

Technische Universität Dresden

**Schaltungen zur Frequenzumsetzung für
drahtlose Übertragungssysteme im
Millimeterwellenbereich**

Dipl.-Ing. Vincent Rieß

Von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Frank Fitzek

Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Frank Ellinger

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Vadim Issakov

Eingereicht am 3. November 2020

Verteidigt am 29. März 2021

Kurzfassung

Diese Arbeit beschreibt den Entwurf, die Analyse und die Verifikation von integrierten Schaltungen zur Frequenzumsetzung für drahtlose Übertragungssysteme im Millimeterwellenbereich. Bei der Beschreibung der zur Verfügung stehenden Halbleitertechnologien und der Aufbau- und Verbindungstechniken wird deutlich, dass parasitäre Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten sämtlicher Verbindungen Verluste und Reflexionen verursachen, die mit der Signalfrequenz ansteigen. Dies motiviert die Reduktion der Signalfrequenz zur Verringerung dieser Verluste, soweit wie dies in einem Millimeterwellensystem möglich ist.

Neben den in drahtlosen Übertragungssystemen ohnehin erforderlichen Mischern zur Modulation und Demodulation werden in dieser Arbeit auch Frequenzmultiplizierer vorgestellt. Mit diesen Schaltungen ist es möglich, das hochfrequente Trägersignal direkt neben den Mischern zu erzeugen und mit möglichst kurzen Leitungen anzuschließen, sodass die parasitären Verluste dieser Verbindung sowie die Reflexionen minimal werden. Mit Ausnahme der Verbindungen zu den Antennen kann dadurch die Frequenz der restlichen extern anzuschließenden Signale, nämlich des zu übertragenden Basisbandsignals und des subharmonischen LO-Signals, wesentlich verringert werden, wodurch die Verluste insgesamt reduziert werden.

In dieser Arbeit werden dafür zwei Frequenzverdoppler und ein Frequenzversechsfacher vorgestellt, die jeweils mit einer Eingangsfrequenz im Bereich um 30 GHz Ausgangssignale bei 60 GHz bzw. bei 180 GHz erzeugen. Diese drei Schaltungen wurden mit einem Schwerpunkt auf der Unterdrückung unerwünschter Harmonischer und einer gleichzeitig effizienten Erzeugung der gewünschten Harmonischen entworfen. Damit konnte der Stand der Technik für BiCMOS-Frequenzmultiplizierer mit einer Ausgangsfrequenz von bis zu 210 GHz verbessert werden. Sowohl hinsichtlich der absoluten DC-Leistung des Frequenzversechsfachers von lediglich 63 mW, als auch bezüglich der Effizienz (*power added efficiency*) von 0,28 %, der Verstärkung von 10 dB und der Unterdrückung unerwünschter Harmonischer von bis zu 35 dB sind die erzielten Ergebnisse außerdem besser als von einigen Schaltungen aus leistungsfähigeren III-V-Halbleiterprozessen.

Passend zur Mittenfrequenz von 180 GHz am Ausgang des Frequenzversechsfachers, die auch die Mittenfrequenz des IEEE G-Bands ist, werden außerdem integrierte Aufwärts- und Abwärtsmischer entwickelt, die auf der für Kommunikationssysteme vergleichsweise wenig beachteten Sechstor-Architektur basieren. Die Vorteile der Sechstor-Architektur wurden zuvor bereits bei niedrigeren Frequenzen sowohl mit integrierten als auch mit diskret aufgebauten Schaltungen demonstriert. Ein Ziel dieser Arbeit ist die darauf aufbauende Entwicklung und Untersuchung von integrierten I-Q-Mischern mit dieser Architektur für drahtlose Kommunikationssysteme bei 180 GHz in einem 130 nm-BiCMOS-Prozess. Dafür werden geeignete Detektoren und Reflektoren präsentiert, mit denen die Implementierung in diesem Frequenzbereich möglich ist. Mit den erzielten Ergebnissen konnte jeweils der Stand der Technik für integrierte Sechstor-Aufwärts- und -Abwärtsmischer verbessert werden: Im Fall der Sechstor-Aufwärtsmischer stellen die durchgeführten Messungen die erste Verifikation dieser Architektur im Millimeterwellenbereich dar. Auch im Fall der Abwärtsmischer ist die entworfene Schaltung die erste Realisierung bei einer Mittenfrequenz von über 120 GHz. Die erzielten Ergebnisse zeigen, dass die Sechstor-Architektur im Millimeterwellenbereich

für die Anwendung in drahtlosen Übertragungssystemen geeignet ist. Hinsichtlich der HF-Eigenschaften sind die erzielten Ergebnisse vergleichbar mit oder besser als solche, die mit technologisch aufwendigeren und oftmals energieintensiveren Schalter-Mischern, wie z.B. den Gilbert-Mischern, erreicht werden. Darüber hinaus wird anhand von mathematischen Schaltungsanalysen gezeigt, dass sich diese Mischerarchitektur ebenfalls durch ihre gute analytische Modellierbarkeit auszeichnet. Selbst mit stark idealisierten und vereinfachten Modellen kann der Mischgewinn bei 180 GHz mit einer Abweichung zur Messung und zur Simulation von lediglich rund 5 dB berechnet werden.

Abstract

In this thesis the design, analysis and verification of integrated circuits for wireless communication systems operating at millimeter waves is presented. During a review of the available manufacturing processes for integrated circuits, printed circuit boards, and interconnects, problems associated with these techniques are identified. Parasitic elements, such as resistors, capacitors, and inductors introduce losses that increase with the signal frequency. This motivates the reduction of the signal frequency wherever possible, so as to reduce these frequency-dependent losses.

To achieve this, millimeterwave up- and downconverting mixers, which are anyway required in wireless systems for the modulation and demodulation of an rf carrier signal, and frequency multipliers for generation of those carrier signals are presented in this thesis. With the frequency multipliers it is possible to generate the carrier signals as spatially close to the mixers as possible, reducing the required length of the connection and the losses and reflections associated with it. Two frequency doublers and a frequency sextupler were designed for the conversion of input signals at 30 GHz to output signals at 60 GHz and at 180 GHz, respectively. The designs are focused on an energy-efficient generation of the desired harmonic and a large suppression of other undesired harmonics. In this way, the demonstrated results for the frequency sextupler at 180 GHz improve the state-of-the-art for both BiCMOS and III-V circuits in terms of power consumption, power added efficiency (PAE), conversion gain and harmonic suppression. With the output frequency at up to 210 GHz and with a dc power consumption of 63 mW, a conversion gain of 10 dB, a PAE of 0,28 %, and a harmonic suppression of 35 dB is reached.

Matching the output frequency of the sextupler, two quadrature mixers operating at 180 GHz are presented. They are based on the six-port technique, which offers some promising features at millimeter wave frequencies, but is still not very popular for the application in integrated communication systems. Some research has already been conducted on six-port receivers for radar and communication systems operating at lower frequencies, both as integrated circuits and on printed circuit boards. In the case of six-port downconversion mixers, competitive results with discrete III-V diodes and transistors on printed circuit boards were demonstrated, but very little research on integrated realizations has been published to date. One goal of this thesis is therefore to design integrated six-port mixers at 180 GHz and investigate this architecture for the quadrature up- and downconversion in communication systems. Suitable active detectors and reflectors are proposed to enable the implementation of the six-port technique

at these frequencies.

In this way, the first implementation of the six-port technique for the upconversion at millimeterwave frequencies is demonstrated. For the downconversion, the rf center frequency at 180 GHz is the highest among six-port implementations to date. The results in terms of rf performance compare well against state-of-the-art switching mixers, such as Gilbert cells. Moreover, the six-port architecture is found to be much simpler in terms of the circuit complexity and it enables the circuit analysis using only simple and idealistic models. With such models, the conversion gain at 180 GHz can be calculated with an error of only about 5 dB. In its minimal realization, a quadrature mixer with a very low dc power consumption can be designed. This makes the six-port technique increasingly attractive as the rf frequency is increased and switching mixers consume a higher dc and rf power.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	ii
Abstract	iii
Symbolverzeichnis	vii
Abkürzungsverzeichnis	xi
Vorveröffentlichungen	xiii
1. Einleitung	1
2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich	7
2.1. Halbleitertechnologien	7
2.2. Aufbau- und Verbindungstechnik	12
2.3. Reduktion von Verlusten mittels Frequenzumsetzung	19
3. Frequenzmultiplizierer	23
3.1. Frequenzverdoppler mit Polyphasenfilter	24
3.2. Frequenzverdoppler mit aktivem und passivem Balun	39
3.3. Frequenzversechsfacher	49
3.4. Anwendung in einem Millimeterwellensystem	73
4. Mischer	77
4.1. Sechstor-Interferometer	78
4.2. Sechstor-Abwärtsmischer	85
4.3. Sechstor-Aufwärtsmischer	106
5. Zusammenfassung und Ausblick	125
A. Betragsberechnungen der auslaufenden Wellen des Sechstors	129
B. Lösung der nichtlinearen Differenzialgleichung	131
C. Differenzen der Quadrate und Kuben harmonischer Summen	133
Literaturverzeichnis	135
Danksagung	147

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
a_i	\sqrt{W}	Ins Tor i einlaufende Welle
A_E	m^2	Emitterfläche des Bipolartransistors
A_{chip}	m^2	Chipfläche
α		Dämpfungsfaktor
b_i	\sqrt{W}	Aus dem Tor i (her-)auslaufende Welle
B	Hz	Bandbreite
B_{rel}		Relative Bandbreite
B_{HF}	Hz	Bandbreite im Hochfrequenzband
B_{BB}	Hz	Bandbreite im Basisband
β	rad m^{-1}	Phasenbelag der Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma}$
C	F	Elektrische Kapazität
$\underline{\epsilon}$	F m^{-1}	Komplexe Permittivität $\underline{\epsilon} = \epsilon_r \epsilon_0$
ϵ_0	F m^{-1}	Permittivität des Vakuums
ϵ_r		Komplexe relative Permittivität bezogen auf ϵ_0
η		Wirkungsgrad
$\exp(x)$		Natürliche Exponentialfunktion; Synonym für e^x
f	Hz	Frequenz
f_c	Hz	Mittenfrequenz eines Passbands
f_g	Hz	-3 dB-Grenzfrequenz eines Filters
f_{LO}	Hz	Frequenz des lokalen Oszillators; HF-Trägerfrequenz
f_T	Hz	Transitfrequenz eines Transistors
f_{max}	Hz	Maximale Oszillationsfrequenz eines Transistors
F		Rauschfaktor
G		Leistungsverstärkung, z.B. $G = P_a/P_e$
G^{dB}	dB	$G^{\text{dB}} = 10 \log_{10}(G)$ dB
G^{-1}		Dämpfung; Kehrwert der Verstärkung
G_{harm}^{-1}		Unterdrückung unerwünschter Harmonischer
G_{conv}		Umwandlungsverstärkung (Mischgewinn)
$G_{\text{conv,SSB}}$		Mischgewinn mit nur einem HF-Seitenband (<i>single-sideband</i>)
$G_{\text{conv,DSB}}$		Mischgewinn mit beiden HF-Seitenbändern (<i>double-sideband</i>)
$G_{\text{conv,DSB}}^{\text{dB}}$	dB	Doppelseitiger Mischgewinn in dB
$\underline{\gamma}$		Komplexe Ausbreitungskonstante einer EM-Welle mit $\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$
$\underline{\Gamma}$		Komplexer Reflexionsfaktor
g_m	S	Kleinsignal-Transkonduktanz eines Transistors
I	A	Elektrischer Strom
\hat{I}	A	Stromamplitude
\underline{I}	A	Komplexer Effektivwertzeiger eines harmonischen Stroms
I_C	A	Kollektorstrom eines Bipolartransistors
$I_{C,A}$	A	Kollektorstrom im Arbeitspunkt

Symbol	Einheit	Beschreibung
\bar{I}_C	A	(Zeitlicher) Mittelwert des Kollektorstroms
$\mathbb{I}_0(x)$		Modifizierte Besselfunktion 0. Ordnung, 1. Gattung
j		Imaginäre Einheit mit $j^2 = -1$
k_B	W s K ⁻¹	Boltzmann-Konstante
l	m	Länge
λ_L	m	Geführte Wellenlänge auf einer Leitung
\mathcal{L}	dBc/Hz	Auf den Pegel des Trägersignals normierte spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens
N_X		Multiplikator der Einheits-Emitterfläche des Bipolartransistors
NF	dB	Rauschzahl: $NF = 10 \log_{10}(F)$ dB
ω	rad s ⁻¹	Winkelfrequenz mit $\omega = 2\pi f$
P	W	Leistung
P^{dBm}	dBm	Leistungspegel: $P^{\text{dBm}} = 10 \log_{10}(P/1 \text{ mW})$ dBm
P_{DC}	W	Mittlere (DC) Versorgungsleistung der Schaltung
P_e	W	Eingangsleistung
P_a	W	Ausgangsleistung
ϕ	rad	Phasenwinkel
R	Ω	Elektrischer Widerstand
r	Ω	Kleinsignalwiderstand (im Arbeitspunkt linearisiert)
R_0	Ω	Reelle Systemimpedanz, siehe \underline{Z}_0
R_C	Ω	Kollektor-Widerstand
$R_{E,i}$	Ω	Intrinsischer parasitärer Bahnwiderstand des Emitterkontakts
R_L	Ω	Lastwiderstand
\underline{S}		Komplexe Streumatrix
\underline{S}_{ij}		Komplexer Streuparameter von Tor j nach Tor i
t	s	Zeit
T_b	s	Periodendauer eines digitalen Bits (Bitdauer)
T	K	Absolute Temperatur
θ	°C	Celsius-Temperatur
$\tan \delta$		Verlustfaktor
U	V	Elektrische Spannung
\hat{U}	V	Spannungsamplitude
\underline{U}	V	Komplexer Effektivwertzeiger einer harmonischen Spannung
U_a	V	Ausgangsspannung
U_{adj}	V	Einstellspannung (<i>adjustment</i>)
U_B	V	Basisspannung
U_{BB}	V	Spannung des Basisbandsignals
$U_{\text{BB,I}}$	V	Spannung des Inphasen-Basisbandsignals
$U_{\text{BB,Q}}$	V	Spannung des Quadratur-Basisbandsignals
U_{BE}	V	Basis-Emitter-Spannung des Bipolartransistors
U_e	V	Eingangsspannung
U_{CC}	V	Positive Versorgungsspannung

