückführung auf  $a = 1$  in die rechte Halbebene wandern, folgt, dass der unkompenzierte Verstärker instabil ist. Aufgabe der Frequenzgangkompensation ist es, Pole und Nullstellen derart zu verschieben oder hinzuzufügen, dass bei geschlossener Gegenkopplung alle Pole in der linken Halbebene liegen. Ein flacher Verlauf des Frequenzgangs bei größtmöglicher Bandbreite wird erreicht, wenn die Pole in BUTTERWORTH-Position gebracht werden.

---

<sup>4</sup> Temperatureffekte verursachen weitere Pole und Nullstellen bei Frequenzen in der Größenordnung von 1 GHz, die ein geringfügiges Absinken der Stromverstärkung zur Folge haben. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde die Selbsterwärmung der Transistoren im Modell deaktiviert.

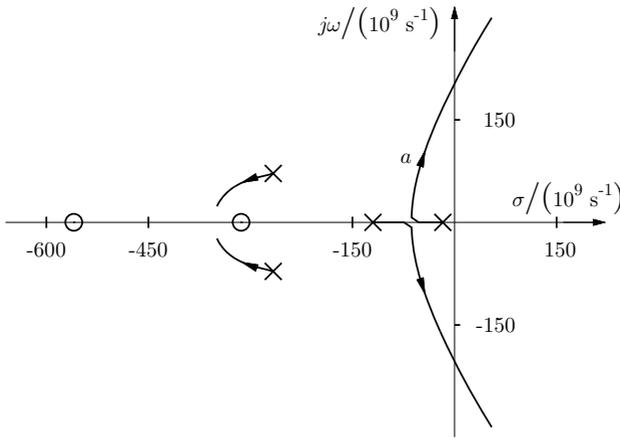


Abbildung 3.39: Pol-Nullstellen-Plan des unkompenzierten Verstärkers.

Eine Möglichkeit der Beeinflussung ist das Hinzufügen einer Nullstelle. Nullstellen lenken die Bahnen der Pole in ihre Richtung und können somit verhindern, dass ein Pol in die rechte Halbebene wandert. Da Nullstellen jedoch selbst einen Einfluss auf den Frequenzgang des Verstärkers haben, sollten sie so eingefügt werden, dass sie im Vorwärtspfad nicht auftauchen (*phantom zero*). In der gegebenen Schaltung bietet es sich an, eine Nullstelle im Gegenkoppelnetzwerk einzufügen, was mithilfe der Kapazität  $C_{fb}$  geschieht. [Abbildung 3.40](#) zeigt den Einfluss dieser grau gekennzeichneten Nullstelle auf die Ortskurve der Pole. Für den mit durchgezogenen Linien gezeichneten Fall, dass ausschließlich  $C_{fb}$  vorhanden ist, hat die Nullstelle nur einen geringen Einfluss auf die Bahnen der beiden niederfrequenten Pole. Der Grund dafür liegt darin, dass sich mit zunehmender Gegenkopplung einer der beiden höherfrequenten Pole der Nullstelle annähert und damit ihren Einfluss abschwächt. Fügt man zusätzlich die Kapazitäten  $C_1$  zwischen Kollektoren und Basen der zweiten Stufe ein, verschiebt sich die Position der höherfrequenten Pole bei offener Schleife weiter nach links, so dass die Nullstelle beim sukzessiven Schließen der Schleife länger wirksam bleibt.

Prinzipiell lassen sich mithilfe dieser und weiterer, ähnlicher Maßnahmen die Pole in BUTTERWORTH-Position bringen. Allerdings gilt die anfangs getroffene Annahme, dass  $I_{fb}$  in guter Näherung nicht von der Eingangsspannung abhängt, aufgrund der geringen Stufenanzahl und damit auch geringen Schleifenverstär-

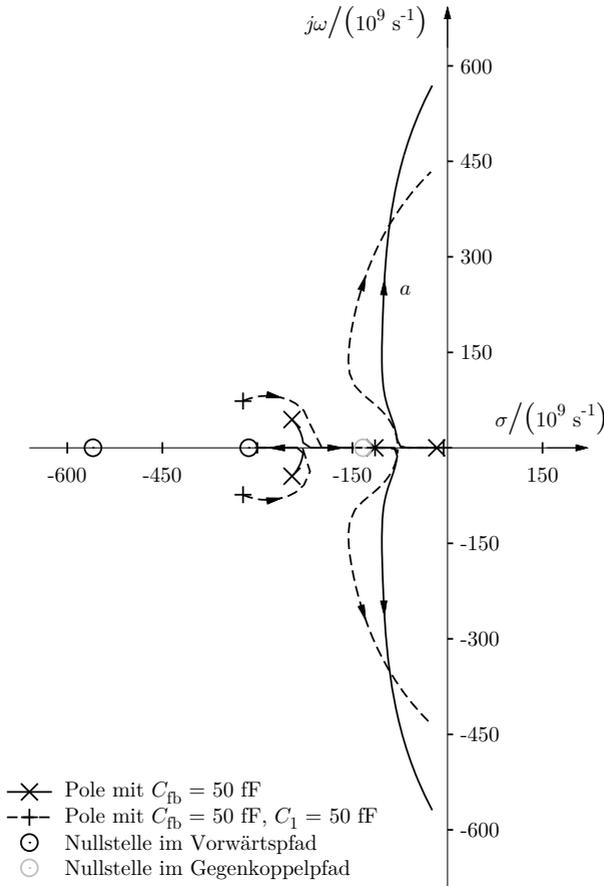


Abbildung 3.40: Einfluss von  $C_{fb}$  und  $C_1$  auf die Ortskurve des Pol-Nullstellen-Plans.

kung nur für niedrige Frequenzen. Aus diesem Grund ändert sich die Lage der Pole, wenn die idealisierte Rückführung mit der gesteuerten Quelle entfernt und  $R_{fb}$  direkt mit dem Eingang verbunden wird. Daher müssen die Werte für  $C_1$  und  $C_{fb}$  anschließend noch einmal angepasst werden. Die vollständige Schaltung des Basisbandverstärkers ist in Abbildung 3.41 dargestellt. Abbildung 3.42 gibt die mit dieser Schaltung erzielte Konfiguration von Pol- und Nullstellen der Transimpedanz  $\underline{U}_{odiff}/\underline{I}_G$  an. Die Eckfrequenz  $f_c = 29,6 \text{ GHz}$

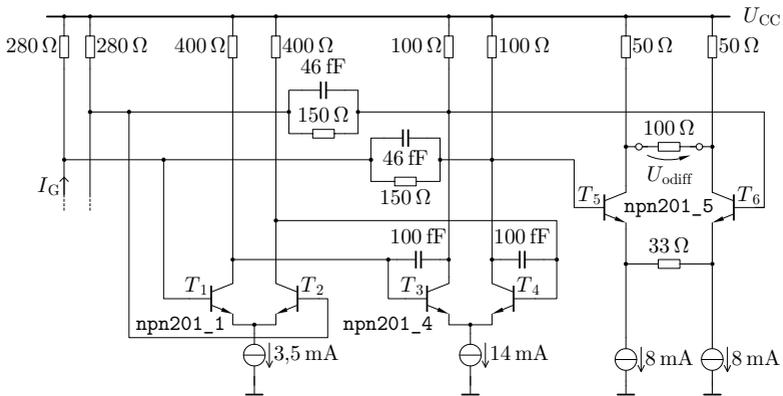


Abbildung 3.41: Vollständig dimensionierte Schaltung des Basisbandverstärkers.

der Pole ist als Halbkreis in das Diagramm eingetragen. Dadurch, dass die Pole der endgültigen Schaltung nahezu ideale BUTTERWORTH-Lage bei sehr hoher Eckfrequenz haben, ergibt sich auch ein außerordentlich gutes Verhalten der Schaltung im Zeitbereich. Dies ist aus dem Augendiagramm in [Abbildung 3.43](#) ersichtlich.

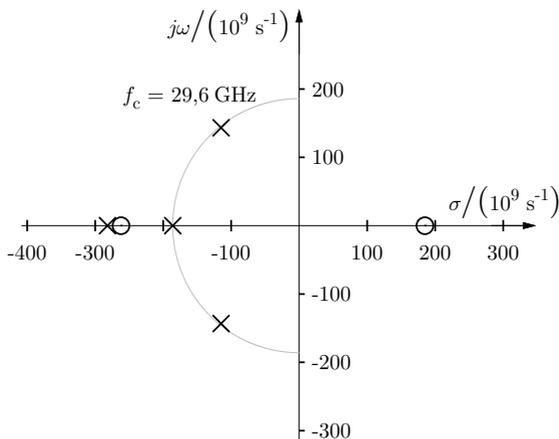


Abbildung 3.42: Pol-Nullstellen-Plan des kompensierten Basisbandverstärkers.

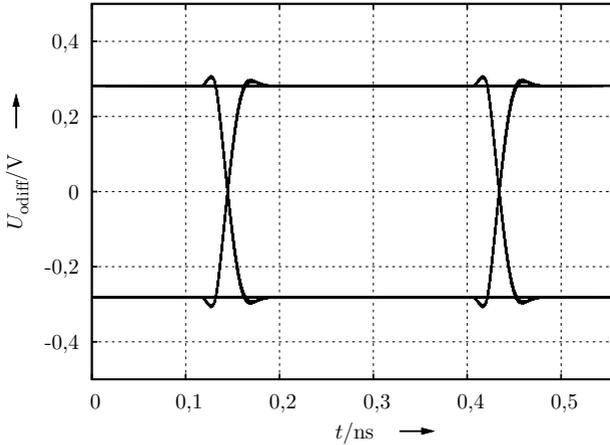


Abbildung 3.43: Simuliertes Augendiagramm eines 3,5 Gbit/s-Signals am Ausgang des Basisbandverstärkers.

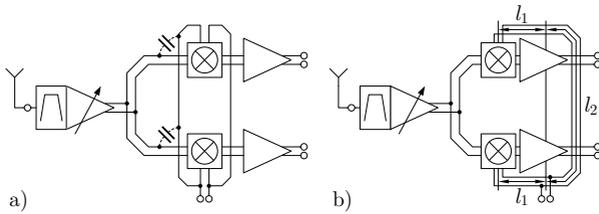
## 3.6 Quadraturphasenerzeugung

Für den Abwärtsmischer werden zwei LO-Signale benötigt, die um  $90^\circ$  gegeneinander phasenverschoben sind. Da der Synthesizer nicht im Empfänger-IC enthalten ist, besteht keine Möglichkeit, diese Signale direkt einem Quadraturoszillator zu entnehmen; die Quadratursignale müssen demnach aus einem einzigen Oszillatorsignal gewonnen werden.

### 3.6.1 Schaltungsvarianten

Die Quadraturphasenerzeugung kann mithilfe eines Frequenzverdopplers geschehen, der zwei, auf unterschiedliche Flanken triggernde, Toggle-Flipflops ansteuert. Aufgrund der hohen auftretenden Frequenzen und des vergleichsweise hohen schaltungstechnischen Aufwands ist diese Lösung jedoch unpraktikabel. Einfacher zu realisieren sind Filterstrukturen wie Polyphasenfilter oder leitungsbasierte Phasenschiebernetzwerke. Da sich die Leitungsmodelle als sehr genau erwiesen haben und die Mischer mit einer festen LO-Frequenz betrieben werden, ist insbesondere die letzte Variante erfolgversprechend.

Zwei Schwierigkeiten müssen jedoch beim Entwurf bedacht werden. Aufgrund der Verluste in den unterschiedlich langen Leitungen zum Mischereingang und

Abbildung 3.44: Varianten der Anordnung einer  $90^\circ$ -Verzögerungsleitung.

der unterschiedlichen Impedanztransformation in beiden Pfaden sind auch die Pegel an den beiden LO-Eingängen der Mischer verschieden. Dies führt zu einem unterschiedlichen Mischgewinn und damit einer Amplitudenungleichheit des I- und des Q-Pfads. Zwei mögliche Lösungen kommen in Betracht: Die Leitungslängen können so gewählt werden, dass die Verluste in der längeren Leitung durch eine gezielte Impedanztransformation und damit eine ungleiche Leistungsverteilung am Verbindungsknoten der Leitungen aufgewogen werden. Alternativ kann ein Spannungsteiler am Eingang des Mixers mit dem nicht verzögerten LO-Signal beide Pegel angleichen. Als zweite Schwierigkeit ist das Eingangsverhalten des Mixers von den Prozesseigenschaften abhängig und schwankt zeitabhängig mit der anliegenden Spannung. Da die Phasenlage am Ausgang der Verzögerungsleitung von der Lastimpedanz abhängt, kann sich dadurch der Phasenunterschied zwischen beiden Mixern ändern, obwohl die Leitungen exakt modelliert sind. Auch in diesem Fall bringt ein Spannungsteiler am Mischereingang Vorteile, weil das Eingangsverhalten des Spannungsteilers nicht so stark schwankt wie die Mischereingangscharakteristik.

Der Entwurf des Phasenschiebernetzwerks mit Leitungen ist stark an die Layoutgeometrie gekoppelt, da definierte Abstände zwischen den beiden Mixern eingehalten werden müssen. Es wird mit symmetrischen Signalen gearbeitet, so dass an jeden Mischer zwei LO-Leitungen herangeführt werden müssen. Die Anordnung in Abbildung 3.44 a) hat den Vorteil, dass die beiden Leitungen, die das LO-Signal des oberen Mixers um  $90^\circ$  verzögern, exakt dieselbe Länge haben. Allerdings ist nicht ausgeschlossen, dass es zu Übersprechen auf den Mischereingang kommt, was im Bild durch zwei Kondensatoren angedeutet ist. Solches Übersprechen führt zu einem geringen Anteil des LO-Signals im HF-Eingangssignal, was einen Gleichspannungsanteil am Ausgang zur Folge hat. Die Leitungsführung entsprechend Abbildung 3.44 b) verbessert die Isolation

zwischen LO-Signal und dem HF-Eingang. Dabei wird das LO-Signal über Koplanarleitungen geführt.

Die Leitungsparameter der Koplanarleitung haben direkten Einfluss auf die Amplituden- und Phasengenauigkeit der beiden LO-Signale. Eine zuverlässige Modellierung setzt die genaue Kenntnis des Dielektrikums zwischen den beiden Leitungen voraus. Werden die Leitungen auf der obersten Metalllage (Topmetal 2) ausgeführt, ist diese Voraussetzung aufgrund der undefinierten Dicke von oberster Oxidschicht und Passivierung nicht gegeben. Deswegen wird die vierte Metalllage (Topmetal 1), die vollständig in Siliziumdioxid eingebettet ist, für die Verzögerungsleitungen verwendet. Die Leitungen werden mit einer durchgehenden Metallschicht auf der untersten Metallisierungsebene (Metal 1) gegen das Substrat abgeschirmt. Der Abstand zwischen beiden Signalleitungen sollte einerseits kleiner als der doppelte Abstand zur untersten Metallebene sein, damit die Wellenausbreitung im Koplanarmode zwischen den Leitern stattfindet, andererseits ist ein hoher Wellenwiderstand wünschenswert, weswegen als Kompromiss ein Abstand von  $5\ \mu\text{m}$  gewählt wird. Die Leiterzugbreite kann gering sein, da die höchste Stromdichte an den Innenkanten der Leiter auftritt. Jedoch laufen die Ätzprozesse reproduzierbarer ab, wenn nicht mit der Mindestbreite gearbeitet wird. Daher wird die Leiterbreite auf  $3\ \mu\text{m}$  festgelegt. Eine solche Leitungskonfiguration hat im symmetrischen Mode einen Wellenwiderstand von  $Z_w = (94 - j4)\ \Omega$  bei einer Wellenlänge von  $\lambda = 2,3\ \text{mm}$ .

Mit dieser Leitungsanordnung und bei der gegebenen LO-Eingangsimpedanz am Mischer von  $(76 - j91)\ \Omega$  ergibt sich ein Phasenunterschied von  $90^\circ$  bei gleicher Eingangsamplitude, wenn  $l_1 = 195\ \mu\text{m}$  und  $l_2 = 282\ \mu\text{m}$  entsprechend den Bezeichnungen in Abbildung 3.44 b) ist. Maßgeblichen Einfluss auf Amplituden- und Phasengenauigkeit dieser Anordnung hat jedoch die Mischereingangscharakteristik, weswegen ihr Einfluss vertiefend untersucht wird.

#### 3.6.2 Einfluss der Mischereingangscharakteristik

Aufgrund von Prozessabweichungen, Betriebsbedingungen, die sich von den Nominalwerten unterscheiden, und des nichtlinearen Verhaltens der Transistoren weicht die Mischereingangscharakteristik vom idealen, linearen Verhalten ab. Tabelle 3.3 gibt einen Überblick über die zu erwartenden Abweichungen von der nominalen Phasendifferenz zwischen beiden Eingängen und der Amplitudengenauigkeit unter verschiedenen Prozessbedingungen. Zwar sind die Abweichungen vergleichsweise gering, jedoch entstammen die Werte einer Kleinsignalanalyse, so dass keinerlei nichtlineare Effekte der Eingangscharakteristik enthalten

Tabelle 3.3: Einfluss von Prozessabweichungen des Bipolartransistors auf Amplituden- und Phasengenauigkeit an beiden Mischereingängen.

Prozessvariante	$Z_i$	$\varphi_{IQ}$	$\hat{U}_{LOI}/\hat{U}_{LOQ}$
slow	$(84 - j92) \Omega$	$87^\circ$	1,07
typ	$(76 - j91) \Omega$	$90^\circ$	1,00
fast	$(68 - j92) \Omega$	$94^\circ$	0,94

sind. Weiterhin sind keine Abweichungen sonstiger Betriebsbedingungen berücksichtigt.

Eine spezielle Eigenschaft des Phasenschiebernetzwerks ist für die Abweichungen verantwortlich: Der Leitungsabschnitt, der zum oberen Mischer führt, ist mit  $l_2 = 282 \mu\text{m}$  deutlich kürzer als  $\lambda/4 = 585 \mu\text{m}$  des verwendeten Leitungstyps. Dennoch ist die Phasendifferenz zwischen beiden Mischereingängen  $90^\circ$ , weil der Wellenwiderstand der Leitungen sich von der Lastimpedanz unterscheidet und es daher zu Phasensprüngen an den Leitungsenden kommt. Die Phasenverschiebung, die eine mit  $Z_L$  belastete verlustfreie Leitung verursacht, ergibt sich aus der Leitungsbeschreibung in Kettenform mit den Bezeichnungen gemäß Abbildung 3.45 a).

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_G \\ \underline{I}_G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{U}_L \\ \underline{I}_L \end{pmatrix}; \quad \underline{I}_L = \frac{\underline{U}_L}{\underline{Z}_L} \quad (3.40)$$

$$\frac{\underline{U}_L}{\underline{U}_G} = \frac{1}{\cos(\beta l) + jZ_0 \sin(\beta l)/\underline{Z}_L}; \quad \underline{Z}_L = R_L + jX_L \quad (3.41)$$

$$\varphi = \arg\left(\frac{\underline{U}_L}{\underline{U}_G}\right) = -\arg\left[\cos(\beta l) + \frac{X_L Z_0 \sin(\beta l)}{|\underline{Z}_L|^2} + j\frac{R_L Z_0 \sin(\beta l)}{|\underline{Z}_L|^2}\right] \quad (3.42)$$

Die Phasenverschiebung  $\varphi$  aus Gleichung (3.42) ist in Abbildung 3.46 für verschiedene Lastimpedanzen  $\underline{Z}_L$  graphisch dargestellt. Dabei wurden die Leitungsparameter des Leitungstyps aus dem vorangegangenen Abschnitt zugrunde gelegt. Es wurde der Realteil des Wellenwiderstands für  $Z_0$  verwendet, weil Gleichung (3.42) für verlustfreie Leitungen gilt. Typischerweise auftretende Prozessabweichungen sind durch Variation des Realteils von  $\underline{Z}_L$  um  $\pm 10\%$  berücksichtigt. Die diskutierte Konfiguration mit  $l_1 = 195 \mu\text{m}$  und  $l_2 = 282 \mu\text{m}$

### 3 Entwurf des Empfängers

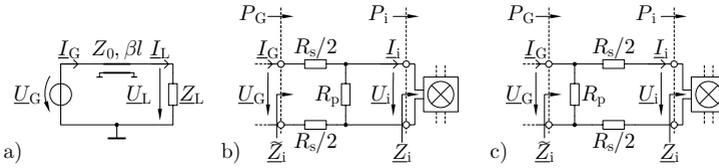


Abbildung 3.45: a) Verlustlose Leitung mit Lastwiderstand  $Z_L$ . b), c) Mögliche Widerstandskonfigurationen am Mischereingang.

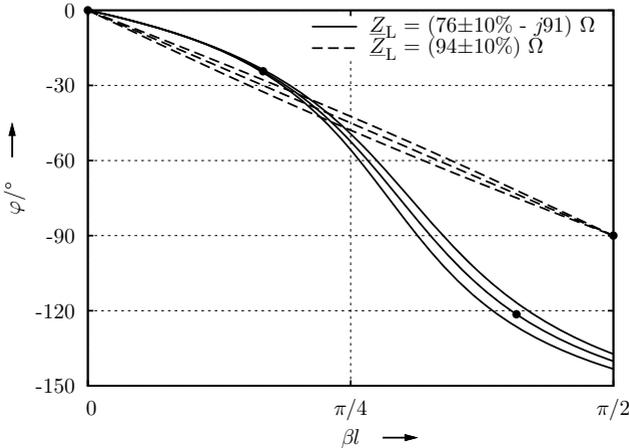


Abbildung 3.46: Berechnete Phasendifferenz zwischen Ausgang und Eingang einer verlustlosen Leitung bei Abschluss mit verschiedenen Impedanzen  $Z_L$  und Variation von  $\text{Re}(Z_L)$  um  $\pm 10\%$ .

ist mit Punkten auf den durchgezogenen Kurven hervorgehoben.<sup>5</sup> Bei Variation des Realteils von  $Z_L$  ändert sich die Phase am zweiten Mischereingang um einige Grad, während am ersten Mischereingang kaum eine Änderung auftritt. Die Abweichungen der Phasendifferenz entsprechen den in Tabelle 3.3 wiedergegebenen Ergebnissen, die einer Simulation entstammen.

Dieses Verhalten verbessert sich deutlich, wenn ein reeller Widerstand für  $Z_L$  eingesetzt wird. Dann beträgt der Längenunterschied zwischen den Leitungen

<sup>5</sup> Die Phasendifferenz zwischen beiden Mischereingängen ist dabei größer als  $90^\circ$ , weil von einer verlustfreien Leitung ausgegangen wird, deren Verhalten von der realen Leitung abweicht, mit welcher  $l_1$  und  $l_2$  ermittelt wurden.

zu beiden Mischereingängen exakt  $\lambda/4$ , d.h.  $\beta l = \pi/2$ , und eine Variation von  $\underline{Z}_L$  hat keinen Einfluss auf die Phasendifferenz zwischen den Mischereingängen. In Abbildung 3.46 ist dieser Fall mit unterbrochenen Linien eingetragen. Damit in beide Mischer dieselbe Leistung abgegeben wird, muss die Impedanz am Eingang der  $\lambda/4$ -Leitung gleich der zweiten Lastimpedanz sein, die ebenfalls den Wert  $\underline{Z}_L$  hat. Demzufolge sind  $\underline{Z}_L$  und der Wellenwiderstand der  $\lambda/4$ -Leitung durch geeignete Maßnahmen aufeinander anzupassen, so dass keine Impedanztransformation durch diese Leitung auftritt.

Eine weitere Möglichkeit, das Phasenschiebernetzwerk robuster gegenüber möglichen Abweichungen zu gestalten, ist die Verwendung von Widerstandsnetzwerken vor dem Mischereingang. Im Herstellungsprozess des Schaltkreises ist der Wert eigens dafür vorgesehener Widerstandsschichten besser kontrolliert als das Eingangsverhalten von Transistoren. Zudem verhalten sie sich in sehr guter Näherung linear. Daher ist die Eingangsimpedanz genauer festgelegt, wenn der Mischereingang mit einem Widerstandsnetzwerk in einer der beiden Varianten gemäß Abbildung 3.45 b) und c) versehen wird. Dadurch wirkt sich eine Änderung von  $\underline{Z}_i$  nur abgeschwächt auf  $\tilde{Z}_i$  aus. Die Sensitivität beschreibt den Grad der Beeinflussung von  $|\tilde{Z}_i|$  durch  $R_i$

$$S_{R_i}^{|\tilde{Z}_i|} = \frac{R_i}{|\tilde{Z}_i|} \cdot \frac{\partial |\tilde{Z}_i|}{\partial R_i}. \quad (3.43)$$

Das Widerstandsnetzwerk am Eingang des Mixers verursacht neben der erwünschten Stabilisierung der Eingangsimpedanz eine unerwünschte Dämpfung, die durch die effektive Leistungsdämpfung  $L_p$  beschrieben wird.  $L_p$  ist das Verhältnis von aufgenommener Wirkleistung zu an den Mischer abgegebener Wirkleistung.

Die Eingangsimpedanz in das Widerstandsnetzwerk beeinflusst den weiteren Schaltungsentwurf. Entsprechend den Ergebnissen aus Abbildung 3.46 wird die Reaktanz  $\tilde{X}_i$  mit einer Serienleitung kompensiert, so dass in erster Linie der Realteil von  $\tilde{Z}_i$  von Bedeutung ist.<sup>6</sup> Diese drei wichtigen Größen — Sensitivität, effektive Leistungsdämpfung und Eingangswiderstand — sind in den Abbildungen 3.47 und 3.48 für Kombinationen von  $R_s$  und  $R_p$  dargestellt. Sie sind die

---

<sup>6</sup> Die praktische Umsetzung der Reaktanzkompensation erfolgt mit einer Serienleitung, die einen hohen Wellenwiderstand aufweist. Dadurch wird auch  $\tilde{R}_i$  zu einem gewissen Grad verringert, was einen iterativen Entwurf erforderlich macht. Zur Unterscheidung wird der durch Reaktanzkompensation verringerte Wert von  $\tilde{R}_i$  später mit  $R_L$  bezeichnet.

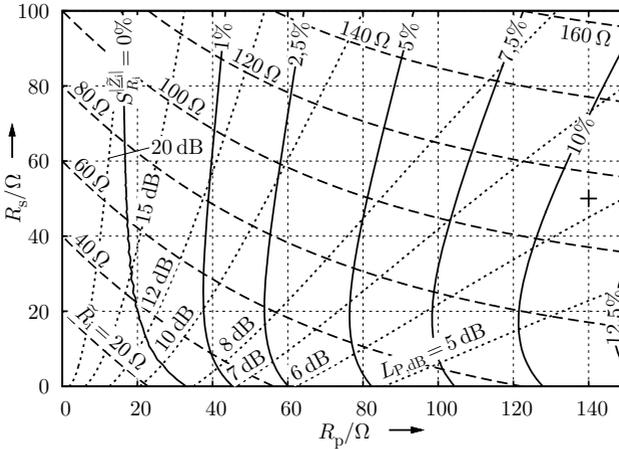


Abbildung 3.47: Parameter des Widerstandsnetzwerks gemäß Abbildung 3.45 b) in Abhängigkeit von  $R_p$  und  $R_s$  mit gewählter Konfiguration (+).

Grundlage für die Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks am Mischereingang.

Der Mischer wird mit einer verfügbaren LO-Leistung von  $P_{LOav,dB} = -5$  dBm aus einer Quelle mit  $R_G = 100 \Omega$  Innenwiderstand betrieben. Damit ist die aufgenommene Wirkleistung

$$P_i = P_{LOav} \frac{4R_G}{|R_G + \underline{Z}_i|^2} \operatorname{Re}(\underline{Z}_i) \tag{3.44}$$

$$P_{i,dB} = -6,1 \text{ dBm} \hat{=} \hat{U}_i = 0,3 \text{ V}. \tag{3.45}$$

Beschränkt man aus Gründen der Leistungsaufnahme die Ausgangsleistung der LO-Treiberstufe mit Anpassnetzwerk auf 3 dBm und berücksichtigt, dass zwei Mischer angesteuert werden, also für jeden nur die Hälfte der Leistung ( $\hat{=} -3$  dB) zur Verfügung steht, dann dürfen im Widerstandsnetzwerk 6 dBm Leistung in Wärme umgesetzt werden. Die LO-Treiberstufe wird auf maximale Aussteuerbarkeit gemäß den Betrachtungen in Abschnitt 2.2.3 angepasst. Je nach Leistungsklasse der Transistoren sind dafür induktive Lasten mit einer Impedanz in der Größenordnung von  $(200 \dots 500) \Omega$  bei symmetrischem Betrieb erforderlich. Um ein einfaches Anpassnetzwerk zwischen Treiberstufe und Phasenschiebernetzwerk realisieren zu können, darf die Eingangsimpedanz in das

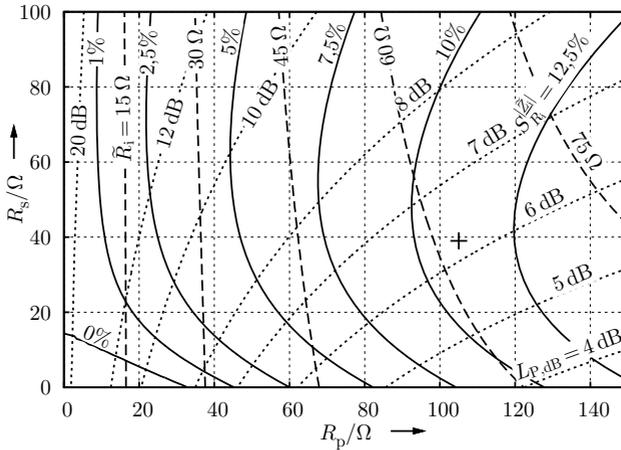


Abbildung 3.48: Parameter des Widerstandsnetzwerks gemäß Abbildung 3.45 c) in Abhängigkeit von  $R_p$  und  $R_s$ . + kennzeichnet den Punkt, der hinsichtlich Sensitivität und effektiver Dämpfung vergleichbar mit + in Abbildung 3.47 ist.

Phasenschiebernetzwerk nicht um Größenordnungen niedriger sein als dieser Wert. Aus den in Abbildung 3.46 dargestellten Ergebnissen folgt die Verwendung einer reellen Lastimpedanz  $R_L = \underline{Z}_L$  für die  $\lambda/4$ -Leitung, die gleich dem Wellenwiderstand der Leitung ist.

Der Wellenwiderstand der Koplanarleitung ist nach oben durch den Abstand zwischen den Signalleitern auf der Topmetal-1-Ebene und der Schirmung auf Metal 1 begrenzt, der  $4,2\ \mu\text{m}$  beträgt. Für zwei Leiter mit je  $2,5\ \mu\text{m}$  Breite und einen Abstand von  $5,5\ \mu\text{m}$  zueinander beträgt er  $\underline{Z}_w = (102 - j4)\ \Omega$  und ändert sich nur noch unwesentlich mit weiterer Vergrößerung des Abstands. Am Eingangsknoten des Phasenschiebernetzwerks ist der Eingang der  $\lambda/4$ -Leitung dem reaktanzkompensierten Eingangswiderstand in das Widerstandsnetzwerk  $R_L$  parallelgeschaltet. Daher ist die maximal erreichbare Eingangsimpedanz in das Phasenschiebernetzwerk etwa gleich  $R_L/2 = 51\ \Omega$ . Dies setzt einen Eingangswiderstand in das Widerstandsnetzwerk von  $R_i = 115\ \Omega$  voraus.<sup>7</sup>

Die Kombination  $R_p = 140\ \Omega$ ,  $R_s = 50\ \Omega$ , die auf  $L_{p,\text{dB}} = 6,3\ \text{dB}$  und  $R_i = 115\ \Omega$  führt, ist in Abbildung 3.47 mit + gekennzeichnet. Damit wird

<sup>7</sup> Der genaue Wert ergibt sich erst nach dem Entwurf der Kompensationsleitung, der wiederum die Kenntnis von  $\underline{Z}_i$  voraussetzt. Das Ergebnis des iterativen Vorgehens ist angegeben.

eine Sensitivität von ca. 11% erreicht. In Abbildung 3.48 ist der Punkt mit derselben Sensitivität und effektiven Dämpfung bei Verwendung der Schaltung gemäß Abbildung 3.45 c) ebenfalls als + eingetragen. Der zugehörige Eingangswiderstand beträgt in dieser Konfiguration  $R_i \approx 60 \Omega$ , weswegen sie nicht eingesetzt werden kann.

Um die Anforderung einer reellen Lastimpedanz der  $\lambda/4$ -Leitung zu erfüllen, wird der Imaginärteil von  $\tilde{Z}_i$  durch eine kurze Serienleitung kompensiert. Der Wellenwiderstand dieser Serienleitung muss so hoch wie möglich sein, damit  $\tilde{R}_i$  nach Möglichkeit nicht verringert wird. Da die Leitung im Gegensatz zur  $\lambda/4$ -Leitung keine Knicke aufweist, wird mit einem großen Abstand zwischen den Leitern gearbeitet und die Topmetal-2-Ebene gewählt, deren Abstand zu Metal 1 mit  $9,2 \mu\text{m}$  deutlich größer ist als bei Verwendung von Topmetal 1. Es werden zwei Leiter mit  $3 \mu\text{m}$  Breite und einem Abstand von  $38 \mu\text{m}$  zueinander verwendet. Bei einer Länge von  $150 \mu\text{m}$  wird der Imaginärteil von  $\tilde{Z}_i$  kompensiert. An den Enden der Leitung müssen die Leiter einander angenähert werden, da die Eingänge des Widerstandsnetzwerks dicht beieinander liegen und die  $\lambda/4$ -Leitung als Koplanarleitung mit  $5,5 \mu\text{m}$  Leiterabstand ausgeführt ist. Um die Effekte dieser Übergänge genau zu erfassen, wird die gesamte Kompensationsleitung mit Übergängen durch eine Feldsimulation charakterisiert und das Modell für den Schaltungsentwurf verwendet. Eine Modifikation des Widerstandsnetzwerks am Eingang des oberen Mischers kompensiert die Verluste der  $\lambda/4$ -Leitung unter Beibehaltung von  $\tilde{R}_i$ .

Abbildung 3.49 zeigt die endgültige Schaltung mit Widerstandsnetzwerken an beiden Mischereingängen. Alle relevanten Impedanzen sind eingetragen, damit die Entwurfsschritte nachvollzogen werden können. Ebenfalls angegeben sind die Leistungsverluste, die in den einzelnen Abschnitten auftreten. Bei den Impedanzen kommt es zu geringen Abweichungen gegenüber den theoretisch ermittelten Werten, weil für Widerstände und Leitungen reale Modelle verwendet wurden. Die Widerstände  $R_p$  sind symmetrisch geteilt, um am signalfreien Mittelknoten die Basisspannung der Schalttransistoren im Mischer anzuschließen. Die Phasen- und Amplitudenstabilität des verbesserten Phasenschiebernetzwerks ist in Tabelle 3.4 dokumentiert.

## 3.7 LO-Treiberverstärker

Das Netzwerk der Quadraturphasenerzeugung wird von einem stellbaren Verstärker getrieben, damit der Empfängerschaltkreis flexibel mit verschiedenen

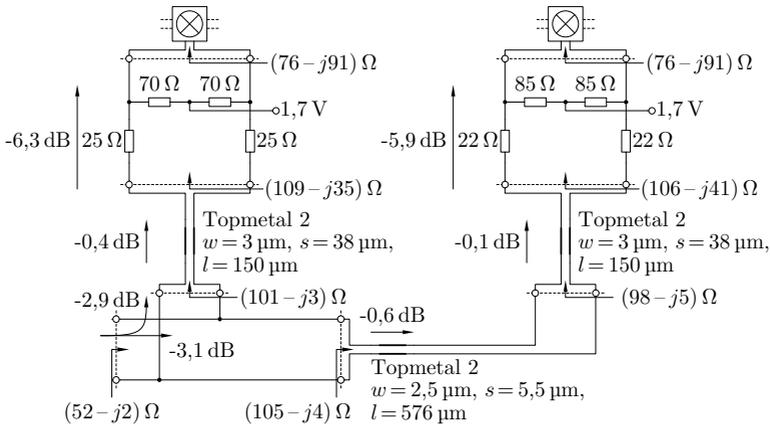


Abbildung 3.49: Endgültige Schaltung des Phasenschiebernetzwerks mit verbesserter Amplituden- und Phasenstabilität.

Tabelle 3.4: Einfluss von Prozessabweichungen des Bipolartransistors auf Amplituden- und Phasengenauigkeit der Schaltung in Abbildung 3.49.

Prozessvariante	$Z_i$	$\varphi_{IQ}$	$\hat{U}_{LOI}/\hat{U}_{LOQ}$
slow	$(84 - j92) \Omega$	$90,1^\circ$	0,97
typ	$(76 - j91) \Omega$	$90,0^\circ$	1,00
fast	$(68 - j92) \Omega$	$90,2^\circ$	1,02

Signalgeneratoren und Synthesizern eingesetzt werden kann. Als grundlegende Spezifikation bezüglich des Eingangssignals werden die Eigenschaften eines bestehenden Synthesizerschaltkreises herangezogen. Aus dieser und den Anforderungen des Phasenschiebernetzwerks ergeben sich die weiteren Eigenschaften des LO-Treiberverstärkers.

### 3.7.1 Anforderungen an den LO-Treiberverstärker

Der Synthesizer liefert ein symmetrisches Ausgangssignal mit einer Leistung von  $P_{\text{syn,dB}} = -7 \text{ dBm}$  in einen Lastwiderstand von  $100 \Omega$ , hat jedoch eine davon abweichende Ausgangsimpedanz. Prinzipiell könnte der Eingang des LO-Treiberverstärkers so ausgelegt werden, dass sich am Eingang der Bondverbindung vom Synthesizer zum Empfängerschaltkreis eine Impedanz von  $100 \Omega$  ergibt. Das hätte jedoch eine von  $100 \Omega$  abweichende Impedanz an den Ein-

gangsbondpads des LO-Treiberverstärkers zur Folge. Daraus würde sich eine Reihe von Nachteilen ergeben; so wäre unter anderem die an einem Signalgenerator eingestellte Leistung abzüglich der Kabeldämpfung nicht automatisch gleich der vom Schaltkreis aufgenommenen Wirkleistung. Um die messtechnische Charakterisierung der Schaltung zu erleichtern, wird deswegen eine Eingangsanpassung des LO-Treiberverstärkers an  $100\Omega$  vorgenommen. Wie sich die Ausgangsleistung des Synthesizers durch den zusätzlichen induktiven Anteil der Bondverbindung ändert, ist nicht bekannt. Aufgrund der geringen Differenz zum Nominalwert ist jedoch nur von einem untergeordneten Einfluss auszugehen. Zur Sicherheit wird der LO-Treiberverstärker mit einer höheren Verstärkung als notwendig ausgelegt, um einen möglicherweise geringeren Eingangspegel auszugleichen.

Das Phasenschiebernetzwerk muss mit  $P_{\text{ph,dB}} = 3\text{ dBm}$  Signalleistung angesteuert werden, damit die Mischer ihre gesättigte Mischtranskonduktanz erreichen. Daraus ergibt sich ein erforderlicher effektiver Leistungsgewinn bei maximaler Verstärkung des Treiberverstärkers von

$$G_{\text{Pmax,dB}} = P_{\text{ph,dB}} - P_{\text{syn,dB}} = 10\text{ dB} \quad (3.46)$$

Unabhängig von der eingestellten Verstärkung muss der Treiberverstärker mindestens  $3\text{ dBm}$  Ausgangsleistung liefern, damit die Mischer wie gefordert angesteuert werden. Die Übertragungscharakteristik kann schmalbandig sein, da mit einer festen LO-Frequenz von  $f_{\text{LO}} = 61,44\text{ GHz}$  gearbeitet wird.

#### 3.7.2 Ausgangsstufe

Wichtigstes Kriterium für den Entwurf der Ausgangsstufe ist die erforderliche Ausgangsleistung. Typischerweise treten im Anpassnetzwerk zwischen Transistor und Lastimpedanz ca.  $3\text{ dB}$  Verluste auf. Aus diesem Grund müssen die Ausgangstransistoren eine Leistung von  $P_{\text{o,dB}} = P_{\text{ph,dB}} + 3\text{ dB} = 6\text{ dBm}$  begrenzungsfrei abgeben können. Der gesamte Treiberverstärker wird symmetrisch ausgeführt, weswegen eine Differenzstufe zum Einsatz kommt. Zur Festlegung der Ausgangsanpassung wird das in Abschnitt 2.2.3 erläuterte Vorgehen angewandt.

Selbst bei konjugiert komplexer Anpassung von Ein- und Ausgang ist die Verstärkung einer Emitterstufe in der verwendeten Halbleitertechnologie bei  $60\text{ GHz}$  Betriebsfrequenz gering. Aus diesem Grund wird eine Kaskodestufe verwendet. Eine Gleichtaktunterdrückung ist nicht erforderlich, weswegen auf die

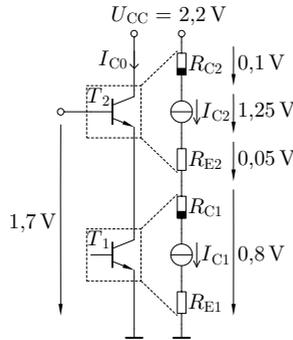


Abbildung 3.50: Aufteilung der Arbeitspunktspannungen auf beide Transistoren der Kaskodestufe.

gemeinsame Emittterstromquelle des Differenzpaares verzichtet wird und zwei gegenphasig angesteuerte, einzelne Kaskodestufen aufgebaut werden. Damit steht ein vergrößerter Spannungshub zur Verfügung.

Der Eingangstransistor der Kaskodestufe benötigt mit einem gewissen Sicherheitsfaktor eine Arbeitspunktspannung von  $U_{CE1,0} = 0,8 \text{ V}$ , damit die Modelle zuverlässig gelten und eine Aussteuerung möglich ist. Über Emittter- und Kollektorbahnwiderstand des Transistors in Basisschaltung fallen insgesamt  $0,15 \text{ V}$  Spannung ab, so dass sich bei  $U_{CC} = 2,2 \text{ V}$  Versorgungsspannung eine Arbeitspunktspannung von  $U_{CEi2,0} = 1,25 \text{ V}$  an der Transferstromquelle ergibt. Abbildung 3.50 fasst vorstehende Ergebnisse zusammen. Der Kollektorbahnwiderstand besteht im VBIC-Modell aus einem linearen, äußeren Bahnwiderstand und einem nichtlinearen, inneren Bahnwiderstand. Beide Anteile sind großsignalmäßig als  $R_C$  und im Arbeitspunkt linearisiert als  $r_C$  zusammengefasst.

Jede der beiden Kaskodestufen liefert die Hälfte des Ausgangssignals und damit die Hälfte der erforderlichen Ausgangsleistung. Entsprechend den Gleichungen (2.40), (2.41) und (2.63) gilt für den Transistor in Basisschaltung

$$\frac{P_o}{2} = \frac{(U_{CEi2,0} - U_{CEimin}) I_{C0}}{2} \quad (3.47)$$

$$\rightarrow I_{C0} = \frac{P_o}{U_{CEi2,0} - U_{CEimin}} = 3,6 \text{ mA}, \quad (3.48)$$

wenn von  $U_{CEimin} = 0,15 \text{ V}$  ausgegangen wird. Mit Gleichung (2.62) ergibt

### 3 Entwurf des Empfängers

---

Tabelle 3.5: Modell- und Arbeitspunktparameter des Transistortyps npn201\_2 bei  $I_{C0} = 3,6 \text{ mA}$ .

$r_B = 78,1 \Omega$	$C_{jE} = 66,3 \text{ fF}$	$C_{BCP} = 2,54 \text{ fF}$
$r_C = 31,4 \Omega$	$C_{jC} = 1,07 \text{ fF}$	$g_m = 90,4 \text{ mS}$
$R_S = 107 \Omega$	$C_{C1} = 3,82 \text{ fF}$	

Tabelle 3.6: Modell- und Arbeitspunktparameter des Transistortyps npn201\_4 bei  $I_{C0} = 7,0 \text{ mA}$ .

$r_B = 40,0 \Omega$	$C_{jE} = 128 \text{ fF}$	$C_{BCP} = 5,07 \text{ fF}$
$r_C = 19,0 \Omega$	$C_{jC} = 2,16 \text{ fF}$	$g_m = 174 \text{ mS}$
$R_S = 100 \Omega$	$C_{C1} = 7,64 \text{ fF}$	

sich der für maximale Ausgangsleistung an der Transferstromquelle wirksame Widerstand  $R_{L\text{imax}}$

$$R_{L\text{imax}} = \underline{Z}_{L\text{imax}} = \frac{U_{CEi2,0} - U_{CEi\text{min}}}{I_{C0}} = 306 \Omega. \quad (3.49)$$

Aus  $I_{C0} = 3,6 \text{ mA}$  folgt die Verwendung des Transistortyps npn201\_2, dessen Modell- und Arbeitspunktparameter in Tabelle 3.5 zusammengefasst sind. Daraus ergibt sich mit den Gleichungen (2.65) sowie (2.66) der am Kollektor erforderliche Lastwiderstand

$$\underline{Z}_{L\text{max}} = (150 + j152) \Omega \quad \rightarrow \quad \underline{Z}_{L\text{max,diff}} = (300 + j304) \Omega. \quad (3.50)$$

Mit den zur Verfügung stehenden Leitungstypen kann die Anpassung des Phasenschieber-Eingangswiderstands von  $(52 - j2) \Omega$  auf  $\underline{Z}_{L\text{max,diff}}$  nicht mit einem einfachen Netzwerk und verlustarm realisiert werden. Ein kleinerer Wert für  $\underline{Z}_{L\text{max}}$  wird erreicht, wenn  $R_{L\text{imax}}$  verringert wird. Da der verfügbare Spannungshub ausgenutzt werden soll, muss  $I_{C0}$  gemäß Gleichung (3.49) angehoben werden. Daher kommt in der endgültigen Schaltung der Transistortyp npn201\_4 zum Einsatz, der mit  $I_{C0} = 7,0 \text{ mA}$  Kollektorstrom betrieben wird. In diesem Arbeitspunkt weist der Transistor die in Tabelle 3.6 angegebenen Parameter auf.

In dieser Dimensionierung ist

$$\underline{Z}_{L\text{max}} = (75 + j79) \Omega \quad \rightarrow \quad \underline{Z}_{L\text{max,diff}} = (150 + j158) \Omega. \quad (3.51)$$

Durch den geringeren Wert von  $|\underline{Z}_{L\text{max,diff}}|$  wird die Anpassung erleichtert. Zudem beträgt mit dem höheren Kollektorstrom die maximale verzerrungsfreie

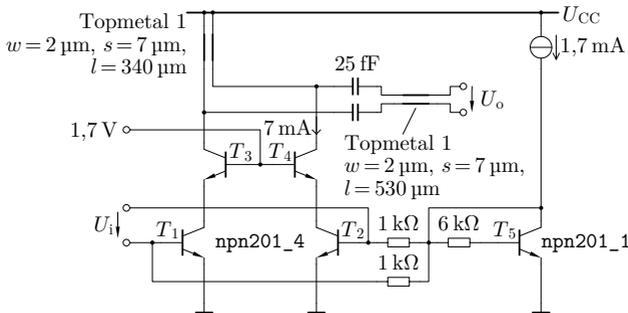


Abbildung 3.51: Ausgangsstufe des LO-Treiberverstärkers mit Anpassnetzwerk.

Ausgangsleistung 9,4 dBm, so dass eine gewisse Fehlanpassung toleriert werden kann.

Die Anpassung an den Eingang des Phasenschiebernetzwerks erfolgt mit einer kurzgeschlossenen 340  $\mu\text{m}$  langen Stichleitung zwischen den Kollektoren der Basisstufen und der positiven Versorgungsspannung, zwei Serienschaltensensatoren mit einer Kapazität von 25 fF sowie einer 530  $\mu\text{m}$  langen Serienleitung. Die Stichleitung dient zudem der Spannungsversorgung der Ausgangsstufe; die Serienschaltensensatoren entkoppeln den Ausgang gleichspannungsmäßig vom Eingang des Phasenschiebernetzwerks. Damit wird der Eingangswiderstand des Phasenschiebernetzwerks auf  $Z_{L,\text{diff}} = (142 + j139) \Omega$  transformiert, was nahe am Optimum  $Z_{L,\text{max,diff}}$  liegt. Abbildung 3.51 zeigt die Gesamtschaltung der Ausgangsstufe.

Die Basen der oberen Kaskodetransistoren müssen mit einer festen Spannung von 1,7 V verbunden werden, damit den unteren Transistoren  $U_{CE0} = 0,8 \text{ V}$  zur Verfügung steht. Der mit  $T_5$  aufgebaute Stromspiegel legt die Kollektorströme von  $T_{1,\dots,4}$  fest. Die 1-k $\Omega$ -Widerstände an den Basen der Eingangstransistoren isolieren den Stromspiegel vom Eingangssignal. Der Wert des 6-k $\Omega$ -Widerstands zur Basis von  $T_5$  folgt aus dem Verhältnis der Basisströme.

### 3.7.3 Eingangsstufe mit Verstärkungsregelung

Die Ausgangsstufe des LO-Treiberverstärkers weist in der in Abbildung 3.51 angegebenen Dimensionierung bereits einen effektiven Gewinn von  $G_{P,\text{dB}} = 10,8 \text{ dB}$  auf, was über dem in Gleichung (3.46) geforderten Wert von 10 dB liegt. Jedoch enthält die Schaltung noch kein Eingangsnetzwerk, das wei-

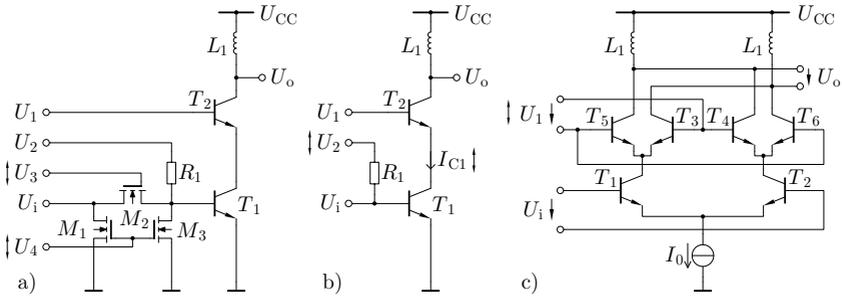


Abbildung 3.52: Varianten zur Einstellung der Verstärkung. a) MOS-Attenuator, b) Steuerung über Kollektorstrom, c) Multiplikation des LO-Signals mit einer stellbaren Gleichspannung.

tere Verluste verursacht, und eine Möglichkeit, die Verstärkung einzustellen, ist nicht vorhanden. Deswegen wird eine zusätzliche Eingangsstufe entworfen, die das Einstellen der Verstärkung erlaubt.