Symbol	Einheit	Beschreibung
U_{CE}	V	Kollektor-Emitter-Spannung des Bipolartransistors
U_T	V	Temperaturspannung $U_T = k_B T / e$
v		Spannungsverstärkung
v_∞		Leerlauf-Spannungsverstärkung mit $R_L \rightarrow \infty$
$\mathbb{W}(x)$		Lambertsche W-Funktion
$X_{BB}(t)$		Basisbandsignal im Zeitbereich
$X_{BB,I}(t)$		Basisbandsignal der Inphase im Zeitbereich
$X_{BB,Q}(t)$		Basisbandsignal der Quadraturphase im Zeitbereich
$X_{HF}(t)$		HF-Signal im Zeitbereich
$X_{LO}(t)$		LO-Signal im Zeitbereich
\underline{Z}	Ω	Impedanz
\underline{Z}_0	Ω	Referenz- oder Systemimpedanz, meistens $\underline{Z}_0 = R_0 = 50 \Omega$

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Beschreibung
AC	Kleinsignal-Simulationsverfahren (steht allg. für <i>alternating current</i>)
AM	Amplitudenmodulation
ASK	Amplitudenumtastung (<i>amplitude shift keying</i>)
Balun	Aktiver oder passiver Transformator zur Umwandlung zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Signalen (<i>balanced-unbalanced</i>)
BB	Basisband
DC	Gleichanteil bzw. Mittelwert (ursprünglich für <i>direct current</i>)
CMOS	<i>complementary metal-oxid semiconductor</i>
diff.	Symmetrisch angesteuert (<i>differential</i>)
DSB	Beide Seitenbänder (<i>double-sideband</i>)
EM	Elektromagnetisch
FM	Frequenzmodulation
FR4	Substratmaterial für Leiterplatten (<i>flame retardant 4</i>)
FSK	Frequenzumtastung (<i>frequency shift keying</i>)
HB	Simulationsverfahren im Frequenzbereich (<i>harmonic balance</i>)
HBT	Bipolartransistor mit ungleichen Sperrschichten (<i>heterojunction bipolar transistor</i>)
HEMT	<i>high electron mobility transistor</i>
HF	Hochfrequenz
GaAs	Galliumarsenid
IC	Integrierter Schaltkreis (<i>integrated circuit</i>)
IF	Zwischenfrequenz (<i>intermediate frequency</i>)
InP	Indiumphosphid
LO	Lokaloszillator
MMIC	Monolithisch integrierte Mikrowellenwellenschaltung (<i>monolithic microwave integrated circuit</i>)
MOS	metal-oxid semiconductor
PAPR	Verhältnis von Spitzenwert- und mittlerer Leistung (<i>peak-to-average power ratio</i>)
PLL	Phasenstarre Regelschleife (<i>phase locked loop</i>)
PM	Phasenmodulation
PSK	Phasenumtastung (<i>phase shift keying</i>)
PTFE	Polytetrafluorethylen (Teflon)
QAM	Quadratur-Amplitudenumtastung (<i>quadrature amplitude modulation</i>)
SiGe	Silizium-Germanium
SP	Streuparameter
SSB	Einzelnes Seitenband (<i>single-sideband</i>)

Vorveröffentlichungen

Diese Dissertation enthält Ergebnisse, die bereits anderweitig in Form von Konferenzbeiträgen oder Artikeln veröffentlicht wurden [Rie1]–[Rie6].

Am Anfang der Unterkapitel werden Verweise auf die jeweiligen Vorveröffentlichungen gegeben. So sind beispielsweise einige Abbildungen und Tabellen in ähnlicher Form bereits in den Vorveröffentlichungen enthalten und wurden für diese Arbeit lediglich an die deutschen Darstellungsformen angepasst, übersetzt und teilweise ergänzt. In solchen Fällen ist die ursprüngliche Veröffentlichung als Quelle in der Abbildungsunterschrift referenziert. Obwohl in dieser Arbeit die numerische Zitierweise verwendet wird, zum Beispiel [1], sind die eigenen Referenzen zur besseren Zuordnung zusätzlich mit dem Präfix „Rie“ versehen, zum Beispiel [Rie1].

Die Vorveröffentlichungen sind ebenfalls am Anfang des Literaturverzeichnisses separat aufgelistet. Für eine Übersicht weiterer wissenschaftlicher Publikationen sind dort auch Mitautorschaften aufgeführt [Rie7], [8]–[20].

1. Einleitung

Im Zuge der fortschreitenden Digitalisierung vieler Bereiche des öffentlichen, industriellen und privaten Sektors steigt der Austausch von digitalisierten Daten zwischen verschiedenen Institutionen, Personen und Geräten an. Während das Internet als universelles digitales Übertragungsnetzwerk bereits große Teile der Weltbevölkerung vernetzt, wird die technische Realisierung dieser Verbindung stetig weiterentwickelt und verbessert. Obwohl die Anforderungen der einzelnen Teilnehmer an die Verbindung sehr unterschiedlich sein können, ist ein energieeffizienter Betrieb und eine hohe Übertragungskapazität überall wünschenswert. Wo nur wenige oder nur selten Daten übertragen werden sollen, können darauf angepasste oder selbstanpassende Übertragungssysteme mit reduzierter Übertragungsgeschwindigkeit arbeiten und damit den Energiebedarf verringern. An anderen Stellen, zum Beispiel bei der Transatlantikverbindung, der Verbindungen benachbarter Städte und an anderen Knotenpunkten des Internets, ist der Bedarf an Übertragungskapazität kaum zu sättigen.

Drahtgebundene Systeme oder optische Glasfaserverbindungen sind sehr verbreitet und für die meisten Anwendungsgebiete geeignet. Sie ermöglichen einen störunempfindlichen und weitgehend exklusiven Übertragungskanal mit einer hohen Übertragungskapazität. Ihre Nachteile, besonders aus finanzieller Sicht, sind jedoch der hohe Installationsaufwand durch die Verlegung der Leitungen und die hohen Anforderungen an ihre Güte hinsichtlich der elektromagnetischen Eigenschaften, die beide mit der zu übertragende Bandbreite ansteigen.

Drahtlose Systeme vermeiden diese Nachteile, indem sie die bereits existierende Umgebung als Kanal verwenden. Ihre Installationskosten sind üblicherweise deutlich geringer, insbesondere in Umgebungen, wo die Verlegung von Leitungen mit hohen Kosten verbunden wäre. Allerdings unterliegen die Übertragungsbedingungen des Kanals den gegebenen und grundsätzlich wechselhaften Umgebungsbedingungen. Der Übertragungskanal ist ein Medium, das, im Gegensatz zu einer exklusiven Leitung, mit anderen Teilnehmern geteilt werden muss. Mit aufwendigen Verfahren, Protokollen und Reglementierungen muss sichergestellt werden, dass sich die Teilnehmer nicht gegenseitig stören. Die drahtlose Verbindung ist somit wesentlich stör anfälliger und die verfügbare Übertragungskapazität pro Teilnehmer sinkt mit der Anzahl an Teilnehmern, während beliebig viele Leitungsverbindungen parallel und mit voller Bandbreite pro Teilnehmer betrieben werden können.

Im privaten Umfeld vieler Heimanwendungen sprechen vielmehr praktische und ästhetische Gründe für den Verzicht von Leitungen und für den Einsatz drahtloser Systeme, während die Kostenersparnis weniger stark ins Gewicht fällt. Besonders die Möglichkeit mobiler Verbindungen in Form von Mobilfunk und WLAN begründen die weite Verbreitung dieser Technologien, die als Kommunikationsschnittstellen in nahezu allen modernen Mobiltelefonen, Tablets und Laptops implementiert sind. Auch für die Verbindung von Ein- und Ausgabegeräten wie Tastaturen, Mäusen, Lautsprechern, Kopfhörern und Mikrofonen, sowie von Accessoires wie digitalen Uhren, sind drahtlose Schnittstellen, meistens Bluetooth, sehr verbreitet.

Die genannten Technologien unterscheiden sich in der unterstützten Übertragungs-

1. Einleitung

kapazität, ihrer Reichweite und ihres elektrischen Energiebedarfs. Für viele Bluetooth-Anwendungen ist die Energieeffizienz und damit eine möglichst lange Laufzeit der batteriebetriebenen Geräte von höchster Priorität, während die Datenrate der Übertragung von Audio- oder Tastensignalen vergleichsweise gering ist und auch in Zukunft kaum ansteigen wird. Dem gegenüber stehen WLAN-, Mobilfunk- und andere Netzwerkanwendungen, die stetig steigende Ansprüche an die Datenrate stellen, beispielsweise für die Übertragung von Videos mit hoher Auflösung. 5G als zukünftige Netzwerkarchitektur, die sich teilweise bereits im Betrieb befindet und zunehmend implementiert wird, soll eine Datenrate von 100 Mbit/s für mobile Anwendungen und 1 Gbit/s für stationäre Anschlüsse garantieren [21]. Dieser Anspruch, das resultierende akkumulierte Datenvolumen und schließlich die erforderliche Datenrate für die Übertragung steigen mit der Anzahl der Benutzer, die sich die Netzwerk- oder Internetverbindung teilen. Solche geteilten Anschlüsse sind meistens Teil des Betreibernetzwerks des Internetanbieters und verbinden beispielsweise verschiedene Häuser, Straßenzüge oder Ortschaften miteinander. An diesen Teilen des Netzwerks akkumulieren sich die zu übertragenden Datenraten somit leicht zu mehreren 100 Gbit/s.

Für solche Verbindungen mit hoher akkumulierter Datenrate eignen sich drahtlose Übertragungssysteme im Millimeterwellenbereich, insbesondere in Form von Richtfunkanlagen, als Alternative zu Glasfaserverbindungen. Beim Richtfunk werden an beiden Enden der Verbindung Antennen mit einer hohen Direktivität, zum Beispiel Parabolantennen, eingesetzt und zueinander ausgerichtet. Dabei werden üblicherweise ortsfeste Sende- und Empfangsanlagen mit Sichtverbindung, das heißt ohne dazwischenliegenden Hindernissen, installiert. Dafür werden hochgelegene Punkte, beispielsweise Häuserdächer oder Sendemasten, als Standort verwendet. Der so erzeugte drahtlose Übertragungskanal ist wesentlich robuster als bei ungerichteten Funkverbindungen, denn das Aussenden und der Empfang geschieht nur in die notwendige Richtung zur Gegenseite. Durch diese Richtungsselektivität und durch die Verwendung zugewiesener Frequenzbänder können ähnlich exklusive Verbindungen über Distanzen von Hunderten oder Tausenden von Metern hergestellt werden, wie es auch mit Leitungen der Fall ist, jedoch ohne den hohen Installationsaufwand der Leitungen in Kauf nehmen zu müssen. Der Einsatz von Trägerfrequenzen aus dem Millimeterwellenspektrum zwischen 30 GHz mit einer Freiraumwellenlänge von 1 cm und 300 GHz mit einer Freiraumwellenlänge von 1 mm bietet für solche Richtfunkanwendungen einige Vorteile gegenüber niedrigeren Frequenzen:

Erstens steigt die verfügbare Bandbreite mit der Trägerfrequenz, sodass eine höhere Kanalkapazität erzielt wird. Diese Steigerung der Bandbreite resultiert sowohl aus der technologischen Umsetzbarkeit, als auch aus gesetzlichen Bestimmungen. So weisen viele passive Schaltungen, wie Filter und Anpassungsnetzwerke, eine feste relative Bandbreite im Bezug auf ihre Mittenfrequenz auf, sodass die absolute Bandbreite mit der Frequenz steigt. Gleichzeitig stehen im Millimeterwellenbereich weniger Anwendungen in Konkurrenz um freie Lizenzen für die Nutzung von Frequenzbändern, als dies bei niedrigeren Frequenzen der Fall ist. Die gesetzlich zugewiesenen Frequenzbänder sind im Millimeterwellenbereich vielfach breiter als bei niedrigeren Frequenzen [22].

Zweitens sind die Abmessungen vieler Antennenarten proportional zur Wellenlänge der auszusendenden oder zu empfangenen Signale. Beispielsweise haben typische Dipol-, Monopol-, Schlitz- und Patchantennen Abmessungen im Bereich von einer Viertelwel-

lenlänge, einer halben oder einer ganzen Wellenlänge. Bei Millimeterwellensignalen sind ihre Abmessungen damit kleiner als 1 cm und ein $\lambda/4$ -Monopol ist bei Frequenzen höher als 75 GHz bereits kürzer als 1 mm. Auch der Abstand solcher Antennenelemente in einem Zusammenschluss als Gruppenantenne ist ähnlich groß wie die genannten Antennenabmessungen. Gruppenantennen werden unter anderem im Richtfunk zur Erhöhung der Direktivität, der gesendeten Ausgangsleistung oder des Empfangspegels eingesetzt. Obwohl typische linear oder quadratisch angeordnete Antennengruppen eine zwei- bis dreistellige Anzahl an Antennenelementen umfassen können, kann ihre Gesamtabmessung im Fall von Millimeterwellen eine Kantenlänge von weniger als 1 m aufweisen. Im Gegensatz zu ihrem Äquivalent bei kleineren Frequenzen kann eine solche Gruppenantenne problemlos an üblichen Sendemasten installiert werden.