Abbildung 3.52 zeigt verschiedene einfache Möglichkeiten, die Verstärkung einer Transistorstufe einzustellen, bzw. das Eingangssignal zu dämpfen. Variante a) beruht auf einer  $\pi$ -förmigen Anordnung von MOS-Transistoren, die als stellbare Widerstände verwendet werden und damit einen variablen Eingangsspannungsteiler bilden. Neben dem Nachteil, dass mit diesem Ansatz nur eine Dämpfung realisiert werden kann, die durch zusätzliche Verstärkung wieder aufgewogen werden muss, ist auch der Entwurf zu fehleranfällig. Die NMOS-Transistoren würden deutlich über ihrer Transitfrequenz von 40 GHz betrieben, was aufgrund des ohnehin passiven Verhaltens zwar möglich ist, doch ist unter diesen Bedingungen mit einer sehr ungenauen Modellierung zu rechnen.

Zuverlässiger dimensionierbar ist Variante b). Durch Veränderung der Spannung  $U_2$  wird ein variabler Kollektorstrom  $I_{C1}$  eingestellt, dessen Wert über die Proportionalität mit  $g_m$  direkt in den Leistungsgewinn der Stufe eingeht. Nachteilig ist jedoch, dass der Kollektorstrom um Größenordnungen geändert werden muss, damit ein großer Stellbereich des Leistungsgewinns erreicht wird. In einer Testschaltung muss  $I_{C1}$  um den Faktor 53 geändert werden, damit sich der Leistungsgewinn um 20 dB ändert. Damit geht eine drastische Änderung der Eingangsimpedanz von  $(51 - j103) \Omega$  auf  $(107 - j314) \Omega$  einher, was die Verwendung als Eingangsstufe unmöglich macht. Zudem verringert sich die verzerrungsfreie Ausgangsleistung bei geringen Verstärkungen durch den sinkenden Kollektorstrom beträchtlich. Damit muss der Kollektorstrom bei ma-

ximaler Verstärkung 53-mal überdimensioniert sein, damit die Stufe das Ausgangssignal bei minimaler Verstärkung nicht begrenzt. Aus diesen Gründen ist auch Variante b) ungeeignet.

Die Verwendung einer GILBERT-Zelle zur Multiplikation des LO-Signals mit einer konstanten Gleichspannung gemäß Abbildung 3.52 c) liefert die besten Ergebnisse. Ist  $U_1 \gg 2U_T$ , dann sind die Transistoren  $T_5$  und  $T_6$  ausgeschaltet, und  $T_{1...4}$  arbeiten als symmetrische Kaskodestufe. Mit sinkender Spannung  $U_1$  nimmt die Verstärkung von  $T_5$  und  $T_6$  zu, während die von  $T_3$  und  $T_4$  abnimmt. Durch die antiparallele Verdrahtung der Kollektoren von  $T_{3...6}$  löscht sich das Ausgangssignal zunehmend aus, und die Verstärkung sinkt. Bei  $U_1 = 0$  wird mit perfekter Symmetrie  $G_P = 0$  erreicht. Selbst in diesem Zustand sind  $T_{3...6}$  noch vom Strom  $I_0/4$  durchflossen.

Dadurch, dass der Strom durch die Eingangstransistoren  $T_1$  und  $T_2$  unabhängig von der eingestellten Verstärkung ist, verändert sich die Eingangsimpedanz nur minimal. Auch die maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung verringert sich bei abnehmender Verstärkung nur wenig. Deswegen wird die Eingangsstufe des LO-Treiberverstärkers in dieser Form entworfen.

Untersuchungen zur Ausgangsleistung bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen ergeben, dass die Transistoren der Eingangsstufe kleiner gewählt und mit geringerem Strom betrieben werden können als die der Ausgangsstufe. Für das Eingangsdifferenzpaar kommt der Typ npn201\_3 zum Einsatz und für die vier oberen Transistoren zur Verstärkungseinstellung der Typ npn201\_2. Die Stufe wird mit einem Ruhestrom von  $I_0 = 8 \text{ mA}$  betrieben.

Die Ausgangsstufe des Treiberverstärkers hat eine Eingangsimpedanz von  $(56 - j50) \Omega$ . Der Arbeitspunkt der Eingangsstufe wurde so gewählt, dass eine Anpassung auf maximale verzerrungsfreie Ausgangsleistung nicht erforderlich ist, sondern stattdessen konjugiert komplex angepasst werden kann. Daher wird das Anpassnetzwerk zwischen beiden Stufen auf Leistungsanpassung und somit maximalen Gewinn optimiert. Das in Abbildung 3.53 gezeigte Netzwerk zwischen den Stufen transformiert die Ausgangsimpedanz der Eingangsstufe auf  $(46 + j49) \Omega$ , was in guter Näherung dem konjugiert komplexen Wert der Eingangsimpedanz der Ausgangsstufe entspricht.

Die Basen der Eingangstransistoren sind über zwei  $1\text{-k}\Omega$ -Widerstände mit  $1,4 \text{ V}$  verbunden, so dass für die Emitterstromquelle  $0,5 \text{ V}$  Kollektor-Emitter-Spannung verbleibt. Da die Quelle keine HF-Signale verstärken muss, ist dieser vergleichsweise geringe Wert ausreichend. Zur Eingangsanpassung wird eine Spule mit ca.  $200 \text{ pH}$  Induktivität verwendet. Die Spule ist geometrisch so gestaltet, dass sie zugleich die  $200 \mu\text{m}$  voneinander entfernt liegenden Ein-

### 3 Entwurf des Empfängers

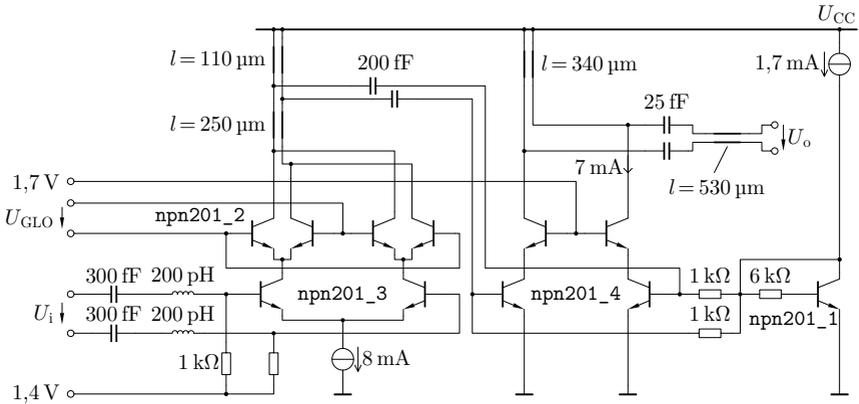


Abbildung 3.53: Gesamtschaltung des LO-Treiberverstärkers. Alle Leitungen: Topmetal 1 über Metal 1,  $w = 2 \mu\text{m}$ ,  $s = 7 \mu\text{m}$ .

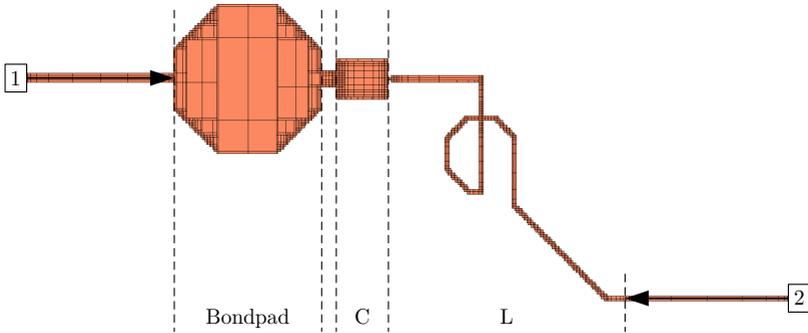


Abbildung 3.54: Modell des Eingangsnetzwerkes zur Feldsimulation mit eingetragenen Gitter. Die Massefläche auf Metal 1 ist zur besseren Darstellung entfernt.

gangs-Bondpads an das sehr viel kleinere Eingangsdifferenzpaar heranführt. Der 300-fF-Kondensator entkoppelt den Eingang gleichspannungsmäßig von den Basen der Transistoren.

Um alle parasitären Effekte des Eingangsnetzwerkes genau zu erfassen, wurde die Gesamtanordnung von Bondpad, Kondensator und Spule mit einem Feldsimulator analysiert und die resultierenden S-Parameter für die Schaltungssimulation verwendet. Abbildung 3.54 zeigt die Geometrie dieses Netzwerkes mit dem für die Feldsimulation verwendeten Gitter. Die Funktion der einzelnen

Abschnitte ist in der Beschriftung angegeben. Der Kondensator ist als MIM-Kapazität realisiert. Unter der gesamten Anordnung mit Ausnahme der Spule befindet sich eine Massefläche auf Metal 1, die die Signalleitungen vom verlustbehafteten Substrat abschirmt. Diese Fläche ist aus Gründen der Übersichtlichkeit in Abbildung 3.54 nicht dargestellt. Um den Fehler zu verringern, der durch eine kapazitive Kopplung zwischen dem Bondpad bzw. der Zuleitung zur Induktivität und der für die Simulation erforderlichen, umschließenden Metallwandung entsteht, wurden die Tore 1 und 2 nach außen verschoben. Die schmalen Zuleitungen bis zu den Pfeilspitzen werden durch eine anschließende Referenzebenenverschiebung im Feldsimulator aus dem Ergebnis entfernt.

### 3.7.4 Simulationsergebnisse

Die Simulationsergebnisse der Gesamtschaltung von LO-Treiberverstärker und Phasenschiebernetzwerk sind in den Abbildungen 3.55–3.57 zusammengefasst. Die Ergebnisse in Abbildung 3.55 entstammen Transientensimulationen bei verschiedenen Werten der Verstärkungssteuerspannung  $U_{GLO}$ . Für jede Einstellung wurden nach ausreichender Einschwingzeit Betrag und Phase der Mischereingangsspannungen  $U_{LOI/Q}$  ermittelt. Daraus folgt der Phasenunterschied und das Amplitudenverhältnis zwischen beiden Pfaden. Der nominale Betriebsfall mit  $\hat{U}_{LO} = 0,3V$  Amplitude an den Mischereingängen ist mit + gekennzeichnet. Es zeigt sich, dass Phasenunterschied und Amplitudenverhältnis geringfügig von den Ergebnissen der Kleinsignaluntersuchungen abweichen und sich mit der Amplitude der Eingangsspannung ändern. Genauere Untersuchungen ergeben, dass dies einerseits in der nichtlinearen Mischereingangscharakteristik begründet liegt und andererseits in der Umrechnung des Leitungsmodells vom Frequenz- in den Zeitbereich. Auf letzteres haben eine Vielzahl von Parametern Einfluss, wobei nicht eindeutig entschieden werden kann, welche Einstellungen ein genaueres und welche ein ungenaueres Modell zur Folge haben. Aus diesem Grund wird das Phasenschiebernetzwerk nicht erneut angepasst, um bessere Ergebnisse in der Großsignalimulation zu erzielen. Zudem ist eine Abweichung von Phasenunterschied und Amplitudendifferenz im unteren einstelligen Grad bzw. Prozentbereich hinsichtlich des Empfängergesamtverhaltens vernachlässigbar.

Aus Abbildung 3.56 wird ersichtlich, dass sowohl der effektive Leistungsgewinn als auch die Ausgangsleistung über den Anforderungen von  $G_{P,dB} > 10$  dB und  $P_{o,dB} > 3$  dBm liegen. Der Verstärkungssteuereingang ermöglicht eine Variation der Verstärkung über einen weiten Bereich. Die Kurve des effektiven

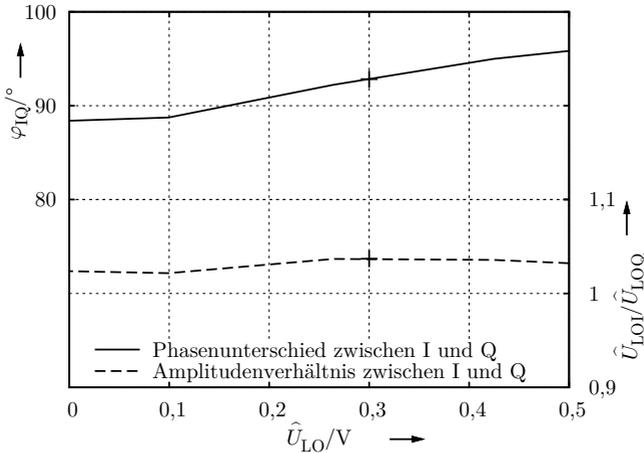


Abbildung 3.55: Phasenunterschied und Amplitudenverhältnis zwischen den Eingängen von I- und Q-Mischer in Abhängigkeit der Amplitude. (Simulation)

Leistungsgewinn für  $U_{GLO} = 0$  liegt unterhalb von  $G_{P,dB} = -38$  dB und wurde aus Gründen der Skalierung nicht mit angegeben. Die Ergebnisse entstammen einer Kleinsignalanalyse.

Abbildung 3.57 veranschaulicht das Zeitverhalten der Schaltung an den beiden Mischereingängen. Es wird deutlich, dass für jede Einstellung von  $U_{GLO}$  die Amplituden am I- und am Q-Eingang etwa gleich groß sind. Ein Phasenunterschied vor  $\varphi_{IQ} = 90^\circ$  ist in die Abbildung eingetragen. Er fällt in guter Näherung mit den Nulldurchgängen der Eingangsspannungen zusammen. Dies deckt sich mit den Ergebnissen in Abbildung 3.55.

Die Lastkurven an den inneren Transistoren der Basisstufe in der LO-Treiber- ausgangsstufe bei verschiedenen Einstellungen von  $U_{GLO}$  sind in Abbildung 3.58 wiedergegeben. Die geringe Öffnung der Kurven spiegelt die Phasengleichheit von  $U_{CEi}$  und  $I_{Ci}$  und damit eine reelle scheinbare Lastimpedanz am inneren Transistor wider. Die Kurve, die sich für  $U_{GLO} = 0,16$  V ergibt, entspricht der maximalen verzerrungsfreien Aussteuerung. Es zeigt sich, dass  $I_{Ci} = 0$  und  $U_{CEi} = U_{CEimin}$  bei derselben Amplitude erreicht werden. Damit ist die gewählte Dimensionierung optimal in Hinblick auf maximale verzerrungsfreie Aussteuerbarkeit. Aus der Kurve mit  $U_{GLO} = 0,4$  V ist die Untergrenze der inneren Kollektor-Emitter-Spannung zu erkennen. Sie entspricht dem zur Dimensionierung angenommenen Wert von  $U_{CEimin} = 0,15$  V.

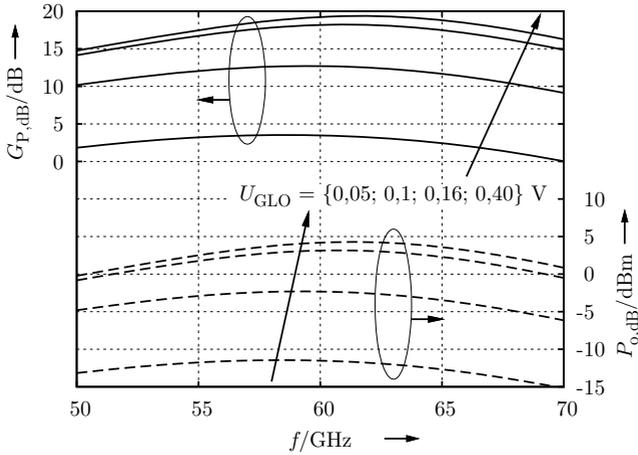


Abbildung 3.56: Effektiver Leistungsgewinn und Ausgangsleistung des LO-Treiberverstärkers ohne Phasenschiebernetzwerk bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen. (Simulation)

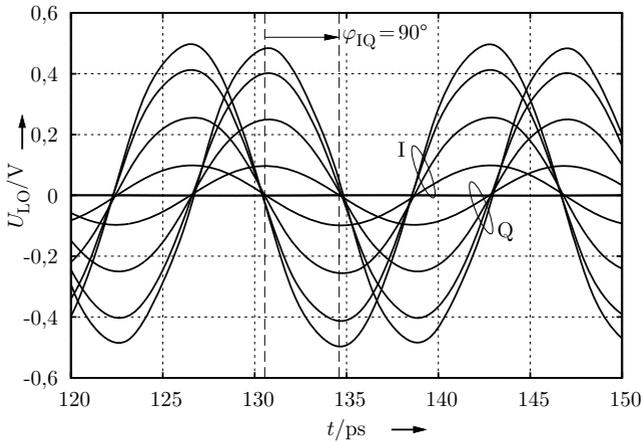


Abbildung 3.57: Simulierte LO-Eingangsspannung von I- und Q-Mischer bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen.

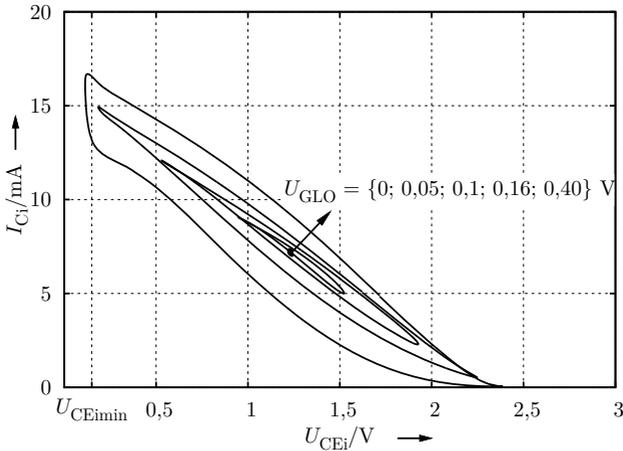


Abbildung 3.58: Simulierte Lastkurven am inneren Transistor der Basisstufe in der LO-Treiberstufenausgangsstufe bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen.

Die Eingangsanpassung der Schaltung ist gemeinsam mit den Messergebnissen der Gesamtschaltung in Abbildung 3.76 dargestellt. Sie wurde mit einer S-Parameter-Analyse untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass die Reflexionsdämpfung im gesamten Frequenzband zwischen 50 GHz und 70 GHz besser als 10 dB ist.

### 3.8 Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker regeneriert das Empfangssignal, verstärkt es breitbandig um einen Faktor, der in Abhängigkeit des Eingangspegels variiert wird, und stellt es mit einer definierten Ausgangsimpedanz an beiden Mischereingängen zur Verfügung. Insbesondere die Eingangsstufe des Verstärkers muss für niedrigstes Rauschen ausgelegt werden, da sie unmittelbaren Einfluss auf den Dynamikumfang der Gesamtschaltung hat. Die Folgestufen übernehmen die Aufgabe der Verstärkungsregelung. Der Eingangsverstärker wird vollsymmetrisch ausgelegt, da sowohl die Schnittstelle zur Antenne als auch die zu den Mixern symmetrisch sind.

Der Konversionsgewinn eines Mixers mit zugehörigem Basisbandverstärker beträgt bei 61,5 GHz ca.  $G_{c,dB} = 9,5$  dB. Für alle Eingangspegel soll am Aus-

gang der Basisbandverstärker die Vollaussteuerung von  $\hat{U}_o = 0,3 \text{ V}$  erreicht werden, was an  $R_L = 100 \Omega$  Lastwiderstand einer Leistung von  $P_{o,\text{dB}} = -3,5 \text{ dBm}$  entspricht. Aus den Abschätzungen der Kanaldämpfung in Abschnitt 2.1.4 folgt ein Eingangspegelbereich von  $-47 \text{ dBm} < P_{r,\text{dB}} < -21 \text{ dBm}$ . Berücksichtigt man, dass zwei Mischer angesteuert werden, also für jeden nur die Hälfte der Ausgangsleistung zur Verfügung steht, ergibt sich eine zusätzliche Verringerung des Pegels um 3 dB vom Verstärkerausgang zum Mischereingang. Demzufolge muss die Verstärkung des Eingangsverstärkers im Bereich  $11 \text{ dB} < G_{\text{LNA,dB}} < 37 \text{ dB}$  einstellbar sein. Unabhängig von der Verstärkungseinstellung müssen alle Stufen begrenzungsfrei bis zu einem Ausgangspegel der letzten Stufe von  $P_{o\text{LNA,dB}} = -10 \text{ dBm}$  arbeiten.

Aufgrund der hohen Bandbreite des Basisbandsignals von einigen Gigahertz ist auch der Eingangsverstärker des Empfängers ausreichend breitbandig ausulegen. Er muss mindestens die doppelte Bandbreite des Basisbandsignals haben, damit beide Seitenbänder vollständig übertragen werden. Durch die hohe Mittenfrequenz des Bandpasssignals von 61,44 GHz können auch geringe Prozessabweichungen oder Ungenauigkeiten der Modellierung zu einer Änderung der unteren und oberen Grenzfrequenz des Eingangsverstärkers um einige Gigahertz führen. Daher muss mit einem großen Sicherheitsfaktor bei den Grenzfrequenzen gearbeitet werden. Im Entwurf wird ein nutzbarer Frequenzbereich zwischen 50 GHz und 70 GHz angestrebt.

### 3.8.1 Eingangsstufe und Rauschverhalten

Die grundlegenden Betrachtungen zu den Rauscheigenschaften verschiedener Verstärkerstufen in Abschnitt 2.2.1 haben gezeigt, dass Kaskodestufen, die mit einem moderaten Kollektorstrom betrieben werden, als Eingangsstufe zu bevorzugen sind. Sie weisen einen ausreichend hohen Gewinn von mehr als 10 dB bei Leistungsanpassung auf und erreichen damit ein Rauschmaß in der Größenordnung von  $NF_{\text{min}\infty} = 6 \text{ dB}$ .

Abbildung 3.59 zeigt das Rauschmaß für Kaskodestufen, die mit verschiedenen großen Transistoren aufgebaut sind und bei unterschiedlichen Kollektorströmen betrieben werden. Dabei ist der Kollektorstrom auf die Emitterfläche des Einheitstransistors normiert, so dass die Stromdichten der verschiedenen Transistoren direkt miteinander verglichen werden können. Es zeigt sich, dass die Vergrößerung der Transistoren von der kleinsten Fläche zur nächstgrößeren eine geringe Verbesserung von  $NF_{\text{min}\infty}$  bringt, während darüber hinaus keine weitere Veränderung erfolgt.

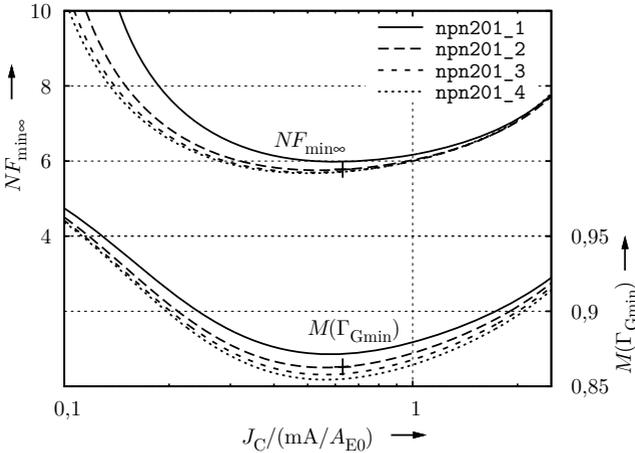


Abbildung 3.59: Rauschmaß und Anpassungsfaktor einer symmetrischen Kaskodestufe bei unterschiedlichen Emitterflächen. (Simulation)

Zusätzlich ist in der Abbildung der Anpassungsfaktor des Schaltungseingangs an eine Quelle mit dem Reflexionsfaktor  $\Gamma_{G\min}$ , der eine minimale Rauschzahl zur Folge hat, dargestellt. Dieser Wert ist ein Maß dafür, wie weit Rausch- und Leistungsoptimum der Generatorimpedanz auseinander liegen. Es ist ersichtlich, dass sich  $M(\Gamma_{G\min})$  mit zunehmender Transistorgröße verschlechtert. Schließlich muss bedacht werden, für welche Transistoreingangsimpedanz sich das Anpassnetzwerk einfach und verlustarm entwerfen lässt. Diese drei Faktoren führen zur Wahl des Transistortyps **npn201\_3**, der mit einem Kollektorstrom von  $I_{C0} = 1,9\text{ mA}$  betrieben wird, was einer Stromdichte von  $J_C = 633\ \mu\text{A}/A_{E0}$  entspricht. Dieser Punkt ist in Abbildung 3.59 mit + hervorgehoben.

Um die messtechnische Charakterisierung der Schaltung zu vereinfachen, einen definierten Abschluss der Antenne sicherzustellen und eine hohe Bandbreite zu gewährleisten, wird der Eingang an  $100\ \Omega$  angepasst, obwohl dies eine gewisse Verschlechterung der Rauschzahl zur Folge hat. Für die gewählten Eingangstransistoren und ihre zugehörigen Arbeitspunkte ist die Leistungsanpassung mit einer einzigen Leitung möglich. Hinzu kommt ein Serienkondensator, der die Gleichspannung an der Basis vom Eingang isoliert. Seine Unterseitenkapazität von ca.  $3\ \text{fF}$  ist ebenso in der Simulation berücksichtigt wie eine angenommene Kapazität von weiteren  $3\ \text{fF}$  an den Basen der Transistoren aufgrund der Nähe beider Signalleitungen zueinander. Weiterhin ist die Ka-

pazität der Bondpads in einer Feldsimulation bestimmt worden und mit 18 fF in der Schaltung enthalten. Der Aufbau des Eingangsanpassnetzwerkes kann der Gesamtschaltung entnommen werden, die in Abbildung 3.62 wiedergegeben ist. Aus Platzgründen sind parasitäre Bauelemente, die in der Simulation berücksichtigt wurden, in dieser Abbildung nicht dargestellt. Da insbesondere die parasitäre Kapazität von Bondpad und Serienkondensator am Eingang die Anpassung verschlechtert, ist die durchgehende Massefläche auf Metal 1 unter dem Serienkondensator ausgespart. Die Gesamtanordnung des Eingangsanpassnetzwerkes wurde in vergleichbarer Weise wie beim LO-Treiberverstärker mithilfe eines Feldsimulators analysiert und optimiert.