Diese Vorteile der drahtlosen Datenübertragung im Millimeterwellenbereich motivieren die Entwicklung verbesserter Systemkomponenten zur Reduktion des Energiebedarfs und zur Erhöhung der Datenrate. Außerdem ermöglichen solche Weiterentwicklungen eine engere Vernetzung mittels moderner Netzwerkarchitekturen wie 5G, die aus den genannten Gründen zunehmend im Millimeterwellenbereich realisiert werden [21]. Neben einer verbesserten Verbindungsqualität für die bisherigen Netzwerkanwendungen, zum Beispiel hinsichtlich der Datenrate für hochauflösendes Videostreaming, zielt 5G auch auf eine flexiblere Netzwerktopologie und auf eine Reduktion der Latenz ab. Damit sollen zukünftig auch zeitkritische Anwendungen, sogenannte Echtzeitanwendungen, zum Beispiel die Koordination des Verkehrs autonom fahrender Fahrzeuge und der dafür nötige verzögerungsarme Austausch von Sensor- und Positionsdaten, mit drahtlosen Internetverbindungen realisiert werden. Die Implementierung solcher Systeme im Millimeterwellenbereich ermöglicht einerseits die notwendige Miniaturisierung der Funksysteme und bietet andererseits eine räumliche Selektivität in Form von gerichteten Verbindungen zwischen verschiedenen Anwendern und ihren vernetzten Geräten. Anders als beim oben beschriebenen Richtfunk zwischen ortsfesten Stationen sind die Sender und Empfänger hierbei mobil. Die Ausrichtung des Sende- und Empfangsstrahls muss deshalb permanent angepasst werden, wofür Gruppenantennen mit elektronisch einstellbarer Amplitude und Phase der einzelnen Antennensignale geeignet sind. Wie beim ortsfesten Richtfunk können die Abmessungen der Gruppenantennen und weiterer Teile des Funksystems durch eine Erhöhung der Trägerfrequenzen reduziert werden, was wiederum die Wahl des Millimeterwellenspektrums begründet. Gleichzeitig erhöhen diese Ansätze die Komplexität des gesamten Funksystems wesentlich, nicht nur hinsichtlich der Steuerung und Koordination, sondern auch in Bezug auf die analogen und digitalen Schaltungskomponenten. In „*The Vision of 6G*“ von Samsung zur Planung von 6G als Nachfolger von 5G werden darüber hinaus bereits Trägerfrequenzen von bis zu 3 THz in Erwägung gezogen [23]. Darin werden auch die zu bewältigenden Herausforderungen für die Einführung dieser Technologien skizziert, die in abgeschwächter Form bereits die Leistungsfähigkeit von Millimeterwellensystemen wie 5G limitieren:

Erstens steigen die Pfadverluste einer drahtlosen Verbindung über einen gegebenen Abstand mit der Trägerfrequenz. Ursächlich hierfür ist hauptsächlich die Feldausdünnung als Folge der Verteilung der abgestrahlten Signalleistung über einen bestimmten Raumwinkel, wodurch der Pfadverlust mit dem Quadrat des Verhältnisses aus dem Abstand zur Wellenlänge steigt [24]. Hinzu kommen frequenzabhängige Absorptionen in der Atmosphäre, zum Beispiel durch die Anregung von Resonanzen in den Wasserstoff-

1. Einleitung

und Sauerstoffmolekülen, die bei bestimmten Frequenzen hohe zusätzliche Verluste verursachen [25].

Zweitens sinkt die Leistungsfähigkeit von Transistoren und anderen aktiven und passiven Bauelementen, die für die Herstellung von Schaltungen für die Übertragungssysteme benötigt werden, mit der Betriebsfrequenz ab. Die betrifft insbesondere die erzielbare Signalverstärkung, die aufgrund von Schaltungsparasitäten mit der Frequenz abnimmt, wodurch die Erzeugung, die Modulation und die Detektion von Signalen bei Frequenzen im hohen Gigahertz- oder gar im Terahertzbereich verlustreich und ineffizient wird. Neben schaltungstechnischen Lösungen sind hierbei auch technologische Fortschritte in den Halbleiterprozessen erforderlich. Dieser Punkt wird ausführlicher in Kapitel 2 beschrieben und bildet die Motivation und Grundlage für den Entwurf verbesserter Schaltungen zur Signalerzeugung in Kapitel 3 und zur Modulation und Demodulation in Kapitel 4.

Drittens limitieren Verbindungsparasitäten allgemein die Signalbandbreite im Frequenzbereich und wirken somit als Tiefpass, der die Signaldämpfung bei hohen Frequenzen zusätzlich erhöht. Zusammen mit den Bestrebungen, bei steigender Signalfrequenz immer größere Antennengruppen für eine stärkere Strahlbündelung zur Erhöhung oder zumindest zur Erhaltung der Reichweite aufzubauen, steigt die Anzahl an Verbindungen in den benötigten Verteilungsnetzwerken und mitunter auch die Länge der Leitungen. Zur Vermeidung exzessiver Signalverluste in diesen Verbindungen, wie sie mit herkömmlichen Verbindungstechnologien einhergehen, müssen verbesserte Schaltungs- und Verbindungskonzepte entwickelt werden. Dies betrifft ebenfalls die Antennen und ihre Anbindungen.

Viertens stellen herkömmliche Modulationsverfahren teilweise hohe Anforderungen an die Schaltungen des Übertragungssystems. In Anbetracht der zuvor genannten Herausforderungen würden weniger anspruchsvolle Verfahren die Situation entschärfen und den Weg zu einfacheren und effizienteren Schaltungen ebnen. Dies betrifft gleichermaßen die analogen und die digitalen Schaltungen. Als Beispiel weist das sehr verbreitete und auch für 5G vorgesehene Modulationsverfahren OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*) einen hohen Dynamikumfang des Basisbandsignals auf und erfordert damit die digitale Verarbeitung mit einer hohen Anzahl an Bits. Dementsprechend müssen auch Digital-Analog-Wandler und Analog-Digital-Wandler mit vielen Segmenten eingesetzt werden, was mit steigender Taktrate, das heißt mit zunehmender Bandbreite des Basisbandsignals, wegen der limitierten Schaltgeschwindigkeit der Transistoren zu schaltungstechnischen Realisierungsproblemen führt. Gleichermaßen führt der hohe Dynamikumfang solcher Modulationssignale zu einem großen Unterschied zwischen der Spitzenleistung und der mittleren Signalleistung, das heißt zu einem hohen PAPR (*peak-to-average power ratio*). Ein hohes PAPR erschwert den Entwurf effizienter Leistungsverstärker, die idealerweise für eine vorgegebene konstante Leistung optimiert werden. In [23] wird deshalb die Entwicklung neuer Modulationsverfahren für 6G und weitere zukünftige Übertragungssysteme und Netzwerke angeregt, um eine effiziente technische Realisierung im Millimeterwellen- und im Terahertzbereich zu erleichtern bzw. überhaupt zu ermöglichen.

Die Entwicklung zukünftiger Übertragungssysteme erfordert somit diverse und oftmals interdisziplinäre Arbeiten entlang des digitalen und analogen Signalpfads sowie im Bereich der Übertragungsprotokolle und elektronischen Steuerungen der Antennen-

strahlrichtung. Diese Arbeit soll dazu einen Beitrag leisten und widmet sich verschiedenen analogen Schaltungen zur effizienten Frequenzumsetzung im Millimeterwellenbereich.

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

Die Auswahl und Anwendung der verschiedenen Fertigungsprozesse für die Herstellung von einzelnen Schaltungen und ihrer Verbindungen sind entscheidend für die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems. Dies ist von besonderer Bedeutung für den Betrieb von Übertragungssystemen im Millimeterwellenbereich (30 GHz bis 300 GHz), da aufgrund der hohen Betriebsfrequenzen der Einfluss parasitärer reaktiver Elemente zunimmt. Als Beispiel dienen Durchkontaktierungen in Leiterplatten oder Bonddrahtverbindungen zwischen IC und Leiterplatte, die als Störstellen in den Signalleitungen üblicherweise als parasitäre serielle Induktivitäten modelliert werden können. Während die Serienimpedanz solcher Parasitäten bei Betriebsfrequenzen im Megahertzbereich vernachlässigbar klein ist, kann sie die Leitungsimpedanz bei höheren Frequenzen wesentlich erhöhen und Fehlanpassungen verursachen. Derartige Verbindungsparasitäten können durch eine möglichst vollständige Integration der erforderlichen Schaltungen in einem einzigen monolithischen Schaltkreis (IC) reduziert werden. Neben den zahlreichen damit verbundenen ökonomischen Vorteilen wirkt sich die starke Miniaturisierung moderner Halbleitertechnologien auch positiv auf die Verbindungen innerhalb des IC aus. Durch die hohe Präzision der Fertigungsschritte können sehr kurze Verbindungen mit entsprechend geringen Parasitäten hergestellt werden. Verschiedene Halbleitertechnologien werden im folgenden Abschnitt 2.1 vorgestellt. Des Weiteren erfordern auch hochgradig integrierte Systeme stets gewisse Verbindungen zu externen Schaltungen, beispielsweise für die Spannungsversorgung und für Signalquellen oder -senken. Hierfür stehen diverse Aufbau- und Verbindungstechniken zur Verfügung, die im Abschnitt 2.2 beschrieben werden. Die durch Auswahl eines bestimmten Herstellungsverfahrens einzugehenden Kompromisse können teilweise seitens der Schaltungstechnik durch Anwendung von Frequenzumsetzung abgefedert werden. Dies wird schließlich im Abschnitt 2.3 verdeutlicht.

2.1. Halbleitertechnologien

Durch die Miniaturisierung moderner Halbleitertechnologien ergeben sich diverse Vorteile, insbesondere hinsichtlich der IC-internen Verbindungsparasitäten. Dadurch sind ausreichend schnelle Transistoren verfügbar, die bei den typischen Betriebsfrequenzen eines drahtlosen Übertragungssystems im oberen Millimeterwellenbereich noch eine Signalverstärkung ermöglichen. Als Kennzahlen zur Beschreibung der Leistungsfähigkeit von Transistoren hinsichtlich der Betriebsfrequenz haben sich die erreichbaren Maximalwerte der Transitfrequenz f_T und der maximalen Oszillationsfrequenz f_{\max} etabliert.

Die Transitfrequenz ist über die Stromverstärkung des Transistors definiert und bezeichnet die Frequenz, an der der Betrag der Stromverstärkung auf den Wert Eins abgesunken ist [26]. Mit einem Kurzschluss an Ausgang ($\underline{U}_2 = 0$) kann sie in Form des

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

Hybridparameters \underline{h}_{21} angegeben werden [27]:

$$|\underline{h}_{21}(f = f_T)| = \left| \frac{I_a}{I_e} \right|_{f=f_T, \underline{U}_2=0} = 1 \quad (2.1)$$

Im Falle eines Bipolartransistors bezeichnet \underline{h}_{21} den Quotienten aus dem Kollektor- und Basisstrom, während beim MOSFET oder HEMT der Quotient aus Drain- und Gatestrom betrachtet wird. Diese Quotienten sind bei niedrigen Frequenzen unter Umständen sehr groß, z.B. weil die Gateimpedanz dann sehr hoch ist, fallen jedoch mit steigender Frequenz ab. Allgemein kann der Frequenzgang von \underline{h}_{21} mit einem Tiefpass 1. Ordnung modelliert werden. Aus der Kleinsignal-Ersatzschaltung des jeweiligen Transistortyps kann zunächst eine arbeitspunktabhängige Gleichung für die intrinsische Transitfrequenz $f_{T,i}$ des jeweiligen Transistortyps abgeleitet werden [26], [28]:

$$f_{T,i,\text{bipolar}} = \frac{g_{m,i}}{2\pi(c_{BE,i} + c_{BC,i})} \quad (2.2)$$

$$f_{T,i,\text{MOS}} = \frac{g_{m,i}}{2\pi(c_{GS,i} + c_{GD,i})} \quad (2.3)$$

Aufgrund von Verlusten in den Anschlüssen des intrinsischen Transistors an die Metallisierung, die für den Einsatz in einer Schaltung unvermeidlich sind, wird die intrinsische Transitfrequenz durch die Tiefpasswirkung der Verbindungsparasitäten reduziert und kann in Abhängigkeit von diesen parasitären Elementen als extrinsische Transitfrequenz f_T berechnet werden. Dies ist in Gleichung 2.4 am Beispiel des MOSFET verdeutlicht [29] und zeigt sich anschließend auch für den Bipolartransistor anhand der maximalen Oszillationsfrequenz.

$$f_{T,\text{MOS}} = \frac{f_{T,i,\text{MOS}}}{1 + (R_S + R_D)/r_{DS} + 2\pi f_{T,i,\text{MOS}} C_{GD} (R_S + R_D)} \quad (2.4)$$

Unter der Annahme, dass h_{21} als Tiefpass erster Ordnung oberhalb der -3 dB-Grenzfrequenz mit 20 dB pro Dekade abfällt, kann die Transitfrequenz aus einem gemessenen Teilbereich des Frequenzgangs oberhalb der Grenzfrequenz bestimmt werden. Dieses Vorgehen mittels Extrapolation gemessener niederfrequenter Daten ist für moderne Transistoren oftmals die einzige praktikable Möglichkeit, die sehr hohen Transitfrequenzen messtechnisch zu bestimmen. Heutige Transistoren können Transitfrequenzen von mehreren 100 GHz erreichen, was den Messbereich üblicher Netzwerkanalysatoren weit überschreitet und eine direkte Messung erschwert. Eine deutlich niederfrequenter Messung ist oftmals ausreichend und stellt geringere Anforderungen an den Messaufbau. Beispielsweise wurde $f_T = 505$ GHz in [30] aus einer Messungen bei unter 20 GHz und einer Verifikationsmessung bei unter 40 GHz durch Extrapolation ermittelt.