Die beiden Eingangstransistoren bilden ein Differenzpaar, dessen Ruhestrom mit einer Emittterstromquelle eingestellt wird. Diese benötigt zum Betrieb eine Spannung von ca. 0,5 V, weswegen der Arbeitspunkt an den Basen der Eingangstransistoren über zwei mit einer Spannungsquelle verbundene 10-k $\Omega$ -Widerstände auf 1,4 V festgelegt wird. Das Eingangsdifferenzpaar, das das Hochfrequenzsignal verstärkt, muss mindestens mit einer Kollektor-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt von  $U_{CE0} = 0,8$  V betrieben werden, was eine Basisspannung an den oberen Transistoren der Kaskodestufe von mindestens  $U_{B0} = 1,7$  V erforderlich macht. Da die Aussteuerung der Eingangsstufe gering ist und sich die Hochfrequenzeigenschaften der Eingangstransistoren bei höherer Kollektor-Emitter-Spannung verbessern, werden die Basen der oberen Transistoren mit der positiven Versorgungsspannung von  $U_{CC} = 2,2$  V verbunden.

### 3.8.2 Folgestufen und Verstärkungsregelung

Die Eingangsstufe mit Eingangsanpassnetzwerk, aber ohne Ausgangsbeschaltung hat einen maximalen Gewinn von 12 dB bei 60 GHz. Damit liegt ihr Ausgangspegel bereits über der geforderten Ausgangsleistung von  $P_{OLNA,dB} = -10$  dBm, wenn der höchste auftretende Pegel  $P_{rhigh,dB} = -21$  dBm am Eingang anliegt. Die Eingangsstufe wurde in Hinblick auf ihre Rauscheigenschaften optimiert. Aus diesem Grund wird sie nicht modifiziert, um ihre Verstärkung einstellen zu können. Stattdessen wird in der Folgestufe die Möglichkeit vorgesehen, die Verstärkung einzustellen. Dabei müssen auch Werte in der Größenordnung von eins realisierbar sein, damit der Ausgang des Empfängers und die A/D-Wandler bei hohem Eingangspegel nicht übersteuert werden.

An die zweite Stufe des Eingangsverstärkers werden keine hohen Anforderungen hinsichtlich der Rauschzahl gestellt, da ihr Rauschbeitrag aufgrund der Verstärkung der Eingangsstufe gemäß der Friisschen Formel nur zu einem ge-

ringen Anteil in die Gesamtrauschzahl des Empfängers eingeht. Daher wird die Kollektorstromdichte der Transistoren so gewählt, dass die maximale Transitfrequenz nahezu erreicht wird. Im Betrieb wird die Verstärkung der zweiten Stufe reduziert, wenn der Eingangspegel einen bestimmten Wert überschreitet, damit die Folgestufen nicht übersteuern. Wird der maximale Pegel am Empfängereingang erreicht, arbeitet die zweite Stufe mit einer Verstärkung in der Größenordnung von eins. Daher sind die Anforderungen hinsichtlich der Aussteuerbarkeit vergleichbar mit denen der Eingangsstufe. Aus diesen Gründen bestehen kaum Restriktionen für den Entwurf der Stufe, so dass problemlos die Eingangsstufe des LO-Treiberverstärkers übernommen werden kann, die mit einer Möglichkeit zur Verstärkungseinstellung ausgestattet ist.

Das Hauptaugenmerk beim Entwurf wurde auf das Anpassnetzwerk zwischen der Stufe am Eingang und der zweiten Verstärkerstufe gelegt, um einen flachen Frequenzgang des Übertragungsgewinns zu erreichen. Dazu wurden drei Streifenleitungen und ein Kondensator pro Zweig so dimensioniert, dass bei Variation der Frequenz der Ausgangsreflexionsfaktor am Ende des Anpassnetzwerks den konjugiert komplexen Eingangsreflexionsfaktor der zweiten Stufe umschlingt. Der Serienkondensator dient zudem dazu, die Eingangsgleichspannung der zweiten Stufe von der Kollektorspannung der ersten Stufe zu isolieren. Die beiden Leitungen vom Kollektor der ersten Stufe zur positiven Versorgungsspannung haben neben der Anpassung die Aufgabe, die erste Stufe mit Strom zu versorgen.

Abbildung 3.60 stellt die Verläufe von Ausgangsreflexionsfaktor des Anpassnetzwerks  $\Gamma_{o1}$  und konjugiert komplexem Eingangsreflexionsfaktor der zweiten Stufe  $\Gamma_{i2}^*$  im SMITH-Diagramm dar. Auf den ersten Blick erscheint die Dimensionierung ungünstig, da beide Kurven gerade bei der Betriebsfrequenz von 60 GHz weit voneinander entfernt sind, mithin eine schlechte Anpassung vorliegt. Es gilt jedoch die in Abschnitt 2.2.2 genannte Einschränkung, dass nicht allein der Anpassungsfaktor für den Frequenzgang entscheidend ist, sondern ebenso die im Anpassnetzwerk auftretenden Verluste sowie der Frequenzgang der aktiven Bauelemente. Stellt man den Anpassungsfaktor  $M_2$  zusammen mit dem maximalen verfügbaren Gewinn der ersten Stufe mit Ausgangsanpassnetzwerk  $G_{\max\text{Tr}1}$  in einem Diagramm dar, so erkennt man, dass sich beide Effekte ausgleichen. Dies hat einen breitbandig flachen Verlauf des Übertragungsgewinns der ersten Stufe mit beiden Anpassnetzwerken bei Belastung mit der zweiten Stufe  $G_{T1}$  zur Folge, der zusammen mit den anderen Größen in Abbildung 3.61 eingetragen ist. Die Bezugsebenen der beiden Gewinne und des Anpassungsfaktors sind Abbildung 3.62 zu entnehmen.

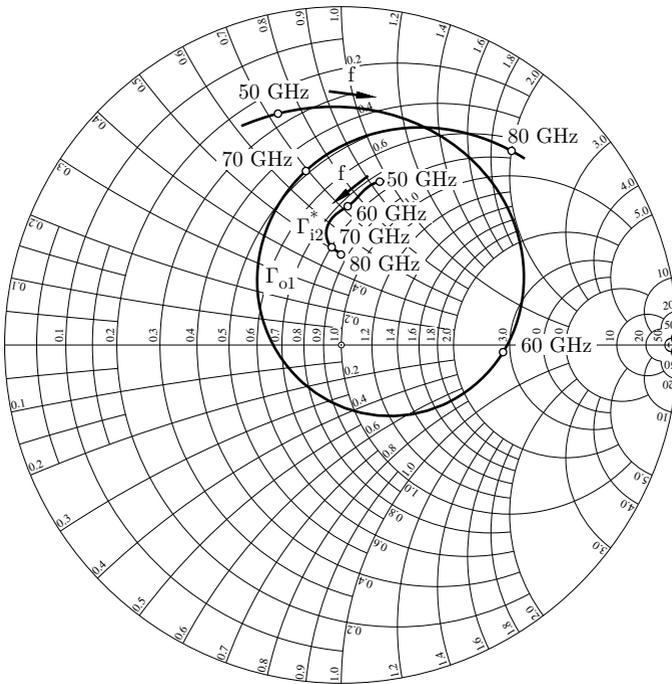


Abbildung 3.60: Simulierte Ortskurven von  $\Gamma_{o1}$  und  $\Gamma_{i2}^*$  am Eingang der zweiten Stufe.

Das kritischste Bauelement im Anpassnetzwerk ist der Serienkondensator, der eine Kapazität von nur 20 fF haben darf, damit das gewünschte Frequenzverhalten erreicht wird. Vorversuche haben gezeigt, dass solche Kondensatoren während der Prozessierung oft deutliche Abweichungen vom Nominalwert erfahren, was die Funktion der gesamten Schaltung beeinträchtigt. Aus diesem Grund wurde diesen Kondensatoren beim Layout besondere Aufmerksamkeit gewidmet. Abschnitt 3.11.3 erläutert das Vorgehen detailliert.

Der Übertragungsgewinn der ersten Stufe mit Anpassnetzwerken beträgt ca.  $G_{T1,\text{dB}} = 10 \text{ dB}$ , wie aus Abbildung 3.61 ersichtlich ist. Der effektive Gewinn der zweiten Stufe liegt mit  $G_{P2,\text{dB}} \approx 13 \text{ dB}$  etwas darüber, was durch die höhere Kollektorstromdichte und die unterschiedliche Bezugsgröße — verfügbare Quellenleistung beim Übertragungsgewinn gegenüber der tatsächlich aufgenommenen Leistung beim effektiven Gewinn — verursacht wird. Um bei niedrigen

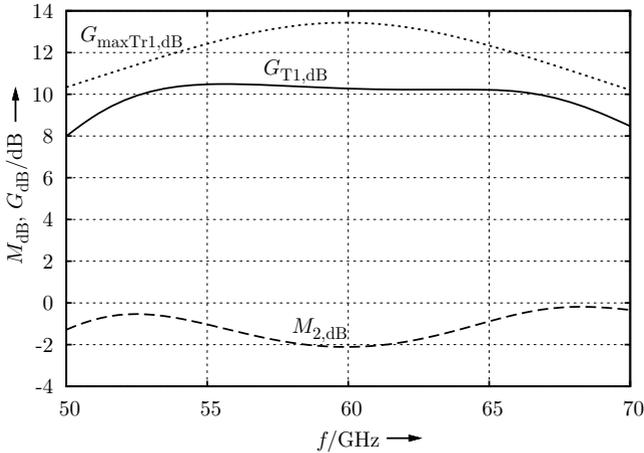


Abbildung 3.61: Anpassungsfaktor  $M_{2,dB}$  zwischen Ausgang der ersten und Eingang der zweiten Stufe, maximaler verfügbarer Gewinn  $G_{maxTr1,dB}$  der ersten Stufe mit Ausgangsanpassnetzwerk und Übertragungsgewinn  $G_{T1,dB}$  vom Empfängereingang bis zum Eingang der zweiten Stufe. (Simulation)

Eingangspiegeln die A/D-Wandler am Ausgang voll aussteuern zu können, ist ein Übertragungsgewinn von 23 dB zu gering und demzufolge eine weitere Verstärkerstufe erforderlich. Auch deren Verstärkung muss einstellbar sein.

Grundlage für die dritte Verstärkerstufe bildet die bereits dimensionierte zweite Stufe. Transistorgrößen und Kollektorstrom werden erhöht, um auch bei niedrigen Verstärkungen ausreichend Ausgangsleistung abgeben zu können. Das Anpassnetzwerk zwischen zweiter und dritter Stufe wird an die niedrigere Eingangsimpedanz der dritten Stufe angepasst. Das Ausgangsanpassnetzwerk der dritten Stufe wird gemeinsam mit dem Leistungsteiler am Ausgang des Eingangsverstärkers entworfen. Eine Vielzahl von Parametern des Leistungsteilers ergeben sich unmittelbar aus den geometrischen Randbedingungen. So sind die Eingänge der beiden 450  $\mu\text{m}$  voneinander entfernten Mischer auf einen gemeinsamen Knoten zu führen. Um bei dieser Leitungslänge die Transformation der Mischereingangsimpedanz auf sehr niedrige Werte zu vermeiden, müssen die Leitungen einen möglichst hohen Wellenwiderstand aufweisen. Daher werden die Signale auf der höchsten Metallebene Topmetal 2 geführt und sind mit einer durchgehenden Metallfläche auf Metal 1 gegen das Substrat abgeschirmt. Der Abstand zwischen beiden Signalleitungen ist mit 10  $\mu\text{m}$  groß und die Lei-

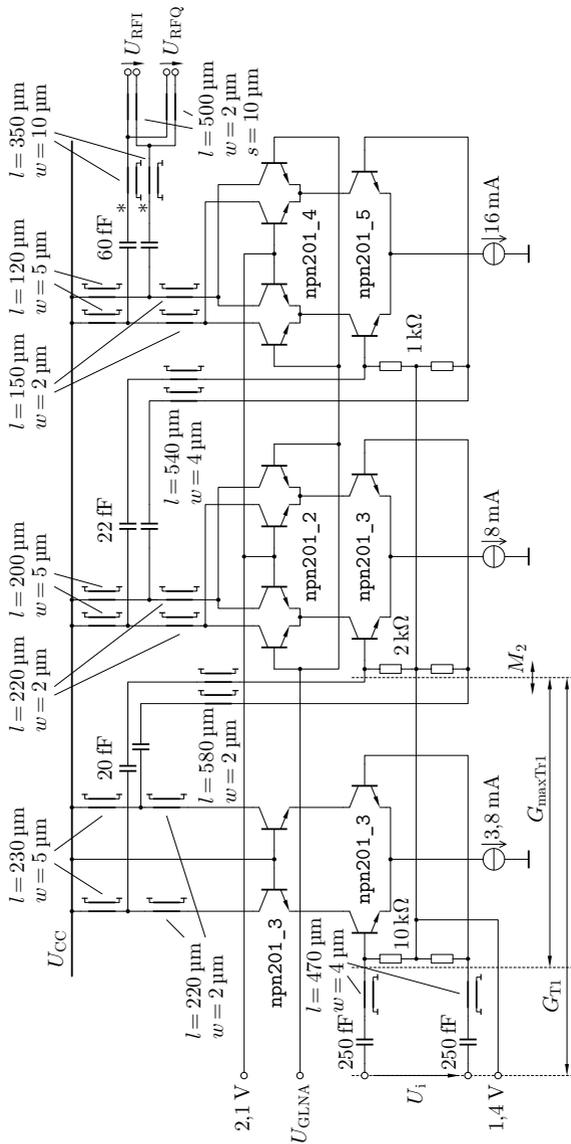


Abbildung 3.62: Gesamtschaltung des Eingangsverstärkers. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1, außer \*: Topmetal 1 über Metal 2.

terzugbreite mit  $2\ \mu\text{m}$  klein gewählt, um den Kapazitätsbelag gering zu halten und damit einen hohen Wellenwiderstand zu realisieren. Der Verbindungsknoten beider Leitersysteme wird vom Ausgang des Anpassnetzwerks gespeist, das ebenso wie die Anpassnetzwerke der Vorstufen auf Breitbandigkeit optimiert ist.

Abbildung 3.62 zeigt das vereinfachte Schaltbild des gesamten Eingangsverstärkers mit Leistungsteiler. Alle Referenz- und Hilfsspannungen zur Arbeitspunkteinstellung sind mit R-C-Tiefpassfiltern, die nicht gezeichnet sind, geblockt. Diese Tiefpassfilter verhindern Wechselwirkungen zwischen den Stufen, die zu unkontrolliertem Schwingen führen können. Ebenso sind an allen Knoten, an denen die Versorgungsspannung der einzelnen Stufen abgegriffen wird, große Stützkondensatoren vorgesehen. Die Stromquellen sind als einfache Bipolarstromspiegel realisiert, die von MOS-Strombänken in Kaskodekonfiguration gespeist werden.

Abbildung 3.63 illustriert, dass das Absenken der Verstärkung über einen sehr weiten Bereich möglich ist. Allerdings muss eine Verzerrung des glatten Frequenzgangs gegenüber der höchsten Verstärkungsstufe in Kauf genommen werden. Praktisch hat der Verstärkungsabfall mit steigender Frequenz jedoch keine gravierende Auswirkung auf die Form der übertragenen Symbole. Der Gesamtübertragungsgewinn aller drei Stufen in der Einstellung höchster Verstärkung ist mit ca. 36 dB ein Dezibel niedriger als ursprünglich gefordert. Dies führt dazu, dass bei minimaler Eingangsleistung die A/D-Wandler nicht voll angesteuert werden können. Auch wenn davon auszugehen ist, dass der praktisch realisierte Empfänger eine noch etwas geringere Gesamtverstärkung hat, wird aus Komplexitäts- und Platzgründen keine weitere Stufe hinzugefügt, sondern die nur teilweise Aussteuerung der A/D-Wandler toleriert.

Um sicherzustellen, dass alle Stufen bei allen Eingangsleistungen mit der zugehörigen Verstärkungseinstellung begrenzungsfrei arbeiten, wurde der Eingangsverstärker mit einem 61,5-GHz-Eingangssignal im Zeitbereich simuliert. Abbildung 3.64 zeigt die Ergebnisse. Bei allen drei Einstellungen von  $U_{\text{GLNA}}$  werden  $-10\ \text{dBm}$  Ausgangsleistung an der dritten Stufe ohne Kompression erreicht. Aus den Ergebnissen für  $U_{\text{GLNA}} = 2,03\ \text{V}$  wird der Vorteil der GILBERT-Zellen zur Verstärkungseinstellung besonders deutlich: Obwohl zweite und dritte Stufe nur mit einer Verstärkung von eins arbeiten, lassen sie sich noch linear bis etwa  $-7\ \text{dBm}$  Ausgangsleistung aussteuern. Dies wäre mit einer einfachen Kaskodestufe, deren Kollektorstrom abgesenkt wird, nicht möglich.

Um insbesondere bei hohen Spannungen von  $U_{\text{GLNA}}$ , also geringen Verstärkungseinstellungen, mehr Ausgangsleistungsreserve zu haben, wurde erwogen,

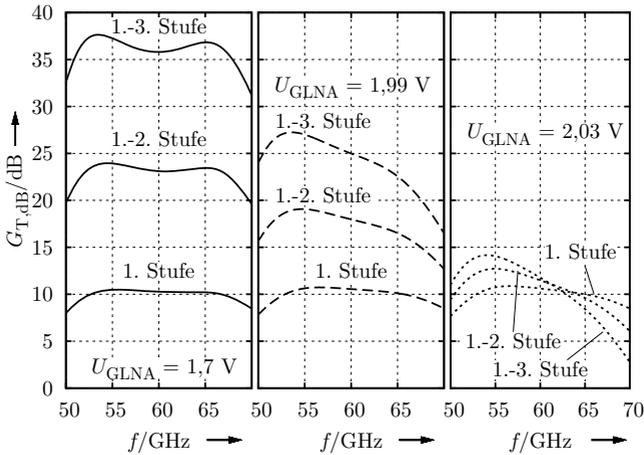


Abbildung 3.63: Simulierte Übertragungsgewinne der Stufen im Eingangsverstärker bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung.

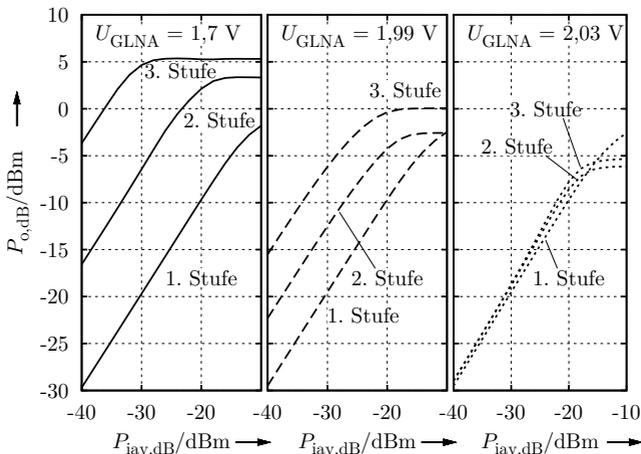


Abbildung 3.64: Simulierte Ausgangsleistungen der Stufen des Eingangsverstärkers bei unterschiedlich eingestellter Gesamtverstärkung.

die Referenzspannung der GILBERT-Zelle von 2,1 V auf 1,9 V abzusenken. Zwar vergrößert sich der 1-dB-Kompressionspunkt am Ausgang damit um ca. 1 dB, jedoch verringert sich auch die Gesamtverstärkung. Da mit der bestehenden Dimensionierung die hohe Verstärkung bereits geringfügig unter dem geforderten Wert von 37 dB liegt, wurde dieser Ansatz nicht realisiert.

## 3.9 Referenzspannungserzeugung

Zur Arbeitspunkteinstellung der Verstärkerstufen wird eine Vielzahl von Referenzspannungen benötigt. Diese Referenzspannungen werden alle im Empfängerschaltkreis erzeugt. Daher kann der Schaltkreis ohne von außen angelegte Hilfsspannungen betrieben werden. Die Referenzspannungen, für die eine Einstellmöglichkeit von außen vorgesehen ist, erhalten einen zusätzlichen Steuereingang. Ist dieser kontaktiert, kann ihr Wert verändert werden. Falls nicht, erzeugt die zugehörige Quelle eine sinnvoll gewählte, vordefinierte Spannung.

Als einfachste Variante der Realisierung einer solchen Quelle kommt ein von der positiven Versorgungsspannung gespeister Spannungsteiler in Betracht. Zerlegt man die beiden Widerstände in geeigneter Weise in Reihenschaltungen mehrerer einzelner Widerstände mit ähnlicher Geometrie, ordnet diese in einem Block an und fügt Dummystrukturen um den Block herum hinzu, können damit akzeptable Genauigkeiten erzielt werden. Allerdings ändert jede Belastung des Spannungsteilers den Wert der Referenzspannung, so dass ein ausreichend hoher Querstrom durch den Spannungsteiler vorgesehen werden muss. Der dafür erforderliche geringe Wert der beiden Widerstände des Spannungsteilers macht große Kondensatoren zum Tiefpassfiltern der Referenzspannung erforderlich. Daher ist eine solche Topologie nur für sehr geringe Lasten geeignet.

Eine bessere Stabilisierung erzielt man mit einem  $U_{BE}$ -Vervielfacher, der aus einem Spannungsteiler, einem Bipolartransistor und einem Vorwiderstand aufgebaut ist. Allerdings besteht bei dieser Schaltung keine einfache Möglichkeit, die Referenzspannung von außen einzustellen. Daher kann auch sie nicht für alle Referenzquellen verwendet werden.

Universell einsetzbar ist ein mit einem Operationsverstärker aufgebauter Spannungsfolger, wie er in Abbildung 3.65 dargestellt ist. Die Referenzspannung wird mittels eines Spannungsteilers aus der positiven Versorgungsspannung  $U_{CC}$  abgeleitet. Über einen nach außen geführten Widerstand vom mittleren Knoten des Spannungsteilers kann dessen Mittenspannung beeinflusst wer-

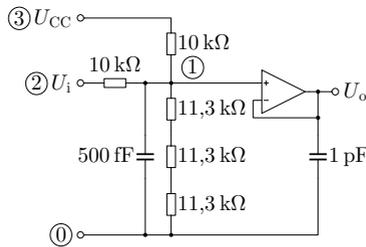


Abbildung 3.65: Referenzspannungserzeugung mit Einstellmöglichkeit.

den. Diese Spannung ist über einen Kondensator tiefpassgefiltert. Details zum Layout des funktionsbestimmenden Spannungsteilers mit den Entsprechungen der im Schaltbild nummerierten Knoten sind in Abschnitt 3.11.2 angegeben. Der als Folger beschaltete Operationsverstärker stellt die Referenzspannung an seinem Ausgang niederohmig zur Verfügung. Dort ist ebenfalls ein Kondensator zur Tiefpassfilterung vorgesehen. Bei der Dimensionierung ist zu beachten, dass der Wert dieses Kondensators nicht zu groß gewählt werden darf, da der Operationsverstärker sonst instabil ist.

Mit den dargestellten Werten erzeugt diese Quelle bei offenem Eingang eine Referenzspannung von 1,7 V. Sie kann über den Eingang  $U_i$  in weiten Grenzen verschoben werden, wobei zu beachten ist, dass aufgrund des inneren Aufbaus des Operationsverstärkers nur Ausgangsspannungen mit ca. 100 mV Abstand zur positiven und negativen Versorgungsspannung erreicht werden können. Nachteilig ist zudem der hohe Platzbedarf der Schaltung durch die Komplexität des Operationsverstärkers. Da jedoch der Ausgangsspannungsbereich ausreicht und aufgrund der für die Anpassnetzwerke notwendigen Leitungen ohnehin große ungenutzte Flächen auf dem Schaltkreis vorhanden sind, werden alle Referenzquellen mit einem Operationsverstärker realisiert. Bei den Quellen, für die keine externe Einstellmöglichkeit vorgesehen ist, entfällt der Eingang  $U_i$  sowie der zugehörige Widerstand.

### 3.10 Referenzstromerzeugung

Neben Referenzspannungen wird auf dem Schaltkreis auch eine Vielzahl von Referenzströmen benötigt. Diese werden über MOS-Kaskode-Strombänke erzeugt. Aus den bereits für die Referenzspannungen erläuterten Gründen sind die Stromquellen so entworfen, dass sie ohne äußere Beschaltung einen Nominal-

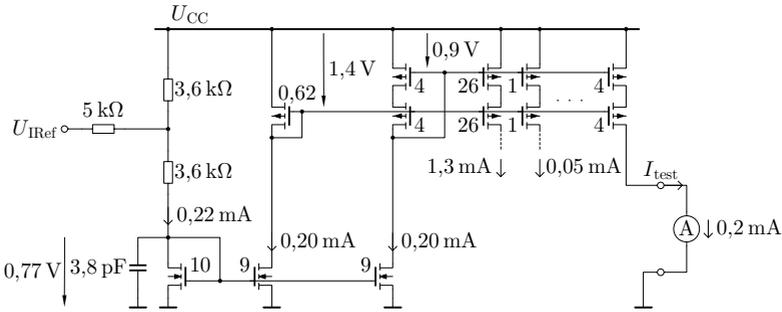


Abbildung 3.66: Referenzstromerzeugung mit Einstellungsmöglichkeit und Testausgang. Die relativen  $w/l$ -Verhältnisse der Transistoren sind angegeben. Alle Substratschlüsse sind mit negativer bzw. positiver Versorgungsspannung verbunden.

strom liefern, der nach Bedarf korrigiert werden kann. Aufgrund der begrenzten Bonpadanzahl und den damit begrenzten Möglichkeiten, die Referenzströme zu korrigieren, sind alle Ströme auf eine einzige Quelle zurückgeführt. Jeder Schaltungsblock wird mit einer Kopie dieses Urstroms gespeist und leitet daraus intern alle weiteren benötigten Referenzströme ab.