In ähnlicher Weise wird auch die maximale Oszillationsfrequenz f_{max} sowohl von intrinsischen Halbleiterparametern wie auch von extrinsischen Parasitäten der Kontaktierungen beeinflusst. Sie gibt an, bei welcher Frequenz die maximal mögliche Leistungsverstärkung in Vorwärtsrichtung unter optimaler Anpassung des Zweitorts auf den Wert Eins abfällt [28]. Auch diese Kenngröße lässt sich aus der jeweiligen Kleinsignalersatzschaltung des Transistors ableiten und kann in Abhängigkeit der intrinsischen

Transitfrequenz angegeben werden [28], [31]:

$$f_{\max,\text{bipolar}} = \sqrt{\frac{f_{T,i,\text{bipolar}}}{8\pi (R_{Bx}C_{BC} + r_{b,i}c_{jC,i})}} \quad (2.5)$$

$$f_{\max,\text{MOS}} = \frac{f_{T,i,\text{MOS}}}{2\sqrt{R_e/r_{DS} + \pi c_{GD}f_{T,i,\text{MOS}}(R_e + R_g)}} \quad (2.6)$$

Messtechnisch wird f_{\max} oftmals aus der maximalen unilateralen Verstärkung bestimmt, die die reine Vorwärtsverstärkung ohne Eingangs- und Ausgangsreflexionen und ohne Rückwärtsverstärkung beschreibt. Wie schon bei der Bestimmung von f_T wird auch f_{\max} mangels direkter Messbarkeit oft aus niederfrequenten Messdaten extrapoliert. [26]

Anhand von f_T und f_{\max} ist bereits erkennbar, dass die erreichbare (extrinsische) Verstärkung eines Transistors in einer Schaltung von den Verbindungsparasitäten negativ beeinflusst wird. Dieser Effekt prägt sämtliche Verbindungselemente entlang des Signalpfads, besonders außerhalb des Chips, wie im nachfolgenden Abschnitt 2.2 gezeigt wird. Die Verwendung einer möglichst verlustarmen Aufbau- und Verbindungstechnologie kann diese Verluste reduzieren, ist häufig jedoch kostenintensiv. Gleichzeitig ist eine Kompensation dieser Verluste durch aktive Schaltungen möglich, sofern Transistoren mit ausreichender Verstärkung verfügbar sind. Bei einem Schaltungsentwurf im Millimeterwellenbereich ist deshalb ein Kompromiss zwischen den Kosten für die Reduzierung der Verbindungsverluste und den Kosten der Verwendung einer moderneren Halbleitertechnologie mit schnelleren Transistoren erforderlich.

III-V-Technologien

Halbleitermaterialien aus der dritten und fünften Hauptgruppe des Periodensystems der chemischen Elemente (III-V-Halbleiter) erzielen eine besonders hohe Ladungsträgerbeweglichkeit und ermöglichen damit die Herstellung der derzeit schnellsten Transistoren. Dabei werden oftmals InP-Substrate für den Aufbau von doppelt heterogenen Sperrschichten (engl.: *double heterostructure bipolar transistor (DHBT)*) verwendet [32].

Auf diese Weise wurden an der ETH Zürich verschiedene Technologien mit InP-GaAsSb-DHBT mit maximalem $f_T = 503$ GHz, $f_{\max} = 780$ GHz [33] und $f_T = 497$ GHz, $f_{\max} = 1175$ GHz [34] demonstriert. Mit einer unterschiedlichen Mess- und Extrapolationsmethode wurden für letztere Transistoren außerdem Maximalwerte von $f_T = 495$ GHz, $f_{\max} = 882$ GHz gemessen. Darin zeigen sich auch die Unsicherheiten durch die Extrapolationsmethoden. Desweiteren wurden am japanischen NTT-Labor InP-In-GaAsSb DHBT mit maximalem $f_T = 513$ GHz, $f_{\max} = 637$ GHz entwickelt [35]. Am Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) wurden InAlAs/InGaAs mHEMT (*metamorphic high electron mobility transistor*) auf GaAs-Substraten mit maximal $f_T = 515$ GHz, $f_{\max} = >1000$ GHz präsentiert [36]. Mit diesen Transistoren lassen sich Schaltungen bei mehreren Hundert Gigahertz betreiben. So wurde am Fraunhofer IAF ein sechsstufiger Verstärker entwickelt, der bei 600 GHz eine Verstärkung von 20 dB erreicht [37].

Während III-V-Technologien mit ihren schnellen Transistoren viele Vorteile bieten, sind sie auch mit einigen Nachteilen verknüpft. Es können lediglich kleine Wafer verar-

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

beitet werden, z.B. 100 mm Durchmesser beim Fraunhofer-IAF [36]. Für eine Fertigung von Chips in hoher Stückzahl muss somit eine größere Anzahl von Wafern prozessiert werden, was höhere Kosten verursacht als bei Verwendung größerer Wafer. Dieser und andere Gründe führen dazu, dass III-V-Technologien tendenziell die höchsten Kosten pro Chipfläche verursachen, auch wenn die konkreten Preise nicht öffentlich bekannt sind. Außerdem sind in III-V-Technologien keine komplexen Digitalschaltungen mit einer hohen Anzahl von Transistoren auf einem Chip möglich, weil die Transistoren einerseits eine große Fläche mit ihrem HF-optimierten Layout einnehmen und andererseits keine stromsparende komplementäre Logik realisiert werden kann. Zudem sind nur wenige Metallisierungsschichten für die Verbindungen verfügbar, die selbst für einfache Logikschaltungen mit mehreren Gattern nicht ausreichend wären.

CMOS-Technologien

Obwohl zuletzt für den Hochfrequenzbetrieb optimierte CMOS-Technologien (*complementary metal oxide semiconductor*) entwickelt wurden, z.B. (*fully-depleted*) *silicon on insulator* ((*FD*)-*SOI CMOS*), bleibt CMOS in erste Linie eine Technologie für hochintegrierte Digitalschaltungen. Der Vorteil für digitale Schaltungen liegt in der Herstellung komplementärer Logikgatter, in denen kein statischer Strom fließt, sondern lediglich ein dynamischer Strom während des Umschaltens. Zusammen mit der über Jahrzehnte fortgeschrittenen Miniaturisierung der MOS-Transistoren auf Silizium-Substraten lassen sich in modernen CMOS-Technologien komplexe und dennoch relativ stromsparende Digitalschaltungen integrieren. Aus ökonomischen und technologischen Gründen ist eine gemeinsame Integration von Schaltungen zur digitalen Signalverarbeitung und Schaltungen zur analogen Signalübertragung auf einem einzigen Chip sinnvoll. Unter anderem lassen sich dadurch Verbindungsparasitäten, wie sie bei Chip-zu-Chip-Verbindungen auftreten, vermeiden. Desweiteren können die Produktionsschritte zur Verbindung mehrerer einzelner Chips auf einer Leiterplatte durch die ohnehin anfallende lithografische Metallisierung während der automatischen Herstellung eines gemeinsamen Chips ersetzt werden.

Als veraltetes Beispiel einer CMOS-Technologie kann der 130 nm-Prozess von TSMC mit maximalem $f_T = 115$ GHz, $f_{\max} = 80$ GHz für die nMOS-Transistoren genannt werden [38]. Modernere Beispiele umfassen den 45 nm-CMOS-SOI-Prozess von IBM (inzwischen GlobalFoundries) mit maximalem $f_T = 485$ GHz (nMOS) und $f_T = 345$ GHz (pMOS). Eine Angabe zum maximalen f_{\max} fehlt in den Angaben [39]. Viel Beachtung fand, sowohl im wissenschaftlichen wie industriellen Bereich, der 22 nm-CMOS-SOI-Prozess von GlobalFoundries (22FDX) mit maximalem $f_T = 375$ GHz, $f_{\max} = 290$ GHz (nMOS) und $f_T = 260$ GHz, $f_{\max} = 250$ GHz (pMOS) [40].

Entgegen den stetig veröffentlichten Verbesserungen der intrinsischen Transistorparameter moderner CMOS-Technologien sinken die für die Schaltungstechnik relevanteren extrinsischen Parameter, insbesondere f_{\max} , seit dem 90 nm-Prozessknoten ab. Dies resultiert aus den erhöhten parasitären Widerständen der Gate-Kontaktierungen in Folge der durch Miniaturisierung stark reduzierten Metallquerschnitte [31], [41]. Auch die mit der Miniaturisierung einhergehenden Verringerungen der zulässigen Betriebsspannungen, z.B. die maximale Drain-Source-Spannung auf weniger als 1 V [40], erschweren den Entwurf leistungsfähiger analoger Schaltungen, insbesondere von Leistungsverstärkern.

BiCMOS-Technologien

Wie bei den zuvor beschriebenen DHBT mit III-V-Halbleitern lassen sich schnelle Bipolartransistoren auch auf Basis von Silizium-Substraten herstellen. Durch die Verwendung von Germanium (Ge) in der Basis und unterschiedlichen Dotierungsprofilen im Emitter und im Kollektor lassen sich sogenannte SiGe-HBT (*Silicon-Germanium heterojunction bipolar transistor*) mit ähnlich guten HF-Eigenschaften wie III-V-DHBT herstellen [31]. Dies wird auch durch die zusätzliche Verwendung von Kohlenstoff für die Dotierung erzielt [26]. Man bezeichnet diese Transistoren dann als SiGe:C-HBT.

Neben der hohen Geschwindigkeit ist ein wesentlicher Vorteil von SiGe-HBT, dass die Fertigungsprozesse durch die Verwendung von Si-Substraten kompatibel zu CMOS-Prozessen sind [26], [32]. Es lassen sich dadurch SiGe-HBT und MOS-Feldeffekttransistoren (MOSFET) auf einem gemeinsamen Wafer und somit in einer gemeinsamen integrierten Schaltung herstellen. Man bezeichnet diese Kombination als BiCMOS-Technologie. Gegenüber III-V-Technologien zeichnet sich BiCMOS durch seine wesentlich höhere Vielseitigkeit aus. Es lassen sich einerseits ähnlich schnelle HF-Schaltungen mit den SiGe-HBT herstellen, die andererseits mit komplexen CMOS-Digitalschaltungen kombiniert werden können. Es ist dadurch im Gegensatz zu reinen CMOS-Technologien unnötig, die MOSFET sowohl für stromsparende und schnell getaktete Digitalschaltungen als auch für HF-Analogschaltungen zu optimieren.

In analytischen und simulativen Untersuchungen wurden die Potentiale der SiGe-HBT-Technologie durch weitere Verbesserungen wie Skalierung und optimierten Dotierungsprofilen für zukünftige Prozessentwicklungen dargestellt. Unter diversen Annahmen wurden erreichbare Werte von $f_T/f_{\max} = 778 \text{ GHz}/1985 \text{ GHz}$ abgeschätzt [42]. Während die Umsetzung dieser Potentiale zunächst noch die Lösung diverse technologischer Probleme erfordert, zeigen diese Untersuchungen dennoch die Konkurrenzfähigkeit der SiGe-HBT-Technologie gegenüber III-V-Prozessen [31].

Die derzeit schnellsten SiGe-HBT werden in Frankfurt (Oder) am Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik (IHP Microelectronics) hergestellt. Die seit Jahren kommerziell verfügbare BiCMOS-Technologie *SG13G2* bietet SiGe-HBT mit maximalem $f_T = 300 \text{ GHz}$ und $f_{\max} = 450 \text{ GHz}$ [43]. Als Weiterentwicklung veröffentlichte IHP bereits verbesserte SiGe-HBT aus dem EU-Forschungsprojekt *DOTSEVEN* mit maximalem $f_T = 505 \text{ GHz}$ und $f_{\max} = 720 \text{ GHz}$ [30]. Ebenfalls im Rahmen des *DOTSEVEN*-Projekts präsentierte Infineon die BiCMOS-Technologie *B11HFC* mit SiGe-HBT mit maximalem $f_T = 250 \text{ GHz}$ und $f_{\max} = 370 \text{ GHz}$ [44].

Anhand dieser ausgewählten Beispiele ist ersichtlich, dass SiGe-HBT hinsichtlich der Parameter f_T und f_{\max} wesentlich bessere HF-Eigenschaften bieten als MOS-Transistoren und eine adäquate Alternative zu DHBT oder HEMT aus teureren und weniger vielseitigen III-V-Technologien sind. Aus diesen Gründen wurde die IHP-Technologie *SG13G2* für den Entwurf und die Herstellung der Schaltungen, die in den nachfolgenden Kapiteln vorgestellt werden, verwendet.

2.2. Aufbau- und Verbindungstechnik

Wie einleitend bereits beschrieben wurde, bestimmt die Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT) die Art und die Stärke von Verbindungsparasitäten und hat somit wesentlichen Einfluss auf die HF-Eigenschaften des Gesamtsystems. Dies beginnt bereits auf kleinster Ebene bei den Verbindungen des intrinsischen Transistors und anderer Bauelemente an die Metallisierung einer integrierten Schaltung und manifestiert sich zum Beispiel in Kennzahlen wie f_T und f_{\max} . Fortgeführt entlang des Signalpfads steigen die Verbindungsparasitäten und die damit verbundenen Verluste mit steigenden physikalischen Abmessungen der Verbindungen. Bereits innerhalb eines Chips gibt es Unterschiede zwischen den Herstellern im Aufbau der Metallisierungsschichten, d.h. der integrierten AVT des Herstellers, und den vorgeschriebenen Entwurfsregeln. Die Erforderlichkeit von Füllstrukturen (*metal filler*), die verwendeten Metalle (z.B. Kupfer oder Aluminium) und die Art des Dielektrikums zwischen den Metallen (typischerweise SiO_2) sind hier maßgeblich für die Verluste. Beim Schaltungsentwurf können diese Prozessparameter berücksichtigt und eine geeignete Signalführung ausgewählt werden.

Die Anschlussverbindungen eines Chips an externe Systemkomponenten ist oftmals deutlich verlustreicher als die chipinternen Verbindungen. Dies ergibt sich aus den größeren Abmessungen der externen Verbindungsstrukturen im Vergleich zu den internen. Übliche analoge Frontend-Chips haben selten eine laterale Kantenlänge von mehr als einigen Millimetern, während Leiterplatten einige Zentimeter oder Dezimeter Kantenlänge aufweisen können. Noch größere Längen werden mit Kabeln oder drahtlos überbrückt. Sämtliche Verbindungsarten haben gemeinsam, dass ihre Verluste mit der Betriebsfrequenz steigen.

Leiterplattentechnologien

Als erste Verbindungsebene außerhalb des Chips werden häufig Leiterplatten verwendet. Leiterplatten bestehen aus mindestens einer Schicht eines dielektrischen Substrats, das auf der Ober- und Unterseite mit einer dünnen Metallfolie beschichtet ist, z.B. mit einer $17\ \mu\text{m}$ dicken Kupferfolie. In diesen Metallschichten können Leitungen und andere Strukturen in einem subtraktiven Ätzprozess hergestellt werden. Für mehrlagige Leiterplatten können mehrere solcher doppelseitigen Leiterplatten mit speziellen dielektrischen Klebstoffen laminiert werden. Zur Verbindung der einzelnen Metallschichten werden metallisierte Bohrungen verwendet, sogenannte Durchkontaktierungen oder *Vias*, die sowohl vor dem Laminiere als auch danach hergestellt werden können.