Abbildung 3.66 zeigt das Schaltbild der Urstromquelle und der Strombank, die alle Teilschaltungen versorgt. Die 3,6-k $\Omega$ -Widerstände im linken Schaltungsblock bestehen aus einer Vielzahl von Einzelwiderständen, die in einem regelmäßigen Block angeordnet sind. Die Abmessungen jedes Einzelwiderstands liegen deutlich über den prozessbedingten Minimalgrößen. Der Widerstandsblock ist von einem Ring aus gleichartigen Dummywiderständen umgeben. Diese Maßnahmen sorgen zusammen für geringe Abweichungen des Widerstandes vom Nominalwert. Der Verbindungsknoten zwischen beiden Widerständen ist über einen 5-k $\Omega$ -Widerstand auf ein Bondpad geführt, so dass der Urstrom durch Anlegen einer äußeren Spannung korrigiert werden kann. Da der Urstrom aus der möglicherweise mit Störspannungen behafteten positiven Versorgungsspannung abgeleitet wird, erfolgt eine Tiefpassfilterung über einen 3,8-pF-Kondensator.

Der Referenzstrom wird von zwei NMOS-Transistoren gespiegelt und durch ein geeignetes  $w/l$ -Verhältnis der Transistoren auf einen Wert von 200  $\mu$ A gebracht. Eine PMOS-Kaskode-Strombank kopiert den Strom mehrfach, wobei ebenfalls von der Skalierungsmöglichkeit über angepasste  $w/l$ -Verhältnisse Gebrauch gemacht wird. Die Kaskodestrombank benötigt eine Hilfsspannung für die Gates der Ausgangstransistoren. Diese Hilfsspannung wird ebenfalls aus dem Referenzstrom gewonnen, der durch eine PMOS-Diode mit kleinem  $w/l$ -

Verhältnis fließt. Durch das im Vergleich zum Spiegeltransistor geringe  $w/l$ -Verhältnis stellt sich eine sehr viel höhere Source-Gate-Spannung von 1,4 V ein, die die Gates der PMOS-Ausgangstransistoren versorgt.

An der PMOS-Strombank ist ein Testausgang vorgesehen, der auf ein Bondpad geführt ist. Damit ist es möglich, die Größe des Referenzstroms zu überprüfen und gegebenenfalls eine Korrektur über den Steuereingang  $U_{\text{IRef}}$  vorzunehmen. Der Nominalwert des Teststroms  $I_{\text{test}}$  beträgt 0,2 mA.

## 3.11 Layout

Das Layout des Schaltkreises wurde in enger Verzahnung mit der Schaltungssimulation erstellt. Dies ist erforderlich, weil jegliche Verdrahtung Einfluss auf die Hochfrequenzsignale hat und daher modelliert werden muss. Zudem verursacht die geometrische Nähe von Bauelementen oder Metallflächen zueinander kapazitive Kopplungen; deren Auswirkungen müssen abgeschätzt werden. Kommt es zu deutlichen Abweichungen der Schaltungseigenschaften, sind Korrekturen im Layout erforderlich, oder Bauelementeparameter, wie beispielsweise Kapazitätswerte, müssen angepasst werden.

Die Layoutstrategie der Hochfrequenzbaugruppen orientiert sich demzufolge an der Vermeidung parasitärer Effekte. Alle Versorgungs- und Referenzspannungen müssen direkt an den Orten, wo sie benötigt werden, mit einem Stützkondensator stabilisiert werden. Ein Beispiel anhand der zweiten Stufe des Eingangsverstärkers ist in Abschnitt 3.11.1 wiedergegeben. Dummystrukturen können nur in niederfrequenten Schaltungsteilen, wie den in Abschnitt 3.11.2 gezeigten Referenzspannungsteilern, vorgesehen werden. Eine Ausnahme bilden die sehr kleinen Serienkondensatoren in den Anpassnetzwerken des Eingangsverstärkers, die in Abschnitt 3.11.3 erläutert werden. Das Layout der Gesamtschaltung findet sich in Abschnitt 3.11.4

### 3.11.1 Verstärkerstufe im Eingangsverstärker

In Abbildung 3.67 ist beispielhaft ein Detail aus dem Layout des Eingangsverstärkers gezeigt. Die Schaltung entspricht der zweiten Verstärkerstufe in Abbildung 3.62. Deutlich erkennbar ist die strenge Symmetrie des Hochfrequenzteils der Schaltung, die aus dem Differenzkonzept des Verstärkers resultiert. Das Eingangssignal wird über eine Leitung auf Topmetal 2 an das Eingangsdifferenzpaar herangeführt. Erst wenige Mikrometer vor den Transistoren endet die durchgehende Metallfläche auf der untersten Verdrahtungsebene, damit die

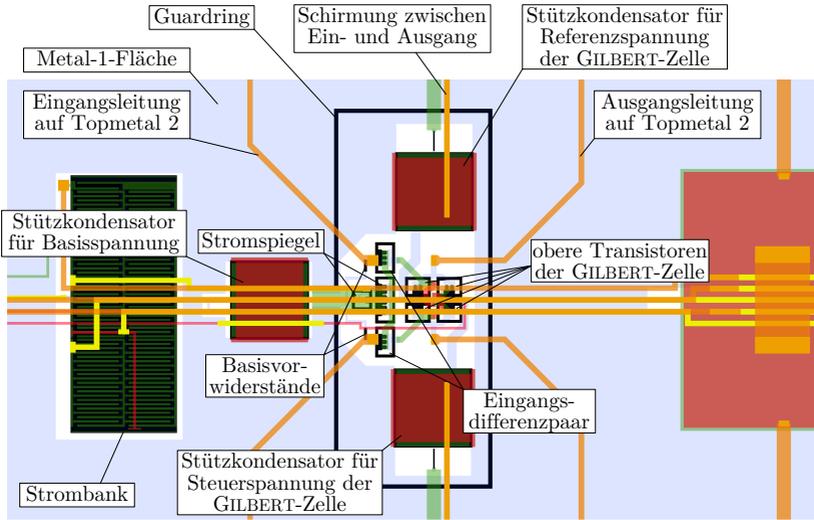


Abbildung 3.67: Layoutdetail: Zweite Stufe des Eingangsverstärkers.

Leitungseigenschaften in der praktischen Schaltung dem Modell entsprechen. Zwischen den beiden Eingangstransistoren ist der Spiegeltransistor der Emitterstromquelle angeordnet. Eine kurze und damit induktivitätsarme Verbindung zwischen den beiden Transistoren des Eingangspaares ist Voraussetzung für die korrekte Funktion der Verstärkerstufe. Von den Kollektoren des Eingangsdifferenzpaares gelangt das Signal auf kürzestem Weg zu den Emitttern der oberen Transistoren der GILBERT-Zelle. Deren Kollektoren sind, wie im Schaltbild angegeben, miteinander verbunden und werden auf Topmetal 2 geführt. Dort schließt sich die erste Streifenleitung des Ausgangsanpassnetzwerkes an.

Im Layoutausschnitt sind die drei Stützkondensatoren für die beiden Basisspannungen der oberen Transistoren der GILBERT-Zelle sowie für die Basisspannung der Eingangstransistoren erkennbar. Diese Stützkondensatoren bestehen aus einer Parallelschaltung eines MIM-Kondensators mit einem PMOS-Gate. Der Basisvorwiderstand zur Einstellung des Arbeitspunktes der Eingangstransistoren hat die prozessbedingte Minimalgröße. Deswegen ist sein absoluter Wert zwar ungenau, jedoch hat dies keinen Einfluss auf die Schaltungseigenschaften. Entscheidend ist, dass der geometrisch kleine Widerstand nur eine geringe parasitäre Kapazität gegen das Substrat verursacht.

Um den gesamten aktiven Schaltungsteil ist ein Guardring gezogen, der ein definiertes Substratpotential festlegt. Damit es nicht zu einer Rückwirkung der Leitung am Ausgang auf die Eingangsleitung kommt, ist zwischen beiden Teilen eine Abschirmung vorgesehen, die von Topmetal 2 bis zum jeweils tiefsten unbenutzten Metall hinunterreicht und mit Viareihen durchkontaktiert ist.

### 3.11.2 Exakte Spannungsteiler

Die Genauigkeit der Spannungsteiler in den Referenzspannungsquellen ist für die Funktion der Schaltung bedeutsam. Im Gegensatz zum Hochfrequenzteil der Schaltung arbeiten diese Spannungsteiler statisch. Daher können breite Widerstände verwendet werden, bei denen Randeﬀekte eine wesentlich geringere Rolle spielen als bei schmalen Widerständen. Wo möglich, wurden die Widerstände des Spannungsteilers in mehrere Einzelwiderstände mit ähnlicher Geometrie zerlegt. Um den Block aus Einzeltransistoren sind Dummywiderstände angeordnet, die sich positiv auf die Reproduzierbarkeit von Lithografie und Ätzprozessen auswirken.

Ein Beispiel ist in Abbildung 3.68 angegeben. Die nummerierten Knoten entsprechen denen im Schaltbild 3.65. Da zur Verdrahtung der Widerstände nur die unterste Metallebene verwendet wurde, können darüber MIM-Kondensatoren zur Stabilisierung der Referenzspannung platziert werden. Diese sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

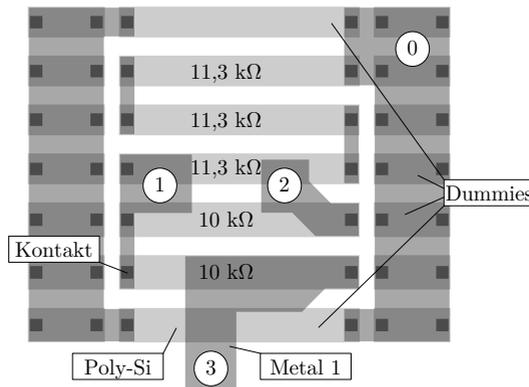


Abbildung 3.68: Layoutdetail: Spannungsteiler mit Dummies.

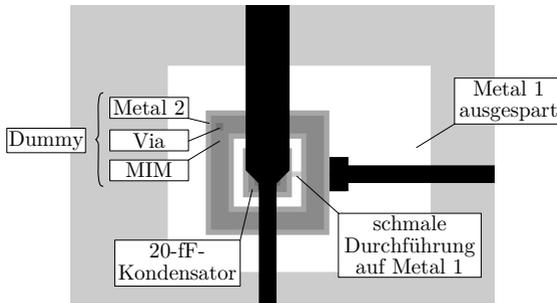


Abbildung 3.69: Layoutdetail: Serienkondensator mit Dummy.

#### 3.11.3 Frequenzbestimmende Serienkondensatoren

Im Hochfrequenzteil des Empfängers werden Dummystrukturen weitestgehend vermieden, da sie stets mit parasitären Kapazitäten einhergehen und aufgrund ihres Platzbedarfs die Anordnung der Bauteile einschränken. Eine Ausnahme bilden die Serienkondensatoren im Anpassnetzwerk des Eingangsverstärkers. Mit Werten von 20 fF bzw. 22 fF sind sie geometrisch so klein, dass Randeffekte einen entscheidenden Einfluss gewinnen. Testschaltungen haben gezeigt, dass die Resonanzfrequenz solcher Anpassnetzwerke oft oberhalb des Wertes liegt, für den sie dimensioniert wurden. Dies lässt auf eine durch technologische Abweichungen wie Unterätzen bedingte Verringerung der Kapazität gegenüber ihrem Nominalwert schließen. Um einen besser kontrollierten Prozess zu ermöglichen, werden die Kondensatoren in der in Abbildung 3.69 gezeigten Weise von einem Ring aus einer MIM-Struktur umgeben.

Die eigens als Dummy entworfene Struktur bietet den Vorteil der fehlenden Metallisierung auf Metal 3 und damit geringere Parasitärkapazitäten als bei Verwendung der MIM-Kondensatoren aus dem Designkit. Die Verbindung von der unteren Kondensatorplatte zur weiterführenden Streifenleitung auf Topmetal 2 ist mit einer schmalen Durchführung auf Metal 1 und einem sich anschließenden Viastapel realisiert.

#### 3.11.4 Gesamtlayout

Die Anordnung der Schaltungsblöcke im Gesamtlayout orientiert sich am Blockschaltbild in Abbildung 2.1. Die Bondpads müssen so aufgeteilt werden, dass an drei von vier Kanten des Schaltkreises jeweils eine Signalschnittstelle entsteht.

Links wird der Hochfrequenzeingang angeordnet, oben der LO-Eingang und rechts der ZF-Ausgang. Die untere Kante verbleibt damit für die Zuführung der Versorgungs- und Steuerspannungen sowie den Testausgang des Referenzstromes. Da jeweils nur drei spannungsführende Bondpads mit den verfügbaren Messspitzen kontaktiert werden können, wird die Versorgungsspannung  $U_{CC}$  mittig platziert. Dann kann die Gleichspannungs-Messspitze den Schaltkreis in drei verschiedenen Positionen kontaktieren, in denen stets  $U_{CC}$  angeschlossen ist. Das Layout des gesamten Schaltkreises ist in Abbildung 3.70 dargestellt.

Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass die aktive Fläche nur einen Bruchteil der Gesamtfläche einnimmt. Wesentlich mehr Platz wird für die zahlreichen Streifen- und Koplanarleitungen benötigt, die Bestandteile der Anpassnetzwerke, des Leistungsteilers und des Phasenschiebers sind. Um dennoch ein kompaktes Layout zu ermöglichen, wurden alle Leitungen mehrfach abgewinkelt und teils mäanderförmig über den Schaltkreis geführt. Diese Leitungsführung setzt eine sorgfältige Abschirmung zwischen den an die verschiedenen Verstärkerstufen angeschlossenen Leitungen voraus, wie sie in Abschnitt 3.11.1 gezeigt ist.

In den Feldsimulationen der Leitungen wurde stets eine ausgedehnte Massefläche auf Metal 1 bzw. Metal 2 unter den Leitungen angenommen. Der Effekt dieser Massefläche ist daher in den Modellen enthalten. Andererseits sind die Modelle nur dann exakt, wenn das tatsächliche Layout eine solche ausgedehnte Massefläche aufweist. Daher ist der gesamte Schaltkreis, abgesehen von den Flächen mit aktiven Bauelementen, mit einer Metal-1-Fläche sowie ein Teilbereich der Schaltung mit einer Metal-2-Fläche überzogen. Diese Anordnung garantiert, dass in der Simulation keine zusätzlichen Induktivitäten im Massezweig mit empirisch angenommenen Werten berücksichtigt werden müssen.

Die Versorgungsspannung wird mit breiten Streifen auf den oberen Metall Ebenen über den Schaltkreis verteilt. Unter diesen Streifen sind zahlreiche Parallelschaltungen aus MIM-Kondensatoren mit MOS-Gates vorhanden, die eine Gesamtkapazität von 640 pF bilden. Damit ist sichergestellt, dass auch für niederfrequente Signale im Basisbandverstärker eine stabile Versorgungsspannung verfügbar ist.

## 3.12 Mess- und Simulationsergebnisse

Eine Mikroskopaufnahme der gefertigten Schaltung ist in Abbildung 3.71 gezeigt. Deutlich zu erkennen sind die Bondpads sowie alle Metallstrukturen auf

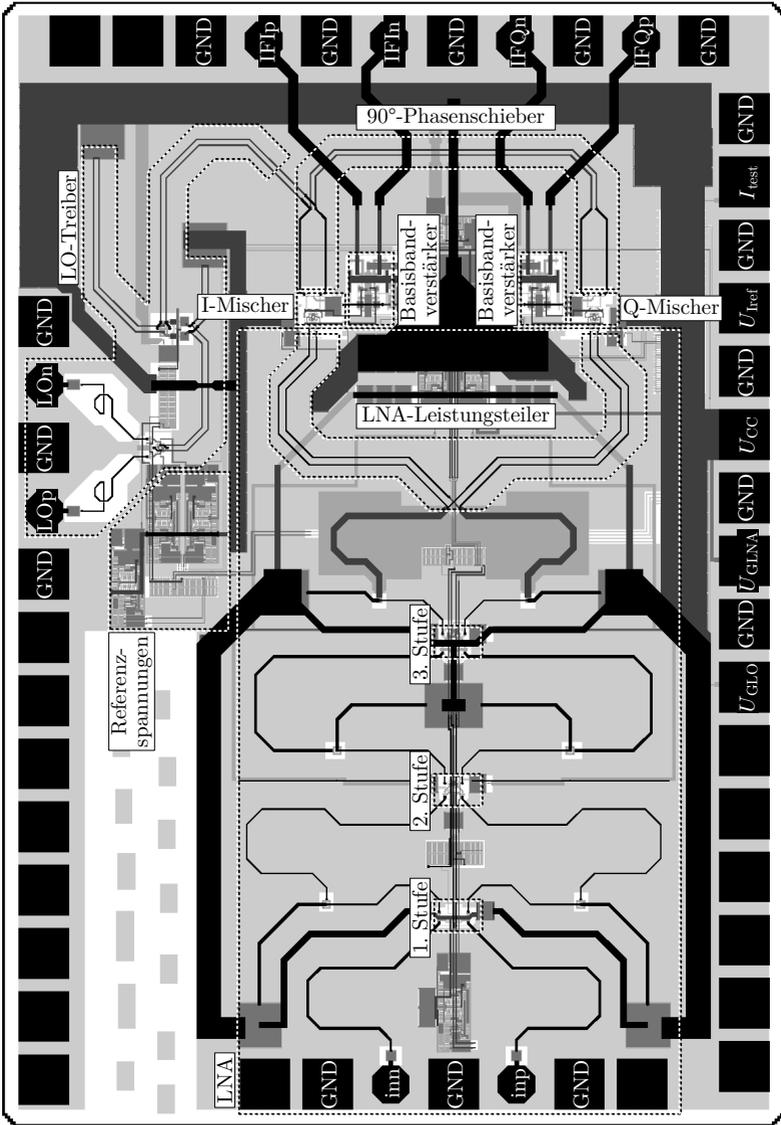


Abbildung 3.70: Layout der Gesamtschaltung.

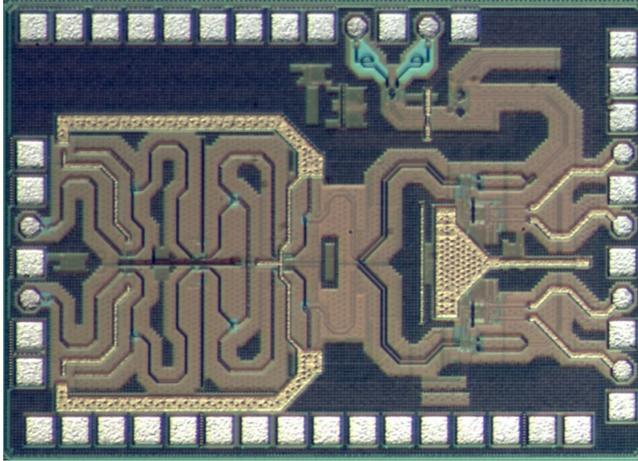


Abbildung 3.71: Mikroskopaufnahme des gefertigten Schaltkreises.

der obersten Metallisierungsebene. Ein Großteil der Fläche wird vom dreistufigen Eingangsverstärker mit zugehörigem Leistungsteiler eingenommen. Die Gesamtfläche der Schaltung beträgt  $(1,8 \times 1,3) \text{ mm}^2$ .

Die Schaltung wurde ungehäust auf einem Waferprober gemessen. Der Einsatz von Hochfrequenzprüfspitzen mit integriertem Symmetrierglied (*balun*) stellt eine echt symmetrische Ansteuerung von Hochfrequenz- und Oszillator-Eingang sicher. Am Ausgang wurden Spitzen ohne Symmetrierglied verwendet, da deren untere Grenzfrequenz im zweistelligen Gigahertzbereich liegt. Damit kann das Ausgangssignal zwar nur unsymmetrisch erfasst werden, jedoch erlaubt die Auslegung der Ausgangsstufe mit geteiltem Innenwiderstand von  $2 \times 50 \Omega$  die direkte Umrechnung in die Ergebnisse der symmetrischen Schaltung.

Aus allen gefertigten Schaltkreisen wurden drei zufällig herausgegriffen. Abgesehen von sehr zeitaufwändigen Messungen, wurden stets alle drei Schaltungen, die mit IC 1, IC 2 und IC 3 bezeichnet sind, charakterisiert. Die Arbeitspunkte der Schaltungen mussten geringfügig angepasst werden, da es bei einigen Messungen ansonsten zu Gleichtaktinstabilität kam. Insbesondere wurde der Ruhestrom leicht erhöht und die Betriebsspannungen von IC 2 und IC 3 abgesenkt. Die Betriebsparameter, die zu den Messungen verwendet wurden, sind in Tabelle 3.7 zusammengefasst. Aus den Daten ist ersichtlich, dass die

Tabelle 3.7: Arbeitspunkte der gemessenen Schaltkreise

IC 1	IC 2	IC 3
$U_{CC} = 2,20 \text{ V}$	$U_{CC} = 2,14 \text{ V}$	$U_{CC} = 2,02 \text{ V}$
$I_{CC} = 164 \text{ mA}$	$I_{CC} = 170 \text{ mA}$	$I_{CC} = 165 \text{ mA}$
$U_{IRef} = 2,55 \text{ V}$	$U_{IRef} = 2,50 \text{ V}$	$U_{IRef} = 2,70 \text{ V}$
$P_{DC} = 361 \text{ mW}$	$P_{DC} = 364 \text{ mW}$	$P_{DC} = 333 \text{ mW}$

Leistungsaufnahme des Empfängers in der Größenordnung von 350 mW liegt. Aufgrund der begrenzten Kontaktanzahl der Gleichspannungsprüfspitze und der Notwendigkeit, das Bondpad  $U_{Iref}$  zu kontaktieren, konnte  $U_{GLO}$  während der on-Wafer-Messung nicht variiert werden. Damit war eine Beurteilung der Verstärkungseinstellung des LO-Treiberverstärkers nicht möglich. Allerdings kommt exakt dieselbe Stufe im Eingangsverstärker zum Einsatz, weswegen sich die Ergebnisse übertragen lassen.

#### 3.12.1 Mischgewinn und Oszillatorleistung

Der Mischer ist so ausgelegt, dass er im Schalterbetrieb arbeitet. In der Simulation wird dieser Zustand erreicht, wenn  $P_{LOav,dB} > -10 \text{ dBm}$  ist. Als erste Messung wurde daher der Mischgewinn als Funktion der eingestellten LO-Leistung bestimmt, so dass die in der Messung für Schalterbetrieb erforderliche LO-Leistung bekannt ist und für Folgemessungen verwendet werden kann.

Die Messung wird mit einem 67-GHz-Vierkanal-Netzwerkanalysator (Rohde & Schwarz ZVA-67) durchgeführt. Die Tore 1 und 4 erzeugen das Hochfrequenzsignal bei 61 GHz sowie das Oszillatorsignal bei 61,44 GHz. An den Kabelenden, die mit den Prüfspitzen verbunden werden, wird eine Generatorleistungskalibrierung mit einem Leistungsmesskopf (Rohde & Schwarz NRP Z-57) durchgeführt. Das Hochfrequenzsignal wird auf  $-25 \text{ dBm}$  kalibriert und zur eigentlichen Messung auf  $-35 \text{ dBm}$  abgesenkt. Dies ist aufgrund des hohen Mischgewinns im Empfänger erforderlich, da es ansonsten zur Kompression kommt. Die Kalibrierung lässt sich aufgrund des Breitbandrauschens im Generatorsignal nicht bei niedrigeren Leistungen durchführen. Andererseits arbeiten die Referenzkanalempfänger im Netzwerkanalysator bei geringen Leistungen hochgradig linear, so dass durch das Absenken des Pegels kein Genauigkeitsverlust erwartet wird. Zusätzlich wird zur Messung ein 20-dB-Dämpfungsglied zwischen Kabel und Prüfspitze eingefügt, so dass sich unter Berücksichtigung

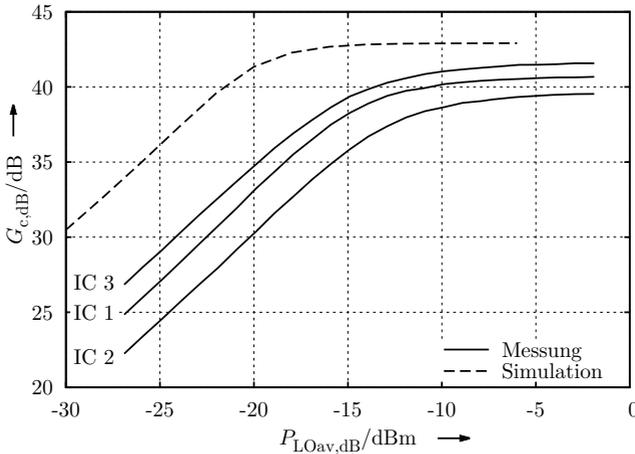


Abbildung 3.72: Mischgewinn der Empfängerschaltkreise als Funktion von  $P_{LOav}$ .  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $f_{RF} = 61$  GHz,  $P_{RFav,dB} \approx -57$  dBm. Höchste Verstärkung von Eingangs- und LO-Verstärker.

der Eigendämpfung der Prüfspitze ca.  $-57$  dBm Pegel am Hochfrequenzeingang des Empfängers ergeben.