Für HF-Anwendungen sind verlustarme Leitungen mit einer definierten Wellenimpedanz wichtig für die Signalübertragung. Auf Leiterplatten werden Streifenleitungen bevorzugt eingesetzt, die eine elektromagnetische Welle (EM-Welle) in transversaler Richtung zwischen metallischen Hin- und Rückleitern führen. Im Falle einer zweilagigen Leiterplatte mit dem Hinleiter auf der Oberseite kann der Rückleiter entweder auf der Unterseite gegenüber des Hinleiters oder ebenfalls auf der Oberseite neben dem Hinleiter platziert werden. Im ersten Fall wird der Rückleiter auf der Unterseite deutlich breiter in Form einer Massefläche ausgeführt. Man bezeichnet diese Leitungsart dann als Mikrostreifenleitung (*Microstrip line*). Auch im zweiten Fall wird der Rückleiter üblicherweise als Massefläche ausgeführt, jedoch auf der Oberseite in einem definierten

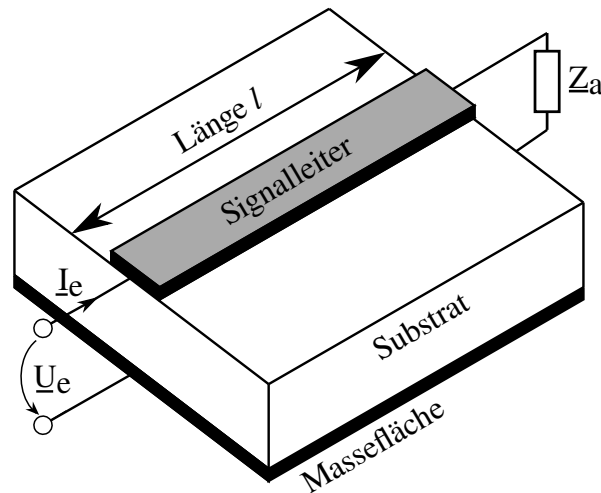


Abbildung 2.1.: Mikrostreifenleitung mit der Länge l , der Wellenimpedanz \underline{Z}_L und einer Abschlussimpedanz \underline{Z}_a .

Abstand seitlich neben dem Hinleiter. Diese einlagige Leitungsart bezeichnet man als Koplanarleitung. Neben diversen weiteren Leitungsarten existieren auch Mischformen mit Masseflächen sowohl auf der Ober- als auch auf der Unterseite für den Rückleiter.

Alle Arten von Streifenleitungen haben gemeinsam, dass die EM-Welle vollständig oder teilweise im dielektrischen Substrat zwischen den Leitern geführt wird und dass die Wellenimpedanz \underline{Z}_L der Leitung als skalares Verhältnis aus elektrischer (E) und magnetischer (H) Feldstärke durch den Leitungsquerschnitt bestimmt wird. Während der Leitungsquerschnitt theoretisch über die ausgewählte Substratdicke, sowie über die Leiterbreiten und -abstände mit den Produktionsdaten fest vorgegeben wird, unterliegen diese Größen diversen Prozessschwankungen während der Herstellung. Abweichungen von der nominalen Leitungsimpedanz sind die Folge, die sich als frequenzabhängige Impedanztransformation störend auf die Schaltungseigenschaften auswirken.

Als Beispiel ist in Abbildung 2.1 eine Mikrostreifenleitung mit einer Abschlussimpedanz \underline{Z}_a am Ausgang dargestellt. Für eine ideale Signalübertragung ohne Reflexionsverluste muss Impedanzanpassung zwischen der Signalquelle und der Signalsenke herrschen:

$$\underline{Z}_{\text{Quelle}} = \underline{Z}_{\text{Senke}}^* \quad (2.7)$$

Eine Distanz zwischen Quelle und Senke kann mit einer Leitung passender Länge l überbrückt werden. Im Beispiel ist die Signalsenke in Form einer Impedanz \underline{Z}_a am Ausgang der Mikrostreifenleitung angeschlossen und die Signalquelle speist den Eingang der Leitung. Für Impedanzanpassung muss nun gelten:

$$\underline{Z}_{\text{Quelle}} = \underline{Z}_e^* = \left(\frac{U_e}{I_e} \right)^* \quad (2.8)$$

Die Eingangsimpedanz \underline{Z}_e ergibt sich allgemein aus einer Impedanztransformation der Ausgangsimpedanz \underline{Z}_a an den Eingang der Leitung. Die Impedanztransformation hängt dabei von der Wellenimpedanz \underline{Z}_L der Leitung und der Leitungslänge l ab und kann mit der Gleichung 2.9 beschrieben werden [27], [45].

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

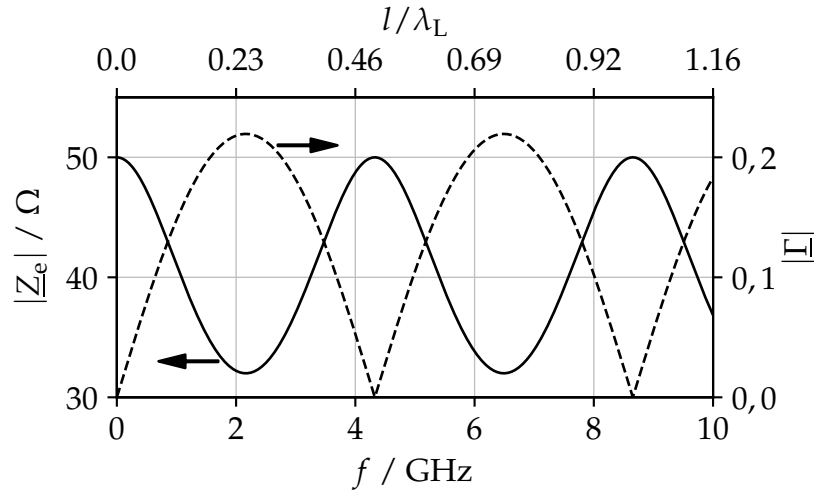


Abbildung 2.2.: Impedanz $|Z_e|$ eines $50\ \Omega$ -Widerstands am Ende einer $20\ \text{mm}$ langen $40\ \Omega$ -Leitung und resultierender Reflexionsfaktor $|\Gamma|$ an einem $50\ \Omega$ -Generator.

$$\underline{Z}_e = \underline{Z}_L \frac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_L \tanh(\underline{\gamma}l)}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_a \tanh(\underline{\gamma}l)} \stackrel{(\text{verlustfrei})}{=} \underline{Z}_L \frac{\underline{Z}_a + j\underline{Z}_L \tan(2\pi l/\lambda_L)}{\underline{Z}_L + j\underline{Z}_a \tan(2\pi l/\lambda_L)} \stackrel{(\underline{Z}_L = \underline{Z}_a)}{=} \underline{Z}_a \quad (2.9)$$

Darin bezeichnet $\underline{\gamma}$ die frequenzabhängige Kreiswellenzahl der Leitung, die im verlustfreien Fall umgekehrt proportional zur geführten Wellenlänge λ_L ist:

$$\underline{\gamma} \stackrel{(\text{verlustfrei})}{=} j\beta = j2\pi/\lambda_L \quad (2.10)$$

Wie ebenfalls in Gleichung 2.9 dargestellt ist, entspricht die an den Eingang der Leitung transformierte Impedanz exakt der angeschlossenen Ausgangsimpedanz, sofern die Leitungsimpedanz mit der Ausgangsimpedanz übereinstimmt ($\underline{Z}_a = \underline{Z}_L$). Ist dies nicht der Fall, z.B. weil die Leitungsimpedanz aufgrund von Prozessschwankungen vom Zielwert abweicht, kommt es zu frequenzabhängigen Fehlanpassungen. In Abbildung 2.2 ist dies für den typischen Fall eines $50\ \Omega$ -Systems dargestellt ($\underline{Z}_{\text{Quelle}} = \underline{Z}_{\text{Senke}} = 50\ \Omega$), in dem die Wellenimpedanz einer $20\ \text{mm}$ langen Leitung lediglich $40\ \Omega$ statt den erforderlichen $50\ \Omega$ beträgt. Nur bei Frequenzen, bei denen die Leitungslänge einem ganzzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht, beträgt $\underline{Z}_e = 50\ \Omega$ und es treten keine Reflexionen auf ($\Gamma = 0$). Für dazwischenliegende Wellenlängen treten Fehlanpassungen auf, deren Maximum erreicht wird, wenn die Leitungslänge einem ungeraden ganzzahligen Vielfachen eines Viertels der Wellenlänge entspricht.

Diese Impedanztransformationen werden in der Schaltungstechnik gezielt in Netzwerken von Leitungen unterschiedlicher Wellenimpedanz zur schmalbandigen Impedanzanpassung angewendet. Für eine breitbandige, d.h. frequenzunabhängige Signalübertragung ist es jedoch unverzichtbar, dass die Leitungsimpedanz möglichst exakt der Generator- und Lastimpedanz (Systemimpedanz) entspricht. Dies kann durch aufwendige Fertigungsverfahren sichergestellt und kontrolliert werden. Andererseits kann eine

gewissen Fehlanpassung der Leitungsimpedanz an die Systemimpedanz toleriert werden, wenn die Leitungslänge deutlich kürzer als eine Viertelwellenlänge ist. Dies kann offensichtlich durch Verkürzungen der Leitungslängen erreicht werden, aber auch durch eine Reduktion der Betriebsfrequenz. Hieraus können Lösungsansätze mit Schaltungen zur Frequenzumsetzung abgeleitet werden, die die zu übertragenden Signalfrequenzen außerhalb des Chips möglichst niederfrequent halten.

Auch die Wahl der Leiterplattentechnologie, insbesondere des Substratmaterials, hat starke Auswirkungen auf die Leitungscharakteristik. Sowohl die dielektrischen Verluste, als auch die Wellenlänge des geführte Signals hängen von der Permittivität $\underline{\epsilon}$ des Substrats ab:

$$\lambda_L = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (2.11)$$

$$\underline{\epsilon} = \epsilon_0 \underline{\epsilon}_r = \epsilon_0 (\epsilon'_r - j\epsilon''_r) \quad (2.12)$$

$\epsilon_{r,\text{eff}}$ bezeichnet darin die effektive relative Permittivität, die generell von der Geometrie des Leitungsquerschnitts abhängt. c_0 bezeichnet die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum (Vakuumlichtgeschwindigkeit) und f ist die Betriebsfrequenz. Bei Mikrostreifenleitungen und einigen anderen Leitungstypen wird lediglich ein Teil der EM-Welle im Leiterplattensubstrat geführt. Ein weiterer Teil der Welle verläuft oberhalb des Signalleiters und damit außerhalb des Substrats, üblicherweise in der Umgebungsluft mit $\epsilon_r \approx 1$. Wegen dieses Permittivitätsunterschieds zwischen dem oberen und dem unteren Teil der Welle haben beide Teilwellen eine unterschiedliche Wellenlänge und die Übertragungsmode ist nicht mehr transversal elektromagnetisch (TEM), weil die E - und H -Vektoren eine Komponente in Ausbreitungsrichtung aufweisen. Man bezeichnet diese Übertragungsmode auch als quasi-TEM, weil die Abweichung von einer idealen TEM-Mode oftmals gering ist. Zur Berechnung der Wellenlänge mit Gleichung 2.11 wird für Quasi-TEM-Leitungen eine effektive relative Permittivität angegeben, die in Abhängigkeit von der E -Feldverteilung einen Wert zwischen 1 (Luft) und der relativen Permittivität des Substrats annimmt.

Anhand von Gleichung 2.11 ist erkennbar, dass für eine Verkürzung der elektrischen Leitungslänge l/λ_L ein Leiterplattensubstrat mit möglichst geringer Permittivität gewählt werden sollte. Desweiteren unterscheiden sich die Leiterplattentechnologien hinsichtlich ihrer elektrischen und dielektrischen Verluste, die sich als Verlustfaktor angeben und vergleichen lassen. Die in Gleichung 2.14 angegebene Definition des Verlustfaktors folgt aus dem Durchflutungsgesetz von Ampère, einem Teil der Maxwell'schen Gleichungen:

$$\text{rot } \vec{H} = (\sigma + \omega\epsilon'' + j\omega\epsilon') \vec{E} \quad (2.13)$$

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon'_r} + \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \approx \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad (2.14)$$

Der Verlustfaktor hängt vom Winkel δ zwischen einem verlustfreien, rein imaginären $\text{rot } \vec{H} = j\omega\epsilon' \vec{E}$ und dem tatsächlich auftretenden $\text{rot } \vec{H}$ ab, das durch eine elektrische Leitfähigkeit σ des Substratmaterials und dielektrischen Verlusten hervorgerufen wird. Die dielektrischen Verluste werden über den Imaginärteil ϵ'' der Permittivität modelliert.

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

Hersteller Referenz Bezeichnung Material	Isola [48] I-Tera [®] MT40 ^[a] ?	Rogers Corp. [49] Ro4350B [®] Keramikfaser	Rogers Corp. [49] Ro4003C [®] Keramikfaser	Rogers Corp. [50] RT/duroid [®] 5880 PTFE + GF ^[b]
Eigenschaften bei 10 GHz				
ϵ'_r	3,38	$3,48 \pm 0,05$	$3,38 \pm 0,05$	$2,2 \pm 0,02$
$\tan \delta$	0,0028	0,0037	0,0027	0,0009

Tabelle 2.1.: Vergleich einiger kommerziell verfügbarer Leiterplattensubstrate für Hochfrequenzanwendungen.

In der Elektroindustrie ist FR-4 als Substratmaterial sehr verbreitet, da es günstig herzustellen und zu verarbeiten ist und eine hohe mechanische Stabilität aufweist. FR-4 wird als Verbundmaterial aus mehreren Schichten von in Epoxidharz getränkten Glasfasergewebematten hergestellt. Dieser Verbund ist nicht nur mechanisch sehr stabil, sondern flammenhemmend, daher die Bezeichnung *flame retardant* (FR). Ein großer Nachteil von FR-4 ist die Anisotropie der Permittivität aufgrund der Gewebestruktur der Glasfasermatten. Desweiteren ist die exakte Zusammensetzung nicht spezifiziert, sodass die Anzahl und Ausrichtung der Glasfasermatten, sowie die Eigenschaften des Epoxidharzes starken hersteller- und chargenabhängigen Schwankungen unterliegen können. Deshalb wird oftmals nur eine Spannbreite für die relative Permittivität und den Verlustfaktor angegeben, z.B. $\epsilon'_r = (4,2 \dots 4,6)$ und $\tan \delta = (0,01 \dots 0,02)$ für $f = 1$ GHz [46], [47].

Wie zuvor beschrieben wurde, können die aus den Schwankungen der Substratpermittivität resultierenden Schwankungen der Wellenimpedanz von Leitungen bei geringen Betriebsfrequenzen in vielen Fällen vernachlässigt werden und stellen für viele Industrieprodukte kein Problem dar. Für Hochfrequenzanwendungen sind derart starke Schwankungen oftmals nicht akzeptabel und auch der Verlustfaktor von FR-4 ist bei Frequenzen im Millimeterwellenbereich unbrauchbar hoch. Andere Substratmaterialien auf der Basis von Polymeren oder Keramiken sind für Hochfrequenzanwendungen besser geeignet. Im Vergleich zu FR-4 ist ihre Herstellung jedoch aufwendiger und die nachgefragten Stückzahlen geringer, was diese Substrate deutlich teurer macht. In Tabelle 2.1 sind die Hochfrequenzparameter einiger kommerziell verfügbarer Substrate zusammengefasst.

Neben der Auswahl eines geeigneten Substratmaterials für die Leiterplatte haben auch die Metallisierung und die Passivierung einen großen Einfluss auf die Hochfrequenzeigenschaften. Für die Metallisierung wird üblicherweise Kupferfolie verwendet, die durch ihr Herstellungsverfahren auf der einen Seite eben und auf der anderen Seite rau ist. Aus Gründen der höheren Haftung wird standardmäßig die raue Seite mit dem Substratmaterial verklebt und verpresst. Ein Nachteil der Rauigkeit ist die Verringerung der effektiven Leitfähigkeit mit zunehmender Frequenz, was insbesondere auf der Innenseite zum Substrat zu Verlusten führt, wo die Stromdichte am höchsten ist [51]. Als Option zur Verringerung dieser Verluste bieten einige Substrathersteller das umgekehrte Aufkleben der Kupferfolie mittels spezieller Klebstoffen an (*reverse treated*

^[a]Isola I-Tera[®] MT40 ist in verschiedenen Varianten verfügbar. Variante A ist hier aufgeführt.

^[b]PTFE + GF: Polytetrafluorethylen (Teflon) mit Glasfasern verstärkt.

copper foil).

Desweiteren trägt auch die Passivierung des Kupfers zu den Verlusten bei. Für geringste Verluste wäre eine Leitung mit unbeschichtetem Kupfer ideal. Allerdings oxidiert Kupfer im Kontakt mit der Umgebungsluft, was zu Materialverlust und veränderten elektrischen Eigenschaften führen kann. Um die Oxidation zu verhindern, kann die Leiterplatte mit verschiedenen (Edel-)Metallen oder Lacken beschichtet und passiviert werden. Auch hierbei hat die Auswahl der Passivierung erheblichen Einfluss auf den Anstieg der Verluste mit steigender Betriebsfrequenz. Besonders herkömmlicher Lötstopplack und *Electroless Nickel Immersion Gold (ENIG)*, beides häufig verwendete Standardpassivierungen, weisen erhöhte Verluste auf, während *Immersion Silver Immersion Gold (ISIG)* sich kaum einen Unterschied im Vergleich zu blankem Kupfer macht [52].

Für möglichst niedrige Verluste auf der Leiterplatte ergeben sich somit folgende Schlussfolgerungen:

1. Die Frequenz der geführten Signale sollte möglichst gering sein.
2. Die Permittivität des Substrats sollte möglichst gering sein, um ein geringes l/λ_L zu erreichen.
3. FR-4 sollte durch ein verlustärmeres und besser spezifiziertes HF-Substrat ersetzt werden.
4. Die glatte Seite der Kupferfolie sollte mit dem Substrat verklebt sein (*reverse treated copper foil*).
5. Für die Passivierung des Kupfers sollte eine Nickel-freie Beschichtung verwendet werden; am besten *ISIG*.

Verbindungstechnologien

Neben der Auswahl einer geeigneten Halbleiter- und Leiterplattentechnologien ist auch die Verbindung der Chips mit der Leiterplatte für die Hochfrequenzeigenschaften des Gesamtsystem von Bedeutung. Zwei Verfahren sind hierzu üblich: *Flip-Chip* und Drahtbonden. Beim *Flip-Chip* wird der Chip mit der Metallisierung nach unten (geflippt) auf die Metallisierung der Leiterplatte gelegt. Für eine zuverlässige elektrische und mechanische Verbindung werden zwischen Chip und Leiterplatte eine oder mehrere Lotperlen pro Kontakt auf die Leiterplatte aufgetragen bevor der Chip aufgelegt wird. Nach dem Aufschmelzen der Lotperlen sind die Kontakte zwischen Chip und Leiterplatte verbunden. Abhängig von der Präzision des verfügbaren Prozesses für das Auftragen der Lotperlen und das Positionieren des Chip gibt es einen minimalen Durchmesser der Lotperlen und eine entsprechende Mindestgröße der Kontaktflächen auf dem Chip und auf der Leiterplatte. Aus diesen relativ großen Kontaktflächen resultieren erhöhte Kapazitäten zwischen benachbarten Kontakten, oftmals auch gegen Masse.

Beim Drahtbonden wird der Chip mit dem Substrat nach unten auf die Leiterplatte geklebt, sodass die Metallisierungen der Leiterplatte und des Chips beide auf der Oberseite sind. Zur Verbindung wird ein dünner Draht, z.B. aus Gold, an einem Ende mit

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

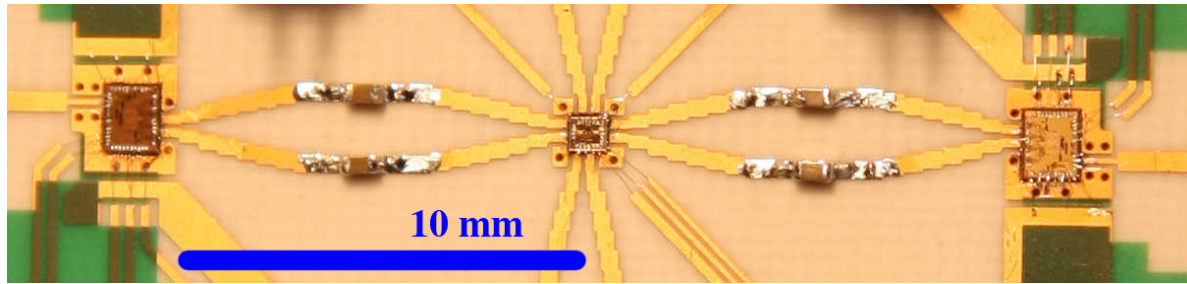


Abbildung 2.3.: Integrierte Schaltungen auf einer HF-Leiterplatte, verbunden mit Bonddrähten für die HF-Signale und Versorgungsspannungen.

der Kontaktfläche auf dem Chip und am anderen Ende mit der Kontaktfläche auf der Leiterplatte verschmolzen. Dazu wird der Draht mit einem Präzisionsmanipulator auf die jeweilige Fläche gepresst, mit Ultraschall aufgerieben, dadurch angeschmolzen und mit der Kontaktfläche verbunden. In der Art und dem Winkel des Aufpressens unterscheiden sich die verfügbaren Bondtechniken, z.B. *Wedge-Wedge Bonding*, *Ball-Wedge Bonding* oder *Ball-Ball Bonding*, und die resultierenden Formen der Drahtschleife sind sowohl von der Bondtechnik als auch von den gewählten Bondparametern abhängig. Diese Verbindungstechnik mit langen, dünnen Drähten verursacht üblicherweise induktive Parasitäten.

Beide Verbindungstechniken können auch bei Frequenzen im Millimeterwellenbereich eingesetzt werden, jedoch ist eine exakte Charakterisierung der Parasitäten mittels EM-Simulationen schon vor oder während des Schaltungsentwurfs sinnvoll. Damit ist es möglich, die Verbindungsverluste teilweise zu kompensieren oder sie durch eine optimierte Anordnung der Kontakte zu reduzieren. Im Fall von *Flip-Chip*-Verbindungen kann ein präziserer Prozess mit möglichst kleinen Lotperlen und möglichst kleinen Kontaktflächen die Parasitäten verringern. Ebenso lässt sich beim Drahtbonden die Länge des Drahts und damit seine Induktivität verringern, wenn der Chip statt auf die Oberfläche in eine ausgefräste Vertiefung in der Leiterplatte geklebt wird, sodass ein möglichst geringer Höhenunterschied überbrückt werden muss. In Abbildung 2.3 ist ein Ausschnitt einer HF-Leiterplatte mit Rogers 4003C[®] Substrat dargestellt, auf der drei Chips in eine Vertiefung geklebt und mit Bonddrähten angeschlossen sind. Für die HF-Verbindungen wurden die parasitären Induktivitäten der Bonddrähte in Serie mit kapazitiven Leitungssegmenten auf der Leiterplatte zu einer synthetischen Leitung mit verteilten Elementen (*lumped transmission line*) kombiniert und dadurch breitbandig bis zur Bragg-Frequenz kompensiert [27]. Diese Art der Kompensation kann die Verluste der Verbindung durch unerwünschte Impedanztransformation und Fehlanpassung reduzieren, erfordert jedoch umfangreiche EM-Simulationen und einen mitunter zeitaufwändigen iterativen Optimierungsprozess. Die Bragg-Frequenz kann als -3 dB-Grenzfrequenz des *LC*-Tiefpasses interpretiert werden, der durch die Serieninduktivität des Bonddrahts und die parallele Kompensationskapazität gegen Masse gebildet wird. Idealerweise gilt für den Betrieb solcher synthetischen Leitungen, dass die Wellenlänge des Signals viel kleiner als die Leitungslänge ist [27].

Als weitere Möglichkeit anstelle von Kabeln und Steifenleitungen auf Leiterplatten bieten sich Hohlleiter für die Übertragung von hochfrequenten Bandpasssignalen an.

Obwohl die nutzbare Bandbreite von Hohlleitern im Monomodebetrieb weit weniger als eine Dekade beträgt und damit im Vergleich zu anderen Leitungsarten sehr schmalbandig ist, eignen sie sich besonders für eine verlustarme Übertragung im Millimeterwellen- und Submillimeterwellenbereich. Trotz der hohen Anforderungen an die Fertigungstoleranzen bei gleichzeitig sehr geringen Abmessungen des Hohlleiterkanals ist diese Übertragungsart in der Regel am praktikabelsten umzusetzen. Der Übergang vom Chip zum Hohlleiter kann in ähnlicher Weise wie der Übergang zwischen Chip und Leiterplatte mittels Bonddrähten erfolgen. Dabei wurden sowohl direkte Übergänge mit einem in den Hohlleiterkanal ragenden, als Anregungspunkt dienenden Bonddraht erfolgreich demonstriert [53], als auch indirekte Übergänge mit einer den Hohlleiter anregenden Struktur auf einer HF-Leiterplatte, die ihrerseits vom Chip mit einer Bonddrahtverbindung gespeist wird [28]. In beiden Fällen ist es sinnvoll und meistens sogar erforderlich, dass die Verbindungsparasitäten so gering wie möglich gehalten werden. Dazu können die Chips, wie im Fall der Leiterplatten, in eine gefräste Vertiefung geklebt werden, um die erforderliche Länge der Bonddrähte zu reduzieren. Mit diesem Verfahren wurde ein Hohlleitermodul für einen Frequenzvervierfacher mit einer Ausgangsfrequenz zwischen 140 GHz und 220 GHz demonstriert, was der Monomode-Bandbreite eines WR-5-Hohlleiters entspricht [19]. Alternativ kann das Substrat des Chips abgedünnt werden, was insbesondere bei III-V-Substraten mit ihrer hohen Permittivität die Ausbreitung von unerwünschten Substratmoden verhindert. Auf diese Weise wurde am Fraunhofer-IAF ein Hohlleitermodul mit einem rauscharmen Verstärker bei 600 GHz aufgebaut und demonstriert [54].

2.3. Reduktion von Verlusten mittels Frequenzumsetzung

In [55] wurden die Teilschaltungen eines 300 GHz-Senders (Mischer und Leistungsverstärker) jeweils als Hohlleitermodul aufgebaut, miteinander verbunden und an eine Hohlleiter-Hornantenne angeschlossen. Auf die gleiche Weise wurde auch der zugehörige Empfänger als Zusammenschaltung von Hohlleitermodulen aufgebaut. Die erzielten Ergebnisse stellten zur Zeit ihrer Veröffentlichung den Weltrekord hinsichtlich der Übertragungsdistanz von 9,8 m mit einer Datenrate von 120 Gbit/s dar. Gleichzeitig wurden aufwendige und teure Halbleiter- und Verbindungstechnologien für den Systemaufbau verwendet und eine externe Signalquelle für das 300 GHz-LO-Signal eingesetzt. Dieser aufwendige Aufbau lässt sich als Machbarkeitsstudie und zur Erzielung von Weltrekorden rechtfertigen, ist jedoch als Produkt für die Fertigung in höherer Stückzahl wenig praktikabel.

Alle zuvor beschriebenen Halbleiter-, Leiterplatten- und Verbindungstechnologien haben gemeinsam, dass die Verluste mit der Signalfrequenz ansteigen. Zwar können die jeweiligen Verluste durch technologische Verbesserungen mitunter bis zur Vernachlässigbarkeit reduziert werden, doch lässt sich dies auch über eine Verringerung der Signalfrequenz erreichen. Natürlich ist es für eine drahtlose Signalübertragung im Millimeterwellenbereich unausweichlich, ein entsprechend hochfrequentes Trägersignal zu verwenden. Jedoch muss dieses hochfrequente Signal nicht unbedingt außerhalb des Sendechips ge-

2. Fertigungsprozesse für Schaltungen im Millimeterwellenbereich

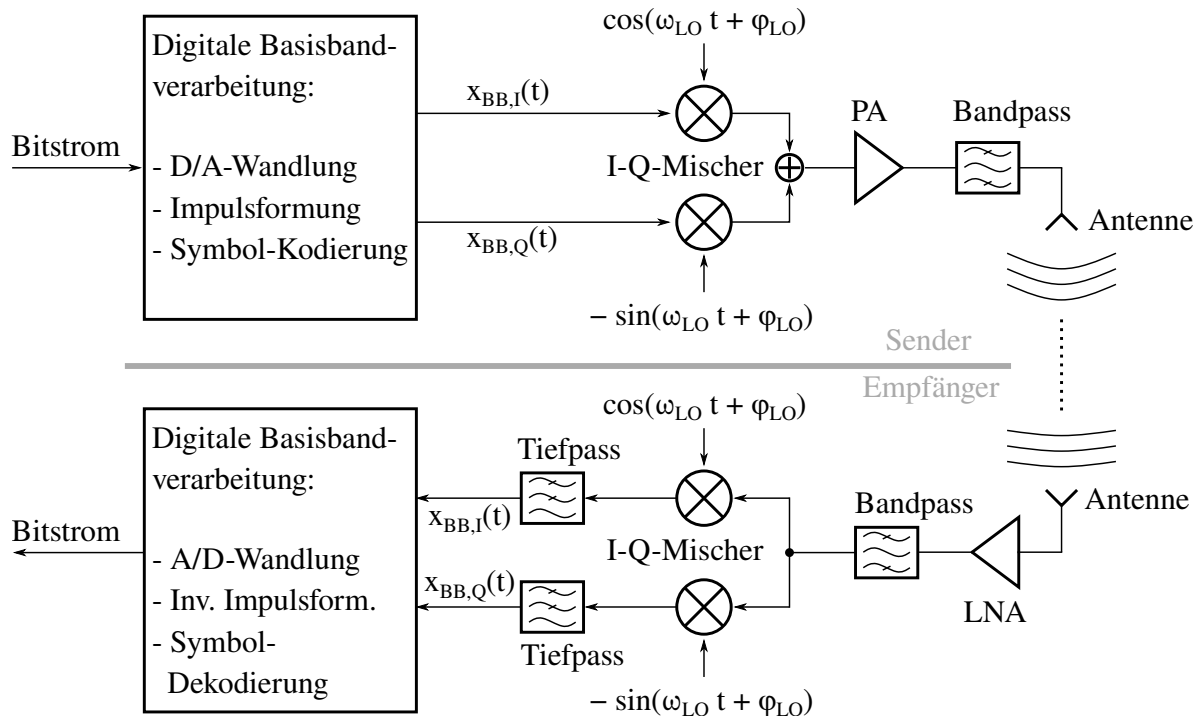


Abbildung 2.4.: Blockdiagramm eines typischen drahtlosen Übertragungssystems bestehend aus einem Sender und einem Empfänger mit jeweils digitaler Basisbandverarbeitung und direkter Modulation.

führt werden. Stattdessen kann sowohl die Erzeugung des Träger- oder Referenzsignals, seine Modulation oder Demodulation und die Abstrahlung oder der Empfang des modulierten HF-Signals auf einem einzigen Chip erfolgen, wo die erforderlichen Signalleitungen besonders kurz realisiert werden können. Dafür sind verschiedene Schaltungen zur Frequenzumsetzung auf dem HF-Chip erforderlich, durch welche sämtliche benötigten HF-Signale aus externen niederfrequenten Signalen erzeugt werden können [Rie4].

In Abbildung 2.4 ist das Blockdiagramm eines typischen drahtlosen Übertragungssystems mit digitaler Basisbandverarbeitung skizziert. Neben verschiedenen HF-Filtern und -verstärkern werden darin I-Q-Mischer für die Modulation oder Demodulation verwendet. Da die zu übertragenden Basisbandsignale $x_{BB,I}(t)$ und $x_{BB,Q}(t)$ Tiefpasssignale sind und damit eine begrenzte Bandbreite aufweisen, lassen sich übliche Übertragungsverfahren leicht mit den zuvor beschriebenen Bemühungen in Einklang bringen, die Verluste in ihren Verbindungen durch eine Reduktion der Signalfrequenz zu verringern. So sind die zu übertragenden digitalen Bitströme im Vergleich zum Trägersignal niederfrequent und können durch die Verwendung von parallelen Datenbussen, bei denen die Taktfrequenz kleiner als die Bitrate ist, zusätzlich in ihrer Bandbreite reduziert werden. Auch die digitale Basisbandverarbeitung kann dank der relativ niedrigen Signalfrequenz auf verschiedenen Chips oder auf verschiedenen Leiterplatten realisiert und verlustarm an das HF-Frontend angeschlossen werden. Die Bandbreite der erzeugten Basisbandsignale hängt damit wesentlich vom verwendeten Modulationsverfahren ab und kann durch die Steigerung der spektralen Effizienz der Modulation für eine gegebene Datenrate reduziert werden. Hingegen läuft das modulierte Signal entlang des gesamten

HF-Pfads zwischen der Aufwärtswandlung mit dem Mischer auf der Sendeseite und der Abwärtswandlung mit dem Mischer auf der Empfangsseite Gefahr, durch Verbindungsverluste zu stark gedämpft und damit unbrauchbar zu werden. Als verlustärmste Lösung können sämtliche HF-Schaltungen bis zu den Antennen auf dem selben Chip als HF-Frontend integriert und mit möglichst kurzen internen Leitungen verbunden werden, sodass nur die LO-Signale und die niederfrequenten Basisbandsignale extern angeschlossen werden müssen. Zur weiteren Verringerung der Anzahl externer HF-Verbindungen kann auch die Antenne integriert werden. Da integrierte Antennen ihrerseits oftmals hohe (Substrat-)Verluste aufweisen, können mit externen Antennen unter Umständen trotz der Verbindungsverluste geringere Gesamtverluste erzielt werden [17].

Das LO-Signal des Mixers als Trägersignal für die Modulation oder als Referenzsignal für die Demodulation kann allgemein auf verschiedene Weise aus einem niederfrequenten externen Signal gewonnen werden. Eine Möglichkeit ist der Einsatz eines Oszillators, der bei der gewünschten LO-Frequenz schwingen kann und dessen exakte Frequenz mit einem niederfrequenten Steuersignal eingestellt und stabilisiert wird. Der Oszillator kann sinnvollerweise zusammen mit dem Mischer auf einem gemeinsamen Chip hergestellt werden, sodass die Verbindungsleitungen sehr kurz sind und kein hochfrequentes LO-Signal außerhalb des Chips geführt und angeschlossen werden muss. Ein Nachteil dieser Möglichkeit ist jedoch die aufwendige Stabilisierung des Oszillators. Beim Einsatz einer phasenstarrten Regelschleife (*phase locked loop*) zur Frequenzstabilisierung sind Frequenzteiler erforderlich, die bei der LO-Frequenz arbeiten müssen, was bei Frequenzen im Millimeterwellenbereich nur schwer zu realisieren ist. Eine weitere Möglichkeit ist die Verwendung eines externen niederfrequenten Oszillatorsignals, dessen Frequenz erst auf dem Mischer-Chip mittels eines Frequenzmultiplizierers zur gewünschten LO-Frequenz erhöht wird. Die Verluste der externen Leitungen, z.B. auf einer Leiterplatte, und der Verbindungen zum Chip sind somit aufgrund der niedrigeren Frequenz geringer, während der Mischer weiterhin mit der gewünschten hochfrequenten LO-Frequenz betrieben werden kann.

Dieser Ansatz mittels Frequenzmultiplizierern wurde in [56] angewendet, um das 230 GHz-LO-Signal eines drahtlosen Übertragungssystems aus einem externen Referenzsignal zu erzeugen, dessen Frequenz um den Faktor 16 geringer ist als die LO-Frequenz. Während das Gesamtsystem mit einer Datenrate von bis zu 100 Gbit/s über eine Distanz von 1 m eine hohe Leistungsfähigkeit aufweist, ist die erzielte Effizienz bezüglich der DC-Leistungsaufnahme sehr gering. Von der gesamten Leistungsaufnahme des Senders und Empfängers von 1,41 W fallen 860 mW (61 %) auf die beiden verwendeten Multipliziererketten aus jeweils vier Frequenzverdopplern und einem dreistufigen Ausgangsverstärker. Obwohl die Frequenz der externen Signale des Sende- und Empfangschips mit diesem Ansatz bereits stark verringert wurde, zeigen sich in dieser Realisierung noch erhebliche Potentiale zu Steigerung der Effizienz. Unter diesem Gesichtspunkt werden in Kapitel 3 verbesserte Schaltungsansätze für die Frequenzmultiplikation vorgestellt.

3. Frequenzmultiplizierer

Neben der drahtlosen Datenübertragung können Millimeterwellensignale auch für die Bildgebung, für Radar und zur Spektrumanalyse eingesetzt werden [57]–[60]. Während die Freiraumdämpfung für eine gegebene Ausbreitungsdistanz der EM-Welle mit der Frequenz ansteigt und die Leistungsfähigkeit eines drahtlosen Systems verringert, können verschiedene andere Systemparameter durch eine Erhöhung der Signalfrequenz verbessert werden. Bei vielen passiven HF-Elementen, z.B. Antennen, ist die relative Bandbreite durch die geometrischen Abmessungen vorgegeben und bleibt im Verhältnis zur Wellenlänge konstant, während die absolute Bandbreite mit der Frequenz ansteigt. In Kommunikationssystemen ermöglicht eine große absolute Bandbreite die Übertragung mit einer hohen Symbolrate, wodurch selbst mit einfachen Modulationsverfahren und einer geringen spektralen Effizienz eine hohe Datenrate übertragen werden kann [61]. Auch in Radar- und bildgebenden Systemen können einige Systemparameter durch eine Erhöhung der Signalfrequenz verbessert werden. Beispielsweise steigt die laterale Auflösung der Bildgebung mit der Signalfrequenz [57].

Die Erzeugung der erforderlichen hochfrequenten Trägersignale ist eine wesentliche Herausforderung beim Entwurf von Millimeterwellensystemen und erfordert die Abwägung zwischen widersprüchlichen Anforderungen. Einerseits erfordern viele Systeme phasenstarre Trägersignale mit einem großen Einstellbereich der Frequenz und einer hohen Signalleistung [41]. Andererseits soll das Signal ein möglichst geringes Phasenrauschen aufweisen, möglichst effizient und mit geringem Schaltungsaufwand erzeugt werden, d.h. wenig Leistung aufnehmen und wenige Bauelemente und Chipfläche erfordern [62]. Wie in Kapitel 2.3 dargestellt ist, sollte die Erzeugerschaltung des hochfrequenten Trägersignals auf dem gleichen Chip wie der Mischer integriert sein, um die Verluste der externen Verbindungen zu vermeiden. Dazu kann ein Oszillator integriert werden, der direkt bei der gewünschten Grundwelle schwingt. Diese Möglichkeit kann am effizientesten sein, erfordert allerdings auch Transistoren mit einem ausreichend hohen f_{\max} um eine Oszillation zu ermöglichen. Desweiteren ist auch das Phasenrauschen und der Einstellbereich der Frequenz von den verfügbaren Bauelementen der verwendeten Halbleitertechnologie abhängig, beispielsweise vom Einstellbereich der Kapazität von Varaktoren und der Güte des gesamten Resonators. Dennoch wurde dieser Ansatz dank der hohen Leistungsfähigkeit modernen Halbleitertechnologien auch bei Frequenzen nahe der maximalen f_{\max} der Transistoren demonstriert, teilweise in Kombination mit Frequenzmultiplizierern [41], [63], [64]. Da die Phasen- bzw. Frequenzstabilität freilaufender Millimeterwellenoszillatoren für viele Anwendung nicht ausreicht, ist eine Stabilisierung mit einer Phasenregelschleife (*phase-locked loop*, *PLL*) oftmals notwendig. Die dafür erforderlichen Frequenzteiler für den Phasenvergleich des Oszillatorsignals mit einem niederfrequenten Referenzsignal sind jedoch mit steigender Betriebsfrequenz zunehmend aufwendiger zu realisieren und können die Vorteile des eingesetzten Oszillators hinsichtlich seiner einfachen und effizienten Schaltung zunichte machen.

Eine verbreitete Alternative ist daher die Verwendung eines PLL-stabilisierten niederfrequenten Oszillators, dessen Frequenz mit einem Frequenzmultiplizierer auf die erforderliche Trägerfrequenz erhöht wird [56], [65]–[67]. Die Multiplikation der Signal-

3. Frequenzmultiplizierer

frequenz mit einem ganzzahligen Faktor N erhöht sowohl dessen Einstellbereich der Frequenz als auch das Phasenrauschen um $20 \log_{10} N$ dB. Je nach den Eigenschaften des niederfrequenten Oszillators und der PLL sind die Eigenschaften des resultierenden HF-Signals nach der Multiplikation unter Umständen besser als unter Verwendung eines HF-Oszillators. Zudem lassen sich mit Frequenzmultiplizierern Signalfrequenzen höher als f_{\max} der Transistoren erzeugen [67]. Zusammen mit den in Kapitel 2.3 beschriebenen Vorteilen der Reduzierung der Signalfrequenz außerhalb des Chips kann die Verwendung von Frequenzmultiplizierern, die zusammen mit dem Mischer und dem restlichen HF-Frontend integriert werden, für viele Millimeterwellensysteme den attraktivsten Kompromiss zwischen den gegensätzlichen Anforderungen an die Erzeugung des HF-Trägersignals darstellen.

Für die schaltungstechnische Realisierung von analogen HF-Frequenzmultiplizierern sind zwei unterschiedliche Ansätze verbreitet. Erstens können Aufwärtsmischer verwendet werden, die am IF- and am LO-Eingang mit zwei Sinussignalen mit den Frequenzen f_1 und $f_2 = Mf_1$ betrieben werden. Das obere Seitenband des hochgemischten Ausgangssignals mit der Frequenz $f_a = (M + 1)f_1$ ist nach einer Bandpassfilterung wieder ein Sinussignal, dessen Frequenz um den Faktor $M + 1$ erhöht wurde. Als Vereinfachung wird dieser Ansatz meistens mit einem einzigen Eingangssignal angewendet, das sowohl den IF- als auch den LO-Eingang speist ($M = 1$), was eine Frequenzverdopplung bewirkt. Da passive Mischer, z.B. Dioden-Ringmischer, mit einem Mischgewinn kleiner als Eins eine sehr hohe Eingangsleistung erfordern, werden bevorzugt aktive Mischer eingesetzt. Der sehr beliebte Gilbert-Mischer kann auch als geschalteter Frequenzmultiplizierer mit ausreichender Eingangsleistung einen hohen Mischgewinn erzielen, ist jedoch wegen der gleichzeitig hohen DC-Leistungsaufnahme vergleichsweise ineffizient [68], [69].