Das LO-Signal wird in dem Bereich zwischen  $-25$  dBm und  $0$  dBm kalibriert, in dem auch die Messung durchgeführt wird. Für Tor 2, das mit dem Ausgang des Empfängers verbunden ist, wird eine Empfängerleistungskalibrierung vorgenommen, die sich ebenfalls auf das Kabelende bezieht, das mit der Prüfspitze verbunden wird. Bei der Auswertung der Messergebnisse werden alle bei der Messung zusätzlich auftretenden Dämpfungen in den Prüfspitzen sowie im Dämpfungsglied korrigiert. Ebenso wird davon ausgegangen, dass sich bei symmetrischer Messung des Ausgangssignals eine  $3$  dB höhere Leistung gegenüber der halbseitigen Messung ergibt.

Abbildung 3.72 zeigt die Ergebnisse der Messung im Vergleich zur Simulation. Neben dem etwas geringeren gesättigten Mischgewinn der Schaltung zeigt sich ein verzögertes Ansteigen des Mischgewinns mit wachsender Oszillatorleistung. Dies ist entweder auf eine geringere Verstärkung des LO-Treibers als simuliert zurückzuführen oder auf abweichendes Verhalten der Schalttransistoren im Mischer. Damit der Mischer im Schalterbetrieb arbeitet, wird für alle Messungen ein LO-Pegel von  $-7$  dBm verwendet. Dies entspricht zudem der Ausgangsleistung des verwendeten Synthesizers.

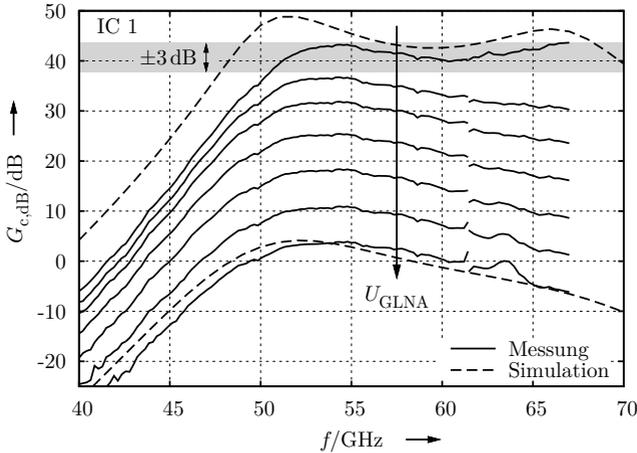


Abbildung 3.73: Frequenzabhängiger Mischgewinn bei Veränderung von  $U_{GLNA}$ . IC 1,  $f_{LO} = 61,44\text{ GHz}$ ,  $P_{LOav,dB} \approx -7\text{ dBm}$ ,  $P_{RFav,dB} \approx -57\text{ dBm}$ .

### 3.12.2 Frequenzabhängiger Mischgewinn

Die Leistungskalibrierung für die Messung des frequenzabhängigen Mischgewinns wird ähnlich wie bei der Messung des Mischgewinns als Funktion der Oszillatorleistung durchgeführt. Im Unterschied zur ersten Messung sind HF-Eingangsleistung und Oszillatorleistung jedoch fest, und die Frequenz des Eingangssignals wird variiert. Die Messung erfolgt in zwei Schritten unterhalb und oberhalb der Oszillatorfrequenz von  $61,44\text{ GHz}$ , weil der Netzwerkanalysator keine Betragsbildung der Frequenz des ZF-Signals vorsieht.

Die Messung wird für jeden Schaltkreis bei unterschiedlichen Spannungen  $U_{GLNA}$  und damit unterschiedlichen Verstärkungen durchgeführt. In den Abbildungen 3.73–3.75 sind alle Ergebnisse zusammengefasst. Die Frequenzgänge entsprechen in einem weiten Bereich den Simulationsergebnissen. Bei der größtmöglichen Verstärkung tritt an der unteren Bandgrenze eine etwas geringere Überhöhung als simuliert auf, und der Abfall beginnt bereits bei höheren Frequenzen. Die obere Bandgrenze lässt sich aufgrund der beschränkten Messfrequenz nicht beurteilen. Dennoch ist der Frequenzgang über einen Bereich von mehr als  $15\text{ GHz}$  außerordentlich flach, und die simulierte Maximalverstärkung wird nahezu erreicht. Durch Änderung von  $U_{GLNA}$  lässt sich die Verstärkung der Vorhersage entsprechend reduzieren.

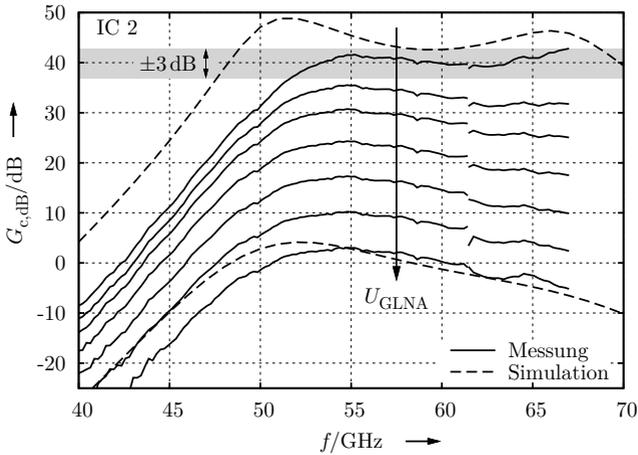


Abbildung 3.74: Frequenzabhängiger Mischgewinn bei Veränderung von  $U_{GLNA}$ . IC 2,  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $P_{LOav,dB} \approx -7$  dBm,  $P_{RFav,dB} \approx -57$  dBm.

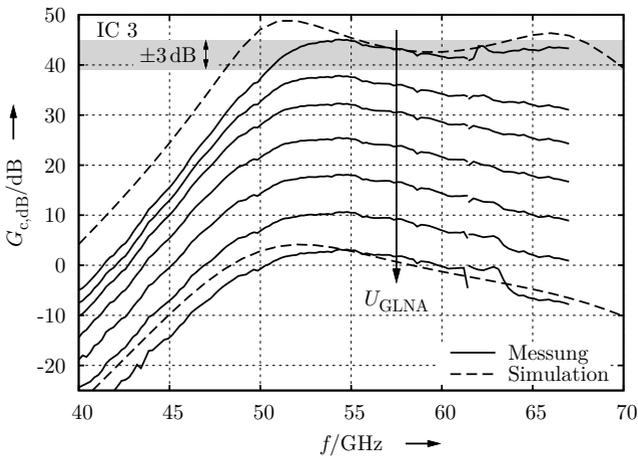


Abbildung 3.75: Frequenzabhängiger Mischgewinn bei Veränderung von  $U_{GLNA}$ . IC 3,  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $P_{LOav,dB} \approx -7$  dBm,  $P_{RFav,dB} \approx -57$  dBm.

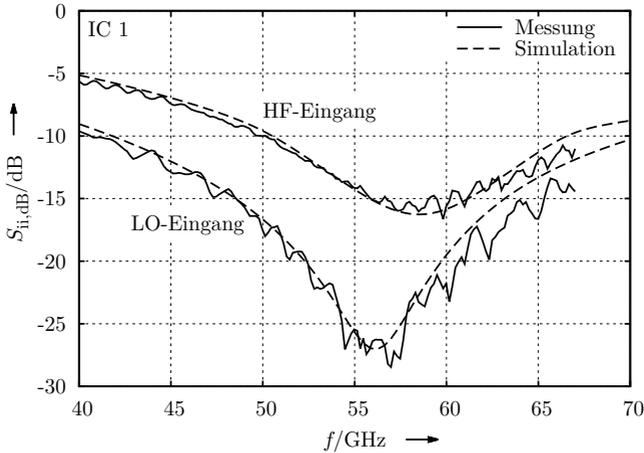


Abbildung 3.76: Eingangsreflexionsfaktoren in HF- und LO-Eingang.  $P_{Gav,dB} \approx -37$  dBm. Höchste Verstärkung von Eingangs- und LO-Verstärker.

### 3.12.3 Ein- und Ausgangsimpedanzen

Die Ein- und Ausgangsimpedanzen des Empfängers werden ebenfalls mit dem Vierkanal-Netzwerkanalysator im Bereich von 20 MHz – 67 GHz untersucht. Um eine vollständige Systemfehlerkorrektur anwenden zu können, wird eine SOLT-Viertorkalibrierung mit je einer zweifachen Hochfrequenzprüfspitze am Ein- und Ausgang durchgeführt. Zur Kalibrierung müssen die Spitzen so montiert sein, dass sie einander gegenüberstehen. Damit lassen sich in einer ersten Messung Hochfrequenzeingang und Ausgang des Empfängers charakterisieren. Zur Messung der Impedanz des Oszillatoreingangs wird eine Hochfrequenzmessspitze entfernt und durch eine Gleichspannungsprüfspitze ersetzt. Dann kann der Schaltkreis um  $90^\circ$  gedreht und in einer erneuten Messung der Oszillatoreingang untersucht werden.

Die hervorragende Übereinstimmung von Simulations- und Messergebnissen, die aus den Abbildungen 3.76 und 3.77 hervorgeht, unterstreicht die Genauigkeit der Modellierung von Transistoren, Leitungen und parasitären Kapazitäten, die das Verhalten der Anpassung bestimmen. Eingangsseitig ist die Reflexionsdämpfung im Frequenzbereich zwischen 50 GHz und 67 GHz besser als 10 dB. Der Oszillatoreingang weist bei der Betriebsfrequenz von 61,44 GHz eine Reflexionsdämpfung von mehr als 17 dB auf.

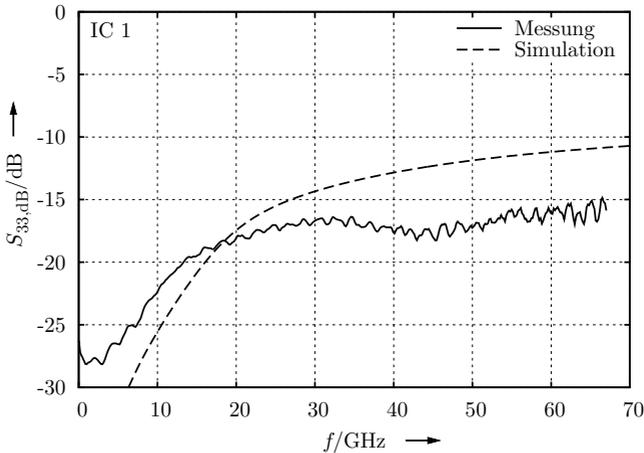


Abbildung 3.77: Ausgangsreflexionsfaktor des Empfängers.  $-37 \text{ dBm} < P_{\text{Gav,dB}} < -30 \text{ dBm}$  (mit Frequenz abfallend).

Auch am Ausgang der Schaltung ist die Anpassung aufgrund der 50- $\Omega$ -Parallelwiderstände breitbandig gewährleistet. Im einstelligen Gigahertzbereich liegt die Reflexionsdämpfung über 20 dB. Das ermöglicht den direkten Übergang zu 50- $\Omega$ -Streifenleitungen auf dem Substrat ohne externes Anpassnetzwerk bei der Integration des Empfängers mit A/D-Wandlern.

### 3.12.4 Kompression und Intermodulation

Als Kenngrößen starker und schwacher Nichtlinearität des Empfängerschaltkreises werden der 1-dB-Kompressionspunkt sowie der Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung untersucht. Beide Größen werden zweckmäßigerweise auf den Ausgang des Empfängers bezogen, da die Verstärkung nach Möglichkeit stets so geregelt wird, dass sich eine Vollaussteuerung der A/D-Wandler ergibt. Im Idealfall blieben sowohl der Kompressionspunkt als auch der Intermodulationsinterceptpunkt konstant, wenn die Verstärkung verringert wird. Dann wäre das Ausgangssignal unabhängig vom Pegel des Eingangssignals stets in gleichem Maße verzerrt.

Abbildung 3.78 zeigt, dass die Forderung nach konstantem ausgangsbezogenen 1-dB-Kompressionspunkt bei variabler Verstärkung in gutem Maße erfüllt ist. Der gemessene Absolutwert ist jedoch zwischen 2 dB und 6 dB geringer,

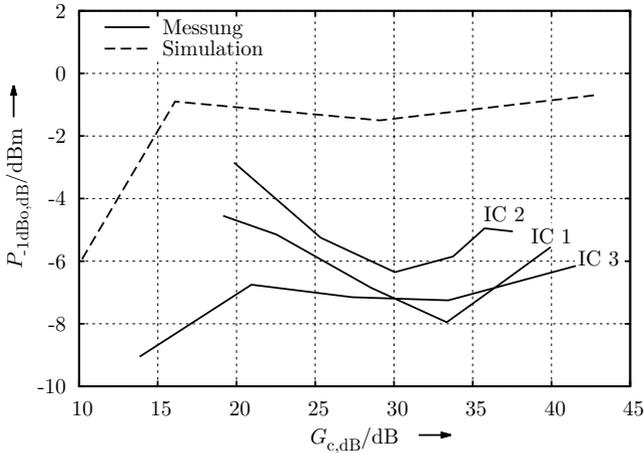


Abbildung 3.78: Ausgangsbezogener 1-dB-Kompressionspunkt der Empfängerschaltkreise in Abhängigkeit des eingestellten Mischgewinns.  $f_{RF} = 61$  GHz,  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $P_{LOav,dB} = -7$  dBm.

als von der Simulation vorhergesagt. Eine genau Ursache für diese unerwartete Abweichung konnte nicht ermittelt werden. Ein möglicher Grund ist die im Hochstrombereich stets problematische Transistormodellierung. Damit ist je nach verwendeten A/D-Wandlern der Einsatz zusätzlicher externer Verstärker sinnvoll, um eine Vollaussteuerung der Wandler zu erzielen.

Die Messung des Kompressionspunktes wird in vergleichbarer Weise wie die Messung des Mischgewinns in Abhängigkeit der Oszillatorleistung durchgeführt. Der Netzwerkanalysator wird auf eine LO-Leistung von  $P_{LOav,dB} = -5$  dBm und eine HF-Leistung zwischen  $-25$  dBm und  $0$  dBm am Kabelende kalibriert. Zur eigentlichen Messung wird der Bereich der HF-Leistung nach unten erweitert und ein 10-dB-Dämpfungsglied eingefügt, so dass der Empfänger auch in der Betriebsart mit höchster Verstärkung zunächst linear arbeitet. Das Dämpfungsglied wird bei niedrigen Verstärkungen entfernt, um genügend Eingangsleistung für die Kompression einspeisen zu können. HF-Eingangsleistung und Oszillatorleistung sind durch die Messspitzen am Schaltungseingang um ca. 2 dB geringer als die am Kabelende kalibrierte Leistung. Die ausgangsseitige Leistung ist ebenfalls auf das Kabelende kalibriert. In der Darstellung der Messergebnisse sind die erforderlichen Korrekturen berücksichtigt.

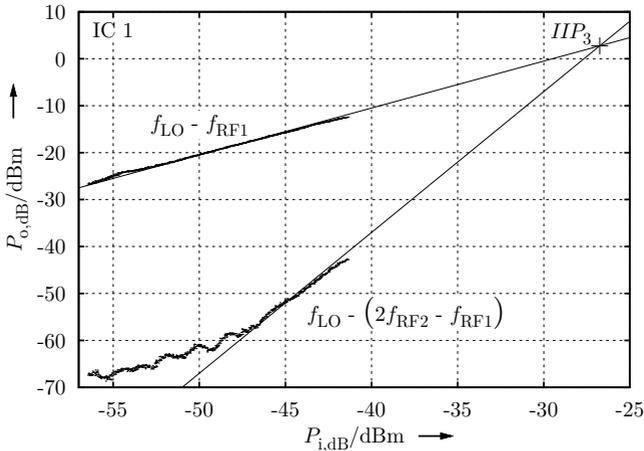


Abbildung 3.79: Bestimmung des Intermodulationsinterceptpunktes dritter Ordnung aus Messergebnissen für  $G_{c,dB} = 30$  dB.  $f_{RF1} = 61$  GHz,  $f_{RF2} = 61,001$  GHz,  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $P_{LOav,dB} = -7$  dBm.

Zur Messung des Intermodulationsinterceptpunktes wird ein Zweitontest mit variabler Leistung angewandt. Die beiden eng beieinander liegenden Hochfrequenzsignale mit 61 GHz und 61,001 GHz Frequenz werden von zwei Generatoren im Netzwerkanalysator erzeugt und über den Koppler eines Tores zusammengeführt. Durch die Asymmetrie des als Leistungsaddierer verwendeten Kopplers muss die Leistung beider Hochfrequenzsignale einzeln kalibriert werden. Zur Messung wird ein zusätzliches 20-dB-Dämpfungsglied eingefügt.

Die Vorgehensweise für eine Einzelmessung ist in Abbildung 3.79 am Beispiel der eingestellten Verstärkung von  $G_{c,dB} = 30$  dB gezeigt. Die Leistungen von heruntergemischter Grundwelle und Intermodulationsprodukt als Funktion der Eingangsleistung werden mit einem Anstieg von eins bzw. drei im doppelt logarithmischen Maßstab extrapoliert. Als Schnittpunkt der Extrapolationsgeraden ergibt sich der Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung. Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass eine Messung bei niedrigerer Verstärkung mit der gewählten Messanordnung nicht möglich ist, da das Intermodulationsprodukt ansonsten im Rauschen verschwindet und sich keine Extrapolationsgerade mehr anlegen lässt.

Aus mehreren Einzelmessungen ergibt sich die in Abbildung 3.80 gezeigte Darstellung des ausgangsbezogenen Intermodulationsinterceptpunktes dritter

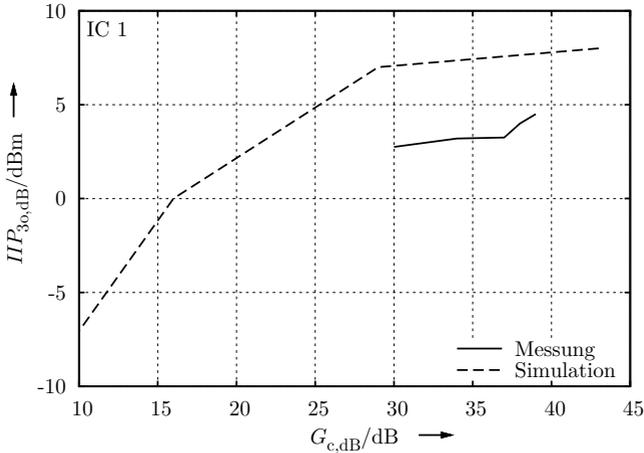


Abbildung 3.80: Ausgangsbezogener Intermodulationsinterceptpunkt dritter Ordnung in Abhängigkeit des eingestellten Mischgewinns.  $f_{RF1} = 61\text{ GHz}$ ,  $f_{RF2} = 61,001\text{ GHz}$ ,  $f_{LO} = 61,44\text{ GHz}$ ,  $P_{LO,av,dB} = -7\text{ dBm}$ .

Ordnung als Funktion der eingestellten Verstärkung. Auch in diesem Fall liegen die Messwerte einige Dezibel unter den simulierten Werten. Im Gegensatz zur Messung lässt sich die Simulation auch für niedrige Verstärkungen und damit sehr kleine Werte des Intermodulationsproduktes durchführen. Dieser Analyse lässt sich entnehmen, dass für Verstärkungen unter  $G_{c,dB} = 30\text{ dB}$  mit einem Abfall des ausgangsbezogenen Intermodulationsinterceptpunktes zu rechnen ist, was einer Verschlechterung der Linearität gleichkommt. Begründet ist dieses Verhalten im Aufbau der zur Verstärkungsregelung verwendeten GILBERT-Zellen: Während sich bei niedriger Verstärkung ein Teil der Ausgangssignals an den Kollektoren der oberen Transistoren auslöscht und damit die Ausgangsleistung abnimmt, arbeitet das Eingangsdifferenzpaar stets im selben Arbeitspunkt. Für gleiche Ausgangsleistung muss es also stärker angesteuert werden und erzeugt damit auch höhere Intermodulationsprodukte.

### 3.12.5 I/Q-Balance

Der Phasen- und Amplitudengenauigkeit der beiden LO-Signale, die die Abwärtsmischer speisen, wurde beim Entwurf große Aufmerksamkeit gewidmet. Messtechnisch ist es nicht direkt möglich, auf diese Signale zuzugreifen, je-

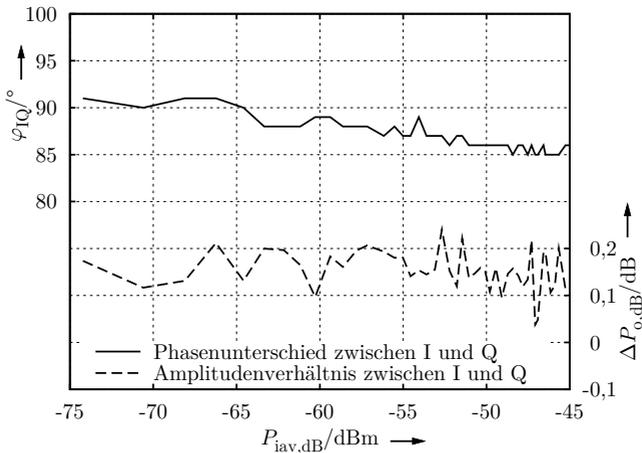


Abbildung 3.81: Gemessener Phasen- und Amplitudenunterschied zwischen I- und Q-Ausgang in Abhängigkeit der HF-Eingangsleistung. Höchste Verstärkung von Eingangs- und LO-Verstärker.  $f_{\text{RF}} = 61,439 \text{ GHz}$ ,  $f_{\text{LO}} = 61,44 \text{ GHz}$ ,  $P_{\text{LOav,dB}} = -7 \text{ dBm}$ .

doch kann das Gleichgewicht zwischen I- und Q-Pfad insgesamt untersucht werden. Zu diesem Zweck speist man den LO-Eingang mit einem Sinussignal von 61,44 GHz sowie den HF-Eingang mit einem Sinussignal von 61,439 GHz, so dass sich am Ausgang ein ZF-Signal von 1 MHz ergibt. Die Referenzoszillatoren beider Sinusgeneratoren werden über den standardisierten 10-MHz-Kanal gekoppelt. Damit können die Basisbandsignale des I- und des Q-Pfades mit einem herkömmlichen Oszilloskop analysiert werden. Jedes Ungleichgewicht in der Empfangsstrecke spiegelt sich in einer von  $90^\circ$  abweichenden Phase bzw. in einer Amplitudenungleichheit wider. Da auf Seite des HF-Eingangs bis zum Leistungsteiler der Signalweg für beide Pfade identisch ist und nach dem Heruntermischen die Frequenz bei nur 1 MHz liegt, sind Abweichungen primär durch Asymmetrien der Mischer bzw. der LO-Signale bedingt.

Auf den Abschluss der beiden ZF-Ausgänge mit  $50 \Omega$  wird aufgrund der niedrigen Frequenz, und um den Arbeitspunkt nicht zu beeinflussen, verzichtet. Da gemäß Abbildung 3.77 bei Frequenzen unter 10 GHz eine hervorragende Ausgangsanpassung vorliegt, wird der resultierende Amplitudenfehler durch Multiplikation der gemessenen Ausgangsspannungen mit dem Faktor  $1/2$  kompensiert. Aus den Amplituden werden die Ausgangsleistungen in eine symmetrische

100-Ω-Last berechnet. Die Phase ergibt sich aus dem Zeitversatz der Nulldurchgänge beider Signale bezogen auf die Signalfrequenz. Aufgrund dieses Messverfahrens ist mit Messfehlern im einstelligen Gradbereich zu rechnen.

Abbildung 3.81 ist zu entnehmen, dass die erzielte Phasengenauigkeit bei 5° über den gesamten Eingangsleistungsbereich liegt. Dies liegt in derselben Größenordnung wie die erwartete Messunsicherheit. Zwischen beiden Pfaden wird dabei eine Amplitudengleichheit bis auf etwa 0,15 dB erzielt.

### 3.12.6 Rauschmessungen

Die Rauschmessungen werden mit einem 67-GHz-Spektrumanalysator (Rohde & Schwarz FSU 67) mit Softwareoption zur Rauschzahlmessung durchgeführt. Da eine kalibrierte Rauschquelle im Frequenzbereich von 50 GHz bis 75 GHz zur Verfügung steht (Noisecom NC 5115), wird die Y-Faktormethode angewandt [4]. Dabei wird aufgrund des hohen Mischgewinns des Empfängers auf eine Korrektur des Eigenrauschens der Messanordnung (*2<sup>nd</sup> stage correction*) verzichtet. Wegen der größeren spektralen Reinheit im Vergleich zu den Quellen im Netzwerkanalysator wird das Oszillatorsignal von einem 67-GHz-Signalgenerator (Agilent E8257D) erzeugt, dessen Ausgangsleistung so eingestellt wird, dass sich am Schaltkreis  $P_{LOav,dB} = -7$  dBm ergibt.

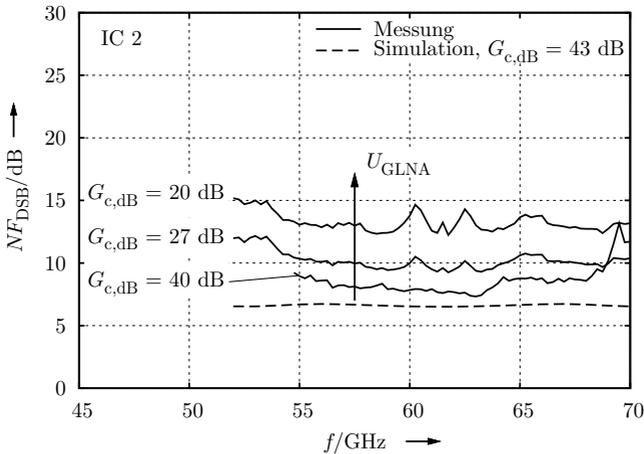


Abbildung 3.82: Zweiseitenband-Rauschzahl bei Variation der Verstärkung. IC 2,  $f_{LO} = 61,44$  GHz,  $P_{LOav,dB} = -7$  dBm.