Als zweiten Ansatz können Verstärkerstufen als Frequenzmultiplizierer verwendet werden, wenn sie mit einem niedrigen Arbeitspunkt und einer hohen Eingangsleistung absichtlich in Kompression betrieben werden und die gewünschte Harmonische aus dem Ausgangssignal mittels eines Bandpassfilters extrahiert wird. Durch den niedrigen Arbeitspunkt ist die DC-Leistungsaufnahme selbst mit der Arbeitspunktexpansion durch die hohe Aussteuerung moderat und dieser Ansatz im Vergleich zum Gilbert-Frequenzmultiplizierer effizienter. Gleichzeitig können ähnlich hohe Ausgangsleistungen und Mischgewinne erzielt werden [70], [71].

In den folgenden Abschnitten werden zwei Frequenzverdoppler und ein Frequenzversechsfacher unter Verwendung des zweiten Ansatzes vorgestellt. Anschließend wird in Abschnitt 3.4 die Anwendung des Frequenzversechsfachers in einem Millimeterwellenfrontend bei 185 GHz demonstriert.

3.1. Frequenzverdoppler mit Polyphasenfilter

Der in diesem Abschnitt 3.1 beschriebene Frequenzverdoppler wurde zuvor in [Rie2] veröffentlicht.

Für den Betrieb des im Abschnitt 3.4 präsentierten Millimeterwellenfrontends soll das erforderliche 185 GHz-LO-Signal von einem externen Referenzsignal mit einstellbarer Frequenz bei rund 31 GHz abgeleitet werden. Dafür ist eine Frequenzmultiplikation

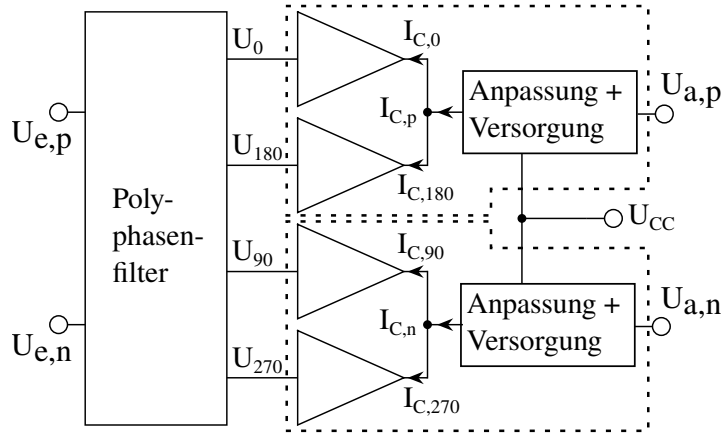


Abbildung 3.1.: Blockdiagramm des Frequenzverdopplers [Rie2].

mit dem Faktor Sechs erforderlich. Zunächst wurde der Ansatz verfolgt, die Frequenz mit einem Frequenzverdoppler von 31 GHz auf 62 GHz zu erhöhen und damit einen bestehenden Frequenzverdreifacher anzutreiben, der daraus das gewünschte 186 GHz-Signal erzeugt.

Für die Frequenzverdopplung haben sich drei verschiedene Schaltungsansätze etabliert: Gilbert-Zellen mit zusammenschalteten IF- und LO-Eingängen [72], [73], einzelne unsymmetrische Verstärker [74], sowie diverse *push-push*-Architekturen [75]–[78]. Besonders Gilbert-Zellen eignen sich für die direkte Erzeugung von symmetrischen Ausgangssignalen, wie sie oft für den Betrieb von Mischern benötigt werden. Gleichzeitig ermöglichen sie eine hohe Signalverstärkung, nehmen jedoch eine relativ hohe DC-Leistung auf. Hinsichtlich der DC-Leistungsaufnahme können Verstärker als Frequenzverdoppler mit einem niedrigeren Arbeitspunkt betrieben werden und somit sparsamer sein. In gleicher Weise sind auch *push-push*-Stufen als Paar zweier Klasse-AB-Verstärker sehr leistungseffizient. Im Gegensatz zur Gilbert-Zelle liefern sie jedoch nur ein unsymmetrisches Ausgangssignal. Auch seitens der Eingangskonfiguration unterscheiden sich die Ansätze, indem Gilbert-Zellen und *push-push*-Stufen ein symmetrisches Eingangssignal benötigen und einzelne Verstärker gänzlich unsymmetrisch sein können.

Erzeugung eines symmetrischen Ausgangssignals

Für die Erzeugung eines symmetrischen Ausgangssignals werden zwei *push-push*-Stufen verwendet und mit zueinander orthogonalen symmetrischen Eingangssignal $\underline{U}_0, \underline{U}_{180}$ und $\underline{U}_{90}, \underline{U}_{270}$ betrieben, wie in Abbildung 3.1 dargestellt ist. Diese Signalkaare werden mit einem Polyphasenfilter aus einem symmetrischen Eingangssignal \underline{U}_e erzeugt. Das Polyphasenfilter wird im nächsten Abschnitt beschrieben. In Abbildung 3.2 ist die Schaltung der *push-push*-Kaskodenstufe dargestellt, die zweifach eingesetzt wird und in Abbildung 3.1 gestrichelt umrandet ist.

Die einzelnen Kollektorströme $I_{C,\phi}(t)$ der vier Verstärker, wie sie in Abbildung 3.1 für $\phi = (0, 90, 180, 270)^\circ$ definiert sind, lassen sich in Abhängigkeit des Arbeitspunkt-kollektorstroms $I_{C,A}$ und der Temperaturspannung $U_T = k_B T / e$ berechnen. Dabei wird eine harmonische Aussteuerung der Basis-Emitter-Spannung $U_{BE}(t)$ mit der Amplitude

3. Frequenzmultiplizierer

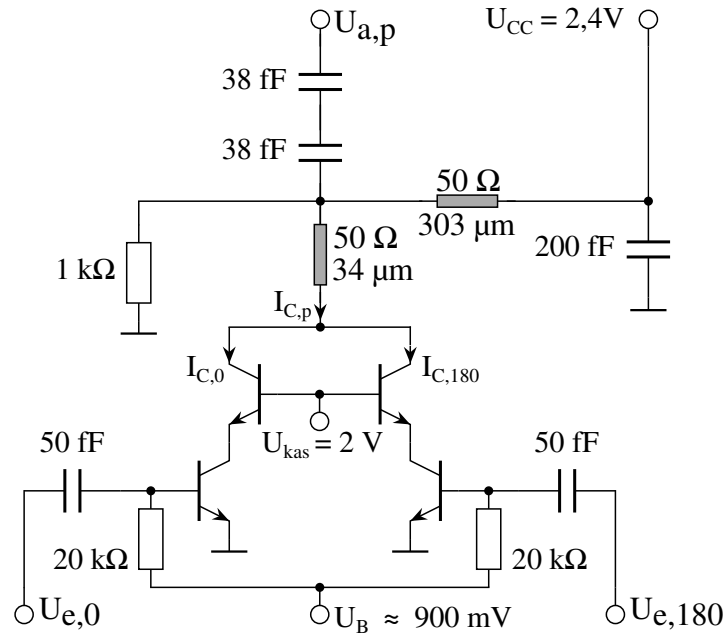


Abbildung 3.2.: Schaltung des *push-push*-Frequenzverdopplers mit Kaskoden [Rie2].

\hat{U}_ϕ , der Winkelfrequenz $\omega_1 = 2\pi f_1$ und dem Phasenwinkel ϕ angenommen:

$$I_{C,\phi}(t) = I_{C,A} \exp\left(\frac{\hat{U}_\phi \cos(\omega_1 t + \phi)}{U_T}\right). \quad (3.1)$$

Zur Berechnung des Ausgangsspektrums lassen sich die beiden Kollektorströme einer *push-push*-Stufen als Reihe entwickeln [Rie2]:

$$\begin{aligned} I_{C,p}(t) &= I_{C,0}(t) + I_{C,180}(t) \\ &= I_{C,A} \exp\left(\frac{\hat{U}_0 \cos \omega_1 t}{U_T}\right) + I_{C,A} \exp\left(\frac{-\hat{U}_0 \cos \omega_1 t}{U_T}\right) \\ &= I_{C,A} \left[2 + \left(\frac{\hat{U}_0 \cos \omega_1 t}{U_T}\right)^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{U}_0 \cos \omega_1 t}{U_T}\right)^4 + \dots \right]. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Im Falle einer idealen symmetrischen Aussteuerung der beiden Schaltungshälften einer *push-push*-Stufe mit $|\underline{U}_0| = |\underline{U}_{180}|$ und $\arg(\underline{U}_0/\underline{U}_{180}) = 180^\circ$ enthält die Summe $I_{C,p}(t)$ der beiden Kollektorströme nur gerade Harmonische und einen Gleichanteil. Darin besteht der primäre Vorteil der *push-push*-Architektur gegenüber einzelnen unsymmetrischen Verstärkern. Dies wird deutlich, wenn die Potenzen der Kosinusfunktionen

als Summe dargestellt werden [Rie2]:

$$\begin{aligned}
 I_{C,p}(t) = I_{C,A} & \left[2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{32} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \right. \\
 & + \left(\frac{1}{2} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{24} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \right) \cos 2\omega_1 t \\
 & \left. + \frac{1}{96} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \cos 4\omega_1 t \pm \dots \right]. \tag{3.3}
 \end{aligned}$$

In gleicher Weise kann auch der Summenkollektorstrom $I_{C,n}(t)$ der zweiten *push-push*-Stufe aus Abbildung 3.1 berechnet werden, wobei wieder ein ideales symmetrisches Eingangssignal mit $|\underline{U}_{90}| = |\underline{U}_{270}|$ und $\arg(\underline{U}_{90}/\underline{U}_{270}) = 180^\circ$ angenommen wird. Außerdem seien beide Eingangssignale der *push-push*-Stufen zueinander orthogonal, d.h. $|\underline{U}_0| = |\underline{U}_{90}|$ und $\arg(\underline{U}_0/\underline{U}_{90}) = 90^\circ$.

$$\begin{aligned}
 I_{C,n}(t) & = I_{C,90}(t) + I_{C,270}(t) \\
 & = I_{C,A} \exp\left(\frac{\hat{U}_{90} \sin \omega_1 t}{U_T}\right) + I_{C,A} \exp\left(\frac{-\hat{U}_{90} \sin \omega_1 t}{U_T}\right) \\
 & = I_{C,A} \left[2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{32} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \right. \\
 & - \left(\frac{1}{2} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{24} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \right) \cos 2\omega_1 t \\
 & \left. + \frac{1}{96} \left(\frac{\hat{U}_0}{U_T} \right)^4 \cos 4\omega_1 t \mp \dots \right] \tag{3.4}
 \end{aligned}$$

Unter diesen Annahmen können die Harmonischen von $I_{C,p}(t)$ aus Gleichung 3.3 und von $I_{C,n}(t)$ aus Gleichung 3.4 verglichen werden. Es fällt auf, dass sämtliche Amplituden identisch sind und sich beide Gleichungen lediglich in den Phasenlagen der Harmonischen zueinander unterscheiden. In Einklang mit dem Ziel, die herkömmliche *push-push*-Architektur mit ihrem unsymmetrischen Ausgang um einen symmetrischen Ausgang zu erweitern, sind die zweiten Harmonischen von $I_{C,p}(t)$ und $I_{C,n}(t)$ gegenphasig. Die vierten Harmonischen sind hingegen inphasig, was ihre Filterung durch die Verarbeitung beider Ausgangssignale als Differenzsignal ermöglicht, z.B. mit einem Gilbert-Mischer. Zusätzliche Filter zur Unterdrückung der unerwünschten vierten Harmonischen sind somit nicht erforderlich, was ein weiterer Vorteil dieser Erweiterung der *push-push*-Architektur ist.

Diese Eigenschaft unterscheidet den vorgestellten *push-push*-Frequenzverdoppler mit symmetrischem Ausgangssignal von den eingangs erwähnten Frequenzverdopplern auf Basis einer Gilbert-Zelle. Zwar erzeugen beide Architekturen die gewünschte zweite Harmonische im Gegentakt, doch ist beim Gilbert-Frequenzverdoppler auch die vierte Harmonische im Gegentakt. Ihre Unterdrückung erfordert somit zusätzliche Filter.

3. Frequenzmultiplizierer

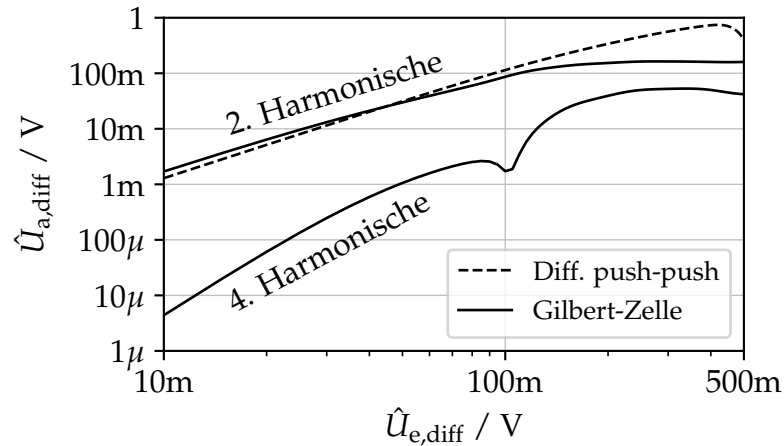


Abbildung 3.3.: Vergleich der simulierten Ausgangsspannungen $U_{a,diff} = U_{a,p} - U_{a,n}$ eines Gilbert-Frequenzverdopplers