Abbildung 3.82 fasst die Ergebnisse zusammen. In der Betriebsart mit höchster Verstärkung liegt die gemessene Zweiseitenband-Rauschzahl zwischen 7 dB und 8 dB für Frequenzen im Bereich von  $\pm 3,5$  GHz um die Trägerfrequenz  $f_{LO}$ , was der Signalbandbreite entspricht. Dieser gemessene Wert der Rauschzahl liegt etwas über dem simulierten Wert von 6,5 dB. Verringert man die Verstärkung des Eingangsverstärkers, steigt die Rauschzahl erwartungsgemäß an. Da sie jedoch weniger stark ansteigt, als die Verstärkung verringert wird, verbessert sich der Signal-Rauschabstand am Ausgang des Empfängers bei wachsendem Eingangspegel dennoch.

### 3.13 Vergleich mit anderen Arbeiten

Konnten 60-GHz-Empfänger bis etwa 2005 ausschließlich in III-V-Halbleitertechnologien wie GaAs oder InP gefertigt werden, finden sich seitdem auch Veröffentlichungen über Empfängerschaltkreise in siliziumbasierten Technologien. Zwei Trends sind dabei erkennbar: Einige Forschungsgruppen verwenden CMOS-Technologien, die perspektivisch die Integration von Hochfrequenzteil und Digitalteil eines Empfängers auf ein- und demselben Substrat erlauben. Zusammen mit den bei der Produktion sehr hoher Stückzahlen geringen Kosten solcher Technologien zielen diese Ansätze auf extrem preiswerte Produkte für den Massenmarkt. Erkauft wird dieser Vorteil mit Technologieeigenschaften, die nicht für Analog- oder Hochfrequenzentwürfe optimiert sind. Es kommen meist dünne Metalllagen mit ebenso dünnen Isolatorschichten dazwischen zum Einsatz, die den Entwurf verlustarmer Streifenleitungen mit hohem Wellenwiderstand unmöglich machen. Spulen haben durch den geringen Abstand zum Substrat mit hoher Leitfähigkeit eine niedrige Güte, und ein spezielles Dielektrikum für Kondensatoren fehlt zumeist. Zudem liegt bislang die maximale Transitfrequenz der modernsten CMOS-Technologie stets unter der maximalen Transitfrequenz einer zum selben Zeitpunkt aktuellen SiGe-BiCMOS-Technologie. Der Entwurf wird weiterhin erschwert durch die für den Digitalentwurf optimierten Transistormodelle, die im zweistelligen Gigahertzbereich nur noch eine sehr eingeschränkte Genauigkeit haben.

Tabelle 3.8 fasst einige Veröffentlichungen von Empfängerschaltkreisen in verschiedenen CMOS-Technologien in den vergangenen sechs Jahren zusammen. Kompressionspunkt und Intermodulationsinterceptpunkt wurden nur für die Betriebsart mit höchster Verstärkung angegeben, da sich in keiner der Arbeiten Angaben zur Abhängigkeit von der eingestellten Verstärkung finden. Deswegen

wurde der Intermodulationsinterceptpunkt auch eingangsbezogen angegeben. Ebenso sind die oft voneinander abweichenden Randbedingungen der Bandbreitenmessung genannt.

Allen Arbeiten ist gemeinsam, dass vergleichsweise wenige Baugruppen integriert wurden, die erzielten Schaltungseigenschaften moderat sind und es häufig zu deutlichen Abweichungen vom vorhergesagten Verhalten kommt. So liegen Mischgewinn und Rauschzahl in [46] 8 dB unter bzw. 4 dB über den simulierten Werten, der maximale Mischgewinn tritt in [1] bei 53 GHz anstatt 60 GHz auf, und die 3-dB-Bandbreite in [71] beträgt nur 200 MHz, was den Vorteil der großen verfügbaren Bandbreite im 60-GHz-Band verschwinden lässt. Die meist herausgestellte geringe Leistungsaufnahme ist zumindest zum Teil eher der geringen Anzahl an realisierten Baugruppen als technologischen Eigenschaften geschuldet.

Aus Sicht des Schaltungsentwicklers wesentlich günstiger und bis hin zu mittleren Stückzahlen kaum teurer sind SiGe-BiCMOS-Technologien, die ebenfalls Grundlage für zahlreiche Empfängerschaltungen bei 60 GHz sind. Der Vergleich in Tabelle 3.9 lässt erkennen, dass mit diesen Technologien Schaltungseigenschaften zu erzielen sind, die denen der in GaAs gefertigten Schaltungen gleichwertig sind. Vermutlich aufgrund der zuverlässigeren Modellierung haben sich viele Arbeitsgruppen für die Integration von deutlich mehr Baugruppen entschieden als in den CMOS-Technologien. Besonders bemerkenswert ist die bereits 2006 vorgestellte Arbeit [48], in deren Rahmen vollständig integrierte Sender- und Empfängerschaltkreise entwickelt wurden und Datenübertragungen in verschiedenen Szenarien mit Datenraten bis zu 2 Gbit/s demonstriert wurden.

Aus den Übersichten in den Tabellen 3.8 und 3.9 geht hervor, dass die Bandbreite der meisten Empfänger geringer ist als die im Standard IEEE 802.15.3c angegebenen Frequenzbänder mit etwa 8 GHz Gesamtbandbreite. Bei [48], [29], [13] und [1] läuft bei der Frequenzgangmessung zudem stets die Oszillatorfrequenz mit der Frequenz des Eingangssignals mit, so dass die Bandbreite nach dem ersten Mischer nicht beurteilt werden kann. Damit ist es zwar möglich, den Empfänger auf verschiedenen Frequenzbändern zu betreiben, jedoch lassen sich keine Signale mit entsprechend hoher Bandbreite empfangen. In diesem Punkt liegt der größte Vorteil der mit “e. A.” gekennzeichneten vorliegenden Arbeit.

Tabelle 3.8: Übersicht über Empfängerschaltkreise in CMOS-Technologien.

Ref.	Technologie	Komponenten	Schaltungsparameter							
			$f_T$	$G_c, \text{dB}$	$NF$	$B_{RF}$	$P_{-1, \text{dB}_0, \text{dB}}$	$IIP_{3, \text{dB}}$	$P_{DC}$	
[71]	65 nm CMOS	LNA, Mischer, Filter, Basisbandverstärker	—	66 dB	4,2 dB	$\approx 200 \text{ MHz}^a$	—	—	-49 dBm <sup>b</sup>	36 mW
[34]	65 nm CMOS	LNA, Mischer	—	14,5 dB	10 dB	—	—	— <sup>c</sup>	—	174 mW
[1]	90 nm CMOS	LNA, Mischer, ZF- & LO-Verstärker	—	16 dB	7 dB	5 GHz <sup>ad</sup>	-5 dBm	—	—	60 mW
[13]	130 nm CMOS	LNA, Mischer, ZF-Verstärker	—	18,7 dB	9 dB	9,8 GHz <sup>ad</sup>	-5,3 dBm	-12 dBm	—	50 mW
[46]	130 nm CMOS	LNA, Mischer, Basisbandverstärker	75 GHz	28 dB <sup>e</sup>	12,5 dB	7 GHz <sup>a</sup>	5 dBm	—	—	9 mW

<sup>a</sup> 3-dB-Bandbreite<sup>b</sup> simuliert<sup>c</sup> Daten innerhalb der Veröffentlichung inkonsistent<sup>d</sup> mitlaufende LO-Frequenz<sup>e</sup> Spannungsverstärkung

Tabelle 3.9: Übersicht über Empfängerschaltkreise in GaAs- und SiGe-BiCMOS-Technologien.

Ref.	Technologie	Komponenten	Schaltungsparameter					
	$f_T$		$G_c$ , dB	$NF$	$B_{RF}$	$P_{-1}$ , dB <sub>0</sub> , dB	$IIP3$ , dB	$P_{DC}$
[29]	150 nm GaAs	LNA, Mischer mit Spiegelfrequenzunterdrückung, Frequenzveracht-facher	12,9 dB	7 dB <sup>a</sup>	10 GHz <sup>b,c</sup>	-5 dBm	-10 dBm	450 mW
[48]	130 nm SiGe-BiCMOS	LNA, ZF-Mischer, ZF-Verstärker, Quadraturmischer, Basisbandverstärker, PLL, Frequenzteiler & -vervielfacher	40 dB	6 dB	> 5 GHz <sup>b,d</sup>	3 dBm	-30 dBm	527 mW
[60]	250 nm SiGe-BiCMOS	LNA, ZF-Mischer, ZF-Verstärker, Quadraturmischer, Filter, Basisbandverstärker, Frequenzteiler, PLL	81 dB <sup>e</sup>	6,6 dB <sup>f</sup>	—	4 dBm	—	—
e. A.	250 nm SiGe-BiCMOS	LNA, Quadraturmischer, Basisbandverstärker, LO-Verstärker, 90°-Phasenschieber	40 dB	7,5 dB	> 15 GHz <sup>c</sup>	-6 dBm	-34 dBm	360 mW

<sup>a</sup> berechneter Wert

<sup>b</sup> mitlaufende LO-Frequenz

<sup>c</sup> ±3-dB-Bandbreite

<sup>d</sup> 3-dB-Bandbreite

<sup>e</sup> einschließlich Antennengewinn

<sup>f</sup> nur LNA

## 4 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde der systematische Entwurf eines Empfängers zur drahtlosen Datenübertragung bei 60 GHz erläutert. Aufgrund der Komplexität des Problems wurden zunächst allgemeine Entwurfsprinzipien aufgestellt, die die Grundlage für Rausch- und Bandbreitenoptimierung sowie die Abschätzung der Ausgangsleistung einer Transistorstufe bilden. Bei den Rauschbetrachtungen wurde gezeigt, dass das Rauschmaß nach ROTHE und DAHLKE ein geeignetes Kriterium ist, um die Topologie sowie den Arbeitspunkt einer Eingangsstufe festzulegen. Im Gegensatz zur Rauschzahl beinhaltet das Rauschmaß auch den Gewinn der Eingangsstufe, so dass der Rauschbeitrag von Folgestufen in die Optimierung einfließt. Weiterhin wurde dargelegt, wie die Quellimpedanz sinnvoll festgelegt wird und welchen Einfluss das zur Realisierung der Quellimpedanz erforderliche Eingangsanpassnetzwerk auf das Rauschverhalten hat.

Aus der Literatur ist der Zusammenhang zwischen der Bandbreite eines Anpassnetzwerks und den im SMITH-Diagramm überstrichenen Linien konstanter Güte bekannt. Dass dieser Zusammenhang nur als grober Anhaltspunkt dienen kann, ergab sich aus der beispielhaften Untersuchung vier möglicher Topologien zweistufiger Anpassnetzwerke zwischen einer symmetrischen Kaskodestufe und einem nachgeschalteten Differenzpaar. Eine geeignete Startlösung für die Dimensionierung eines breitbandigen Anpassnetzwerks ist die Auslegung als zweikreisiges Kopplungsbandfilter nach [75]. Anschließende Optimierungen führten zu einer weiteren Verbesserung des Verhaltens. Das theoretische Optimum der BODE-FANO-Grenze diente dabei als Referenz.

Um die Aussteuerbarkeit von Transistorstufen zu untersuchen und eine Optimierung vorzunehmen, wurde die Methode der Lastkurve nach CRIPPS auf die häufig vorkommende Kaskodestufe erweitert. Dieses Vorgehen erlaubte die Auslegung von Arbeitspunkt und Ausgangsanpassnetzwerk durch einfache Handrechnung. Ein Vergleich mit Ergebnissen aus einer *load-pull*-Simulation belegte die Richtigkeit der getroffenen Vorhersagen.

Ein weiterer Schwerpunkt innerhalb der allgemeinen Entwurfsprinzipien lag in der Modellierung von Verdrahtungsstrukturen, die erwünschte oder unerwünschte Impedanztransformationen verursachen. Entscheidend für die Einsetzbarkeit der Modelle zum Schaltungsentwurf sind deren Genauigkeit, Fle-

xibilität, Einfachheit und die Unterstützung der unterschiedlichen Simulationsarten im Entwurfssystem. Aus diesem Grund wurden sechs Varianten der Modellierung erläutert und ihre Eignung hinsichtlich der genannten Aspekte untersucht. Zum Vergleich dienten praktisch vorkommende Leitungsgeometrien.

Grundlage für den eigentlichen Entwurf bildeten Betrachtungen zum gesamten Übertragungssystem, aus denen sich Anforderungen hinsichtlich der Bandbreite und den zu verarbeitenden Pegeln ergaben. Aus diesen Überlegungen wurde ein Empfängerkonzept entwickelt. Dem Schaltungsentwurf gingen Untersuchungen an Teilschaltungen voraus, die der Überprüfung der aufgestellten Entwurfsprinzipien dienten. Im Zuge dieser Voruntersuchungen wurde ein V-Band-Eingangsverstärker mit einem Gewinn im 50- $\Omega$ -System von  $S_{21} = 22$  dB, einer Rauschzahl  $NF = 6$  dB und einem ausgangsbezogenen 1-dB-Kompressionspunkt  $P_{-1\text{ dB},\text{dB}} = -1,5$  dBm entwickelt, der sich mit einer Leistungsaufnahme von nur  $P_{\text{DC}} = 11$  mW unter den Arbeiten anderer Forschungsgruppen behaupten kann.

Die Entwurfsprinzipien zu breitbandigen Anpassnetzwerken wurden mit einem breitbandigen Treiberverstärker experimentell überprüft. Die dabei beobachteten Abweichungen im Absolutwert von  $S_{21}$  und  $P_{-1\text{ dB}_0}$  gegenüber den Simulationsergebnissen unterstrichen die Notwendigkeit einer sehr sorgfältigen Leitungsmodellierung. Ebenfalls auf hohe Bandbreite optimiert wurde ein symmetrischer Abwärtsmischer, der als Doppelgegentaktmischer ausgeführt ist. Mit einer 3-dB-ZF-Bandbreite von mehr als 10 GHz erlaubt er es, sehr breitbandige Signale in das Basisband herunterzumischen. Vergleichbare Arbeiten weisen oft nur eine hohe Bandbreite des HF-Teils auf und limitieren deswegen die mögliche Signalbandbreite.

Die Gesamtschaltung des Empfängers wurde ausgehend vom Mischer und Basisbandverstärker entworfen. Dem schloss sich die Diskussion verschiedener Varianten zur Quadraturphasenerzeugung und die Analyse der Schaltung mit einer 90°-Verzögerungsleitung sowie deren Dimensionierung an. Daraus ergaben sich die Anforderungen an den LO-Treiberverstärker, welcher eine Transistorstufe mit einstellbarer Verstärkung beinhaltet, so dass unterschiedliche Pegel am Oszillatoreingang verarbeitet werden können. Der Eingangsverstärker als flächenmäßig größter und schaltungstechnisch komplexester Teil des Empfängers wurde zuletzt entworfen. Alle Schaltungsblöcke beinhalten Referenzspannungs- und -stromquellen. Daher bildete deren Dimensionierung den Abschluss des Entwurfsprozesses. Erläuterungen zu Details im Layout des Empfänger-schaltkreises und zum Gesamtlayout vervollständigten den Abschnitt.

---

Der Empfänger wurde messtechnisch vollständig charakterisiert und die Ergebnisse den Daten aus Simulationen gegenübergestellt. In der fast durchgehend hervorragenden Übereinstimmung von Simulations- und Messergebnissen spiegelt sich die Eignung der eingangs erarbeiteten Entwurfs- und Modellierungskonzepte für die Hochfrequenzschaltungsentwicklung wider. Der Empfängerschaltkreis weist eine  $\pm 3$ -dB-Bandbreite von  $B_{\text{RF}} > 15$  GHz bei einem Konversionsgewinn von  $G_{\text{c,dB}} \approx 40$  dB in der Betriebsart höchster Verstärkung auf. Die gemessene Phasen- und Amplitudenungleichheit zwischen I- und Q-Pfad liegt mit  $\Delta\varphi_{\text{IQ}} < 5^\circ$  und  $\Delta P_{\text{o,dB}} \approx 0,15$  dB über den gesamten Eingangsbereich in derselben Größenordnung wie die erwartete Messunsicherheit. Die gemessene Zweiseitenband-Rauschzahl beträgt  $NF_{\text{DSB}} = 7,5$  dB und liegt damit geringfügig über dem aus Simulationen erwarteten Wert von  $NF_{\text{DSB}} = 6,5$  dB. Auch die in Form des 1-dB-Kompressionspunktes gemessene Aussteuerbarkeit des Empfängers ist um  $(2 \dots 6)$  dB geringer als erwartet. Eine sichere Ursache dafür wurde nicht gefunden. Dennoch ist anhand der Gesamtergebnisse davon auszugehen, dass der vorgestellte Empfänger hervorragend für die Datenübertragung mit mehreren Gbit/s geeignet ist. Die Leistungsaufnahme des gesamten Empfängerschaltkreises ist mit  $P_{\text{DC}} = 360$  mW moderat.

Als weiterer Schritt wird die Integration des Empfängerschaltkreises zusammen mit dem Synthesizer und den A/D-Wandlern auf einem hochfrequenzgeeigneten Substrat angestrebt. Zu diesem Zweck müssen auf dieses Substrat Metallisierungsstrukturen aufgebracht werden, die die Verbindung zu den anderen Komponenten realisieren. Besondere Aufmerksamkeit kommt dabei den Verbindungen zwischen Schaltkreis und Substrat zu, die voraussichtlich in Drahtbondtechnik ausgeführt werden. Da eine breitbandige Leistungsanpassung auch bei Vorhandensein dieser Verbindungen unabdingbar ist, müssen Metallisierungsstrukturen entworfen werden, die die Impedanztransformation durch den Bonddraht kompensieren. Zudem muss ein geeigneter Übergang zur Antenne geschaffen werden, die ihrerseits günstigstenfalls als planare Struktur auf demselben Substrat angeordnet werden kann. Schließlich ist ein umfangreicher digitaler Schaltungsteil erforderlich, der die eigentliche Demodulation des digitalisierten Basisbandsignals durchführt und die immensen Datenmengen parallelisiert mit niedrigerer Taktfrequenz zur Verfügung stellt.

Auch wenn der Aufwand des Digitalteils beträchtlich ist, verglichen mit einem Empfängerschaltkreis, in dem eine analoge Symboldetektion umgesetzt ist, bietet dieser Ansatz perspektivisch die Möglichkeit, höherwertige Modulationsverfahren einzusetzen. Dadurch lässt sich die Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Frequenzbandes steigern, und es können mehrere Übertragungssys-

teme, die auf unterschiedlichen Frequenzbereichen arbeiten, parallel betrieben werden. Die Messergebnisse der entworfenen Schaltung lassen eine solche Möglichkeit realistisch erscheinen.

# ANHANG



## A Gesamtschaltung

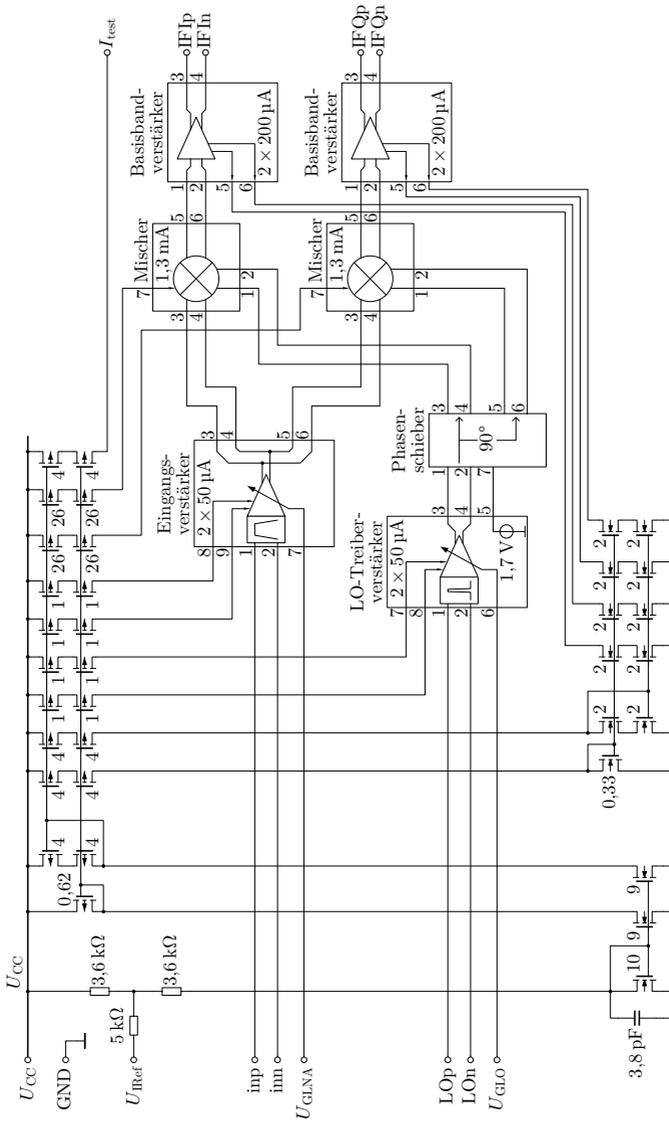


Abbildung A.1: Gesamtschaltung des Empfängers.

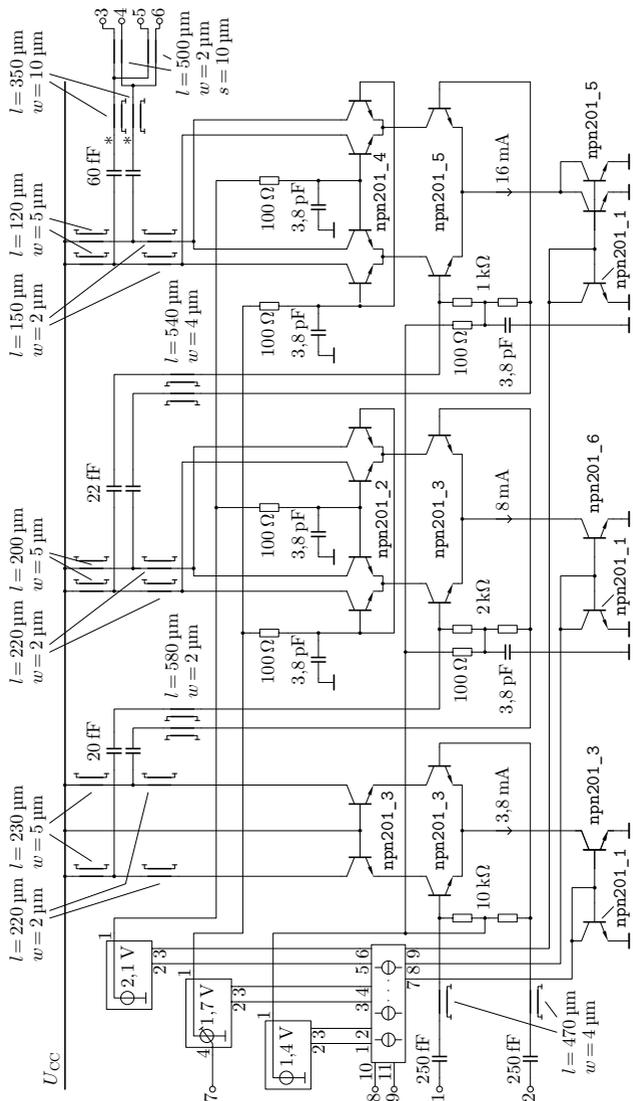


Abbildung A.2: Eingangsverstärker. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1, außer \*: Topmetal 1 über Metal 2.

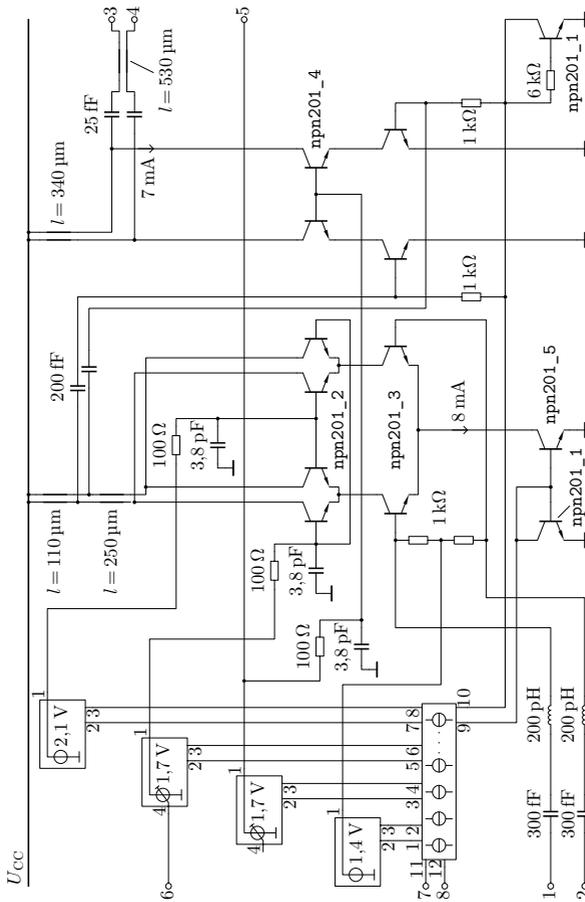


Abbildung A.3: LO-Treiberverstärker. Alle Leitungen: Topmetal 1 über Metal 1,  $w = 2 \mu\text{m}$ ,  $s = 7 \mu\text{m}$ .

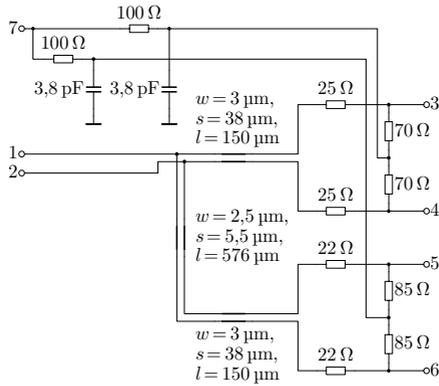


Abbildung A.4: Phasenschieber. Alle Leitungen Topmetal 2 über Metal 1.

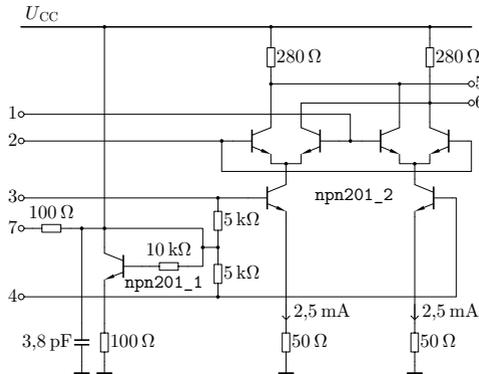


Abbildung A.5: Mischer.

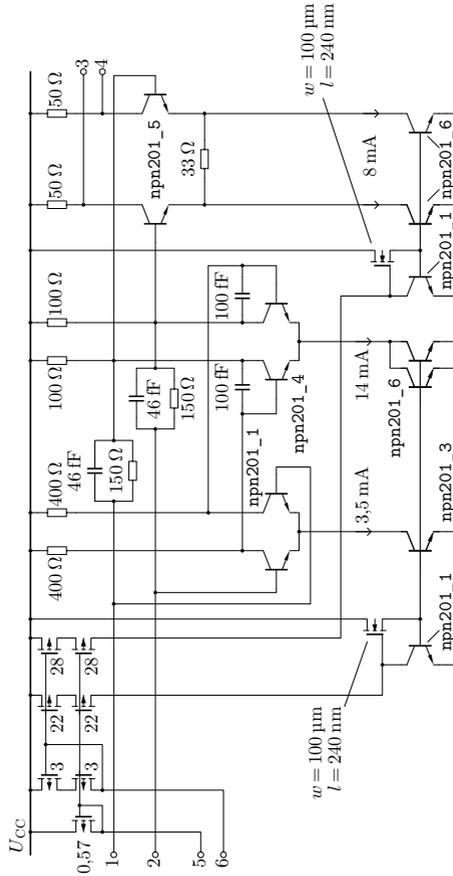


Abbildung A.6: Basisbandverstärker.

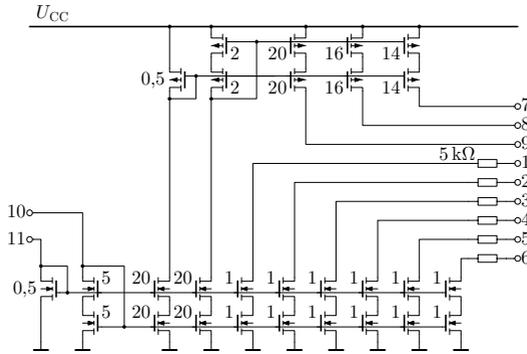


Abbildung A.7: Strombank im Eingangsverstärker.

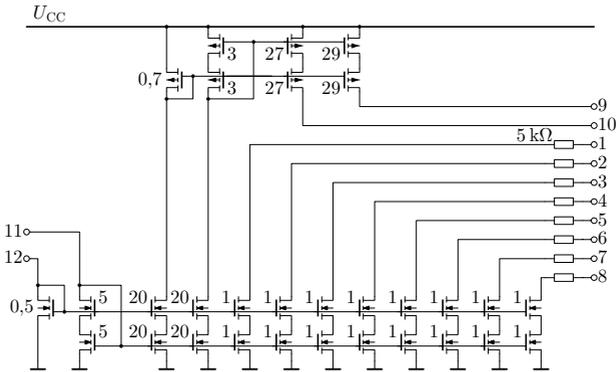


Abbildung A.8: Strombank im LO-Treiberverstärker.

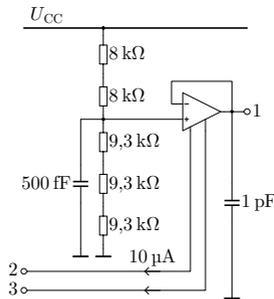


Abbildung A.9: 1,4-V-Referenzspannungsquelle.

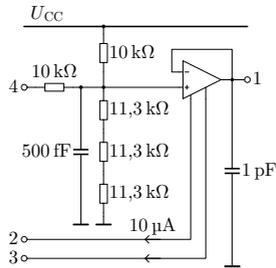


Abbildung A.10: Einstellbare 1,7-V-Referenzspannungsquelle.

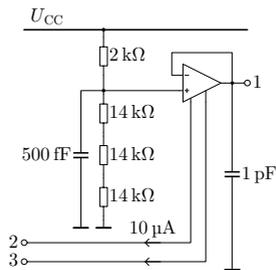


Abbildung A.11: 2,1-V-Referenzspannungsquelle.

## B Verfügbarer Gewinn in Leitwertdarstellung

Entsprechend Abbildung B.1 gilt

$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_{11}\underline{U}_1 + \underline{Y}_{12}\underline{U}_2 \quad (\text{B.1})$$

$$\underline{I}_2 = \underline{Y}_{21}\underline{U}_1 + \underline{Y}_{22}\underline{U}_2 \quad (\text{B.2})$$

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_G - \underline{U}_1}{\underline{Z}_G}. \quad (\text{B.3})$$

Aus den Gleichungen (B.1) und (B.3) folgt

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_G - \underline{U}_2 \underline{Y}_{12} \underline{Z}_G}{\underline{Y}_{11} \underline{Z}_G + 1} \quad (\text{B.4})$$

und schließlich mit Gleichung (B.2)

$$\underline{I}_2 = \underbrace{\underline{U}_G \frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11} \underline{Z}_G + 1}}_{\underline{I}_{20}} + \underbrace{\underline{U}_2 \left( \underline{Y}_{22} - \frac{\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11} + 1/\underline{Z}_G} \right)}_{\underline{Y}_o}. \quad (\text{B.5})$$

Das Zweitor wird ausgangsseitig als Stromquelle mit Kurzschlussstrom  $\underline{I}_{20}$  und Paralleladmittanz  $\underline{Y}_o$  betrachtet. Für diese gilt

$$P_{2av} = \frac{|\underline{I}_{20}|^2}{4 \operatorname{Re}(\underline{Y}_o)} \quad (\text{B.6})$$

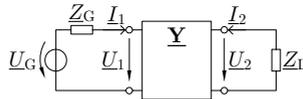


Abbildung B.1: Zweitor mit Quelle und Last.

sowie äquivalent für die eingangsseitige Quelle

$$P_{G_{av}} = \frac{|\underline{U}_G|^2}{4 \operatorname{Re}(\underline{Z}_G)}. \quad (\text{B.7})$$

Setzt man  $\underline{I}_{20}$  und  $\underline{Y}_o$  aus den Gleichungen (B.5) in (B.6) ein, erhält man

$$P_{2av} = |\underline{U}_G|^2 \frac{|\underline{Y}_{21}|^2}{|\underline{Y}_{11}\underline{Z}_G + 1|^2 \cdot 4 \operatorname{Re}\left(\underline{Y}_{22} - \frac{\underline{Y}_{12}\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11}+1/\underline{Z}_G}\right)} \quad (\text{B.8})$$

und mit Gleichung (B.7) sowie  $G_{av} = P_{2av}/P_{G_{av}}$  schließlich

$$G_{av} = |\underline{Y}_{21}|^2 \frac{\operatorname{Re}(\underline{Z}_G)}{|\underline{Y}_{11}\underline{Z}_G + 1|^2 \operatorname{Re}\left(\underline{Y}_{22} - \frac{\underline{Y}_{12}\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11}+1/\underline{Z}_G}\right)}. \quad (\text{B.9})$$

## Literaturverzeichnis

- [1] Alldred, D., B. Cousins, and S.P. Voinigescu: *A 1.2 V, 60-GHz radio receiver with on-chip transformers and inductors in 90-nm CMOS*. In *Proc. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp.*, pp. 51–54, Nov. 2006.
- [2] Alvarado, J., K.T. Kornegay, D. Dawn, S. Pinel, and J. Laskar: *60-GHz LNA using a hybrid transmission line and conductive path to ground technique in silicon*. In *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp. 685–688, June 2007.
- [3] Application Note: *Using analogLib mtline in Spectre Simulations*. Cadence Design Systems, Inc., San Jose, CA 95134, USA, Jan. 2008.
- [4] Application Note 57-2: *Noise Figure Measurement Accuracy — The Y-Factor Method*. Agilent Technologies, Inc., 2010.
- [5] Application Note 72: *Using the nport in Spectre and SpectreRF Simulations*. Cadence Design Systems, Inc., San Jose, CA 95134, USA, Jan. 2010.
- [6] Baeyens, Y. and Y. Chen: *A monolithic integrated 150 GHz SiGe HBT push-push VCO with simultaneous differential V-band output*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 2, pp. 877–880, June 2003.
- [7] Balanis, C.A.: *Antenna Theory*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 3rd ed., 2005, ISBN 0-471-66782-X.
- [8] Brown, W.J.: *Discussion on loud-speakers for wireless and other purposes*. *Proc. of the Physical Society of London*, 36(1):218–224, 1923. <http://stacks.iop.org/1478-7814/36/i=1/a=326>.
- [9] Bundesnetzagentur: *Allgemeinzuteilung von Frequenzen im Bereich 57 GHz – 66 GHz für Funkanwendungen für weitbandige Datenübertragungssysteme; Multiple Gigabit WAS/RLAN Systems*

- (MGWS). In: *Amtsblatt der Bundesnetzagentur*, Nr. 12/2009, S. 2720, Bonn, Juli 2009.
- [10] Camisa, R.L., J. Goel, and I. Drukier: *GaAs m.e.s.f.e.t. linear power-amplifier stage giving 1 W*. *Electronics Letters*, 11(24):572–573, 1975.
- [11] Chang, N., L. Barford, and B. Troyanovsky: *Fast time domain simulation in SPICE with frequency domain data*. In *Proc. 47th Electronic Components and Technology Conf.*, pp. 689–695, May 1997.
- [12] Chartier, S., B. Schleicher, T. Feger, T. Purtova, and H. Schumacher: *79 GHz fully integrated fully differential Si/SiGe HBT amplifier for automotive radar applications*. In *Proc. IEEE Int. Conf. Electronics, Circuits and Systems*, pp. 1011–1014, Dec. 2006.
- [13] Chen, C.C., Y.S. Lin, J.H. Lee, and J.F. Chang: *A 60 GHz CMOS receiver front-end with integrated 180° out-of-phase Wilkinson power divider*. In *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp. 373–376, May 2010.
- [14] Collin, R.E.: *Foundations for microwave engineering*. IEEE Press, 2nd ed., 2001, ISBN 0-7803-6031-1.
- [15] Colquhoun, A., G. Ebert, J. Selders, B. Adelseck, J. Dieudonne, K. Schmegner, and W. Schwab: *A fully monolithic integrated 60 GHz receiver*. In *Proc. 11th Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit Symp. Technical Digest*, pp. 185–188, Oct. 1989.
- [16] Cripps, S.C.: *A theory for the prediction of GaAs FET load-pull power contours*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 221–223, May 1983.
- [17] Cripps, S.C.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House Microwave Library. Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2nd ed., 2006, ISBN 1-59693-018-7.
- [18] Degenford, J., D. Boire, R. Freitag, and M. Cohn: *A study of optimal matching circuit topologies for broadband monolithic power amplifiers*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 351–353, June 1981.

- 
- [19] Detlefsen, J. und U. Siart: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. Oldenbourg, München, 2003, ISBN 3-486-27223-3.
- [20] Dickens, L.E., J., J. Cotton, and B. Geller: *A mixer and solid state L.O. for a 60 GHz receiver*. In *Proc. IEEE GMTT Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 188–191, May 1971.
- [21] Djordjevic, A.R., T.K. Sarkar, and R.F. Harrington: *Analysis of lossy transmission lines with arbitrary nonlinear terminal networks*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 34(6):660–666, June 1986, ISSN 0018-9480.
- [22] Dunn, V. and D. Zangrando: *Gunn-effect oscillators for the 40–60 Giga-Hertz range*. In *Proc. Int. Electron Devices Meeting*, vol. 16, p. 54, Oct. 1970.
- [23] Ellinger, F.: *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*. Springer, Berlin, 2nd ed., 2008, ISBN 978-3-540-69324-6.
- [24] Engberg, J.: *Simultaneous input power match and noise optimization using feedback*. In *Proc. 4th European Microwave Conf.*, pp. 385–389, Sept. 1974.
- [25] Estañ, C., K. Dombrowski, V. Branković, and D. Radović: *Antenna solutions for UWB communication devices in 60 GHz range*. In *Future Network and Mobile Summit*, June 2010.
- [26] Floyd, B.: *V-band and W-band SiGe bipolar low-noise amplifiers and voltage-controlled oscillators*. In *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Digest*, pp. 295–298, June 2004.
- [27] Floyd, B., S. Reynolds, U. Pfeiffer, T. Zwick, T. Beukema, and B. Gaucher: *SiGe bipolar transceiver circuits operating at 60 GHz*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 40(1):156–167, Jan. 2005.
- [28] Friis, H.: *Noise figures of radio receivers*. Proc. of the IRE, 32(7):419–422, July 1944, ISSN 0096-8390.
- [29] Gunnarsson, S., C. Karnfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, C. Fager, and A. Alping: *Single-chip 60 GHz transmitter and receiver MMICs in a GaAs mHEMT technology*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 801–804, June 2006.

- [30] Gunnarsson, S. and H. Zirath: *A 60 GHz MMIC dual-quadrature mixer in pHEMT technology for ultra wideband IF signals and high LO to RF isolation*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 1991–1994, June 2005.
- [31] Hellfeld, M., S. Hauptmann, C. Carta, and F. Ellinger: *Design methodology and characterization of a SiGe BiCMOS power amplifier for 60 GHz wireless communications*. In *Proc. IEEE MTT-S Microwave Optoelectronics Conf.*, pp. 352–356, Nov. 2011.
- [32] Hoffmann, M.H.W.: *Hochfrequenztechnik: ein systemtheoretischer Zugang*. Springer, 1997, ISBN 3-540-61667-5.
- [33] IEEE Standard 802.15.3c: *IEEE standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. part 15.3: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for high rate wireless personal area networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based alternative physical layer extension*. IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003), Oct. 2009.
- [34] Karkkainen, M., M. Varonen, D. Sandstrom, and K. Halonen: *60-GHz receiver and transmitter front-ends in 65-nm CMOS*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 577–580, June 2009.
- [35] Kim, W., J.H. Kim, D. Oh, and C. Yuan: *Implementation of broadband transmission line models with accurate low-frequency response for high-speed system simulations*. In *Proc. DesignCon 2006*, Santa Clara, CA, USA, Feb. 2006.
- [36] Kuo, C.C., Z.M. Tsai, J.H. Tsai, and H. Wang: *A 71–76 GHz CMOS variable gain amplifier using current steering technique*. In *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp. 609–612, Apr. 2008.
- [37] Lang, F., T. Alpert, D. Ferenci, M. Grozing, and M. Berroth: *A 6 bit 25 GS/s flash interpolating ADC in 90 nm CMOS technology*. In *Proc. Conf. Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics*, pp. 117–120, July 2011.
- [38] McAndrew, C.C., J.A. Seitchik, D.F. Bowers, M. Dunn, M. Foisy, I. Getreu, M. McSwain, S. Moinian, J. Parker, D.J. Roulston,

- 
- M. Schroter, P. van Wijnen, and L.F. Wagner: *VBIC95, the vertical bipolar inter-company model*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 31(10):1476–1483, Oct. 1996.
- [39] Meinke, H., F. Gundlach und K. Lange: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Bd. 1. Grundlagen. Springer, Berlin, 5. Aufl., 1992, ISBN 3-540-54714-2.
- [40] Niclas, K.B., R.B. Gold, W.T. Wilser, and W.R. Hitchens: *A 12-18 GHz medium-power GaAs MESFET amplifier*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 13(4):520–527, 1978.
- [41] Nottingham, W.B.: *Optimum conditions for maximum power in class A amplifiers*. Proc. of the IRE, 29(12):620–623, 1941.
- [42] Poulton, K., R. Neff, B. Setterberg, B. Wuppermann, T. Kopley, R. Jewett, J. Pernillo, C. Tan, and A. Montijo: *A 20 GS/s 8 b ADC with a 1 MB memory in 0.18  $\mu$ m CMOS*. In *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Digest*, vol. 1, pp. 318–496, Feb. 2003.
- [43] Pozar, D.M.: *Microwave engineering*. Wiley, Hoboken, NJ, USA, 3rd ed., 2005, ISBN 0-471-44878-8.
- [44] Rauscher, C. and H.A. Willing: *Design of broad-band GaAs FET power amplifiers*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 28(10):1054–1059, 1980.
- [45] Razavi, B.: *RF microelectronics*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA, 1998, ISBN 0-13-887571-5.
- [46] Razavi, B.: *A 60-GHz CMOS receiver front-end*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 41(1):17–22, Jan. 2006.
- [47] Reynolds, S.: *A 60-GHz superheterodyne downconversion mixer in silicon-germanium bipolar technology*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 39(11):2065–2068, Nov. 2004, ISSN 0018-9200.
- [48] Reynolds, S., B. Floyd, U. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, and M. Soyuer: *A silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications*. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 41(12):2820–2831, Dec. 2006.

- [49] Richardson, A. and P. Watson: *Use of the 55–65 GHz oxygen absorption band for short-range broadband radio networks with minimal regulatory control*. IEE Proc. Communications, Speech and Vision, 137(4):233–241, Aug. 1990.
- [50] Roppel, C.: *Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik*. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, München, 2006, ISBN 3-446-22857-3.
- [51] Ross, G.: *The transient analysis of certain TEM mode four-port networks*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 14(11):528–542, Nov. 1966, ISSN 0018-9480.
- [52] Rothe, H. and W. Dahlke: *Theory of noisy fourpoles*. Proc. of the IRE, 44(6):811–818, June 1956, ISSN 0096-8390.
- [53] Schiek, B. and H.J. Siweris: *Rauschen in Hochfrequenzschaltungen*. ELTEX Studentexte Elektrotechnik. Hüthig, Heidelberg, 1990, ISBN 3-7785-2007-5.
- [54] Silva, E.d.: *High Frequency and Microwave Engineering*. Butterworth-Heinemann, Oxford OX2 8DP, 2001, ISBN 0-7506-5646-X.
- [55] Sinnesbichler, F. and G. Olbrich: *SiGe HBT push-push oscillators for V-band operation*. In *Proc. Topical Meeting Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems Digest*, pp. 55–59, Apr. 2000.
- [56] Smulders, P.: *Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions*. IEEE Communications Magazine, 40(1):140–147, Jan. 2002.
- [57] Sone, J. and Y. Takayama: *K-band high-power GaAs FET amplifiers*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 29(4):309–313, 1981.
- [58] Subramanian, V., V.H. Do, W. Keusgen, and G. Boeck: *60 GHz SiGe HBT downconversion mixer*. In *Proc. European Microwave Integrated Circuit Conf.*, pp. 76–79, Oct. 2007.
- [59] Sun, Y., J. Borngraber, F. Herzel, and W. Winkler: *A fully integrated 60 GHz LNA in SiGe:C BiCMOS technology*. In *Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 14–17, Oct. 2005.

- 
- [60] Sun, Y., K. Schmalz, S. Glisic, R. Wang, and C. Scheytt: *An integrated differential 60 GHz sliding-IF receiver in SiGe BiCMOS*. In *Proc. 3rd Int. Conf. Computer Research and Development*, vol. 3, pp. 297–300, Mar. 2011.
- [61] Thim, H. and H. Lehner: *Linear millimeter wave amplification with GaAs wafers*. *Proc. of the IEEE*, 55(5):718–719, May 1967.
- [62] Tiebout, M., H.D. Wohlmuth, and W. Simburger: *A 1 V 51 GHz fully-integrated VCO in 0.12 $\mu$ m CMOS*. In *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Digest*, vol. 1, pp. 300–468, Feb. 2002.
- [63] Tietze, U. und C. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, Berlin, 12. Aufl., 2002, ISBN 3-540-42849-6.
- [64] Tserng, H.Q., V. Sokolov, H.M. Macksey, and W.R. Wiseman: *Microwave power GaAs FET amplifiers*. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 24(12):936–943, 1976.
- [65] Ulusoy, A., G. Liu, A. Trasser, S. Chartier, and H. Schumacher: *Analog synchronous receiver for multi-gigabit wireless communications*. In *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp.*, pp. 247–250, Jan. 2011.
- [66] Vendelin, G.D., A.M. Pavio, and U.L. Rohde: *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*. Wiley, 2nd ed., 2005, ISBN 0-471-41479-4.
- [67] Verhoeven, C.J.M., A.v. Staveren, G.L.E. Monna, M.H.L. Kouwenhoven, and E. Yildiz: *Structured electronic design: negative-feedback amplifiers*. Kluwer Academic Publishers, 2003, ISBN 9781402075902.
- [68] Vizmuller, P.: *RF design guide: systems, circuits, and equations*. Artech House Antennas and Propagation Library. Artech House, Norwood, MA, USA, 1995, ISBN 0-89006-754-6.
- [69] Wang, C.Y. and J.H. Tsai: *A 51 to 65 GHz low-power bulk-driven mixer using 0.13 $\mu$ m CMOS technology*. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(8):521–523, Aug. 2009, ISSN 1531-1309.
- [70] Wang, L., S. Glisic, J. Borngraeber, W. Winkler, and C. Scheytt: *A single-ended 79 GHz radar receiver in SiGe technology*. In *Proc. IEEE*

- Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 218–221, Oct. 2007.
- [71] Wang, N., H. Wu, J. Liu, and M.C. Chang: *65 nm CMOS receiver with 4.2 dB NF and 66 dB gain for 60 GHz applications*. *Electronics Letters*, 47(1):15–17, June 2011.
- [72] Wiltse, J.: *Corrections to published curves for atmospheric attenuation in the 10 to 1000 GHz region*. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Digest*, vol. 4, pp. 2580–2583, July 1997.
- [73] Winkler, W., J. Borngraber, H. Gustat, and F. Korndorfer: *60 GHz transceiver circuits in SiGe:C BiCMOS technology*. In *Proc. 30th European Solid-State Circuits Conf.*, pp. 83–86, Sept. 2004.
- [74] Yamamura, S., M. Shigaki, N. Hidaka, H. Ishikawa, and M. Fukuta: *4–8 GHz high power cascadable packaged GaAs FET amplifier*. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 123–125, June 1981.
- [75] Zinke, O. und H. Brunswig: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer, Berlin, 4. Aufl., 1990, ISBN 3-540-51421-X.

## Eigene Publikationen

- [76] Hauptmann, S., C. Carta, and F. Ellinger: *Fully differential variable gain amplifier for 60 GHz applications*. Electronics Letters, 46(19):1330–1331, Sept. 2010.
- [77] Hauptmann, S. and F. Ellinger: *Wideband direct downconversion Gilbert mixer for 60 GHz applications*. Electronics Letters, 46(13):933–934, June 2010.
- [78] Hauptmann, S. and F. Ellinger: *Optimized transistor output power — extending Cripps’ loadline method to cascode stages*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 59(8):2017–2023, 2011.
- [79] Hauptmann, S., F. Ellinger, F. Korndoerfer, and C. Scheytt: *V-band variable gain amplifier applying efficient design methodology with scalable transmission lines*. IET Circuits, Devices & Systems, 4(1):24–29, 2010.
- [80] Hauptmann, S., F. Ellinger, and P. Sakalas: *23 GHz LNA with 1.5 V × 1 mA supply in low- $f_T$  SiGe technology*. In *Proc. 17th Int. Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications*, May 2008.
- [81] Hauptmann, S., M. Hellfeld, C. Knochenhauer, and F. Ellinger: *Modeling bond wires for millimeter wave RFIC design*. In *Proc. IEEE Int. Conf. Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, Nov. 2009.
- [82] Hauptmann, S., C. Knochenhauer, M. Wickert, and F. Ellinger: *Estimating IC self-heating for on-wafer measurements*. In *Proc. Conf. Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics*, July 2010.
- [83] Hauptmann, S., D. Schoeniger, R. Eickhoff, F. Ellinger, and C. Scheytt: *A 40 Gbit/s transimpedance amplifier in 0.25  $\mu\text{m}$  SiGe technology with ultra low power consumption*. In *Proc. 17th Int. Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications*, May 2008.

- [84] Knochenhauer, C., S. Hauptmann, C. Scheytt, and F. Ellinger: *A compact, low-power 40 Gbit/s differential laser driver in SiGe BiCMOS technology*. In *Proc. European Microwave Conference*, pp. 1677–1679, Oct. 2009.
- [85] Knochenhauer, C., S. Hauptmann, J. Scheytt, and F. Ellinger: *A jitter-optimized differential 40-Gbit/s transimpedance amplifier in SiGe BiCMOS*. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 58(10):2538–2548, Oct. 2010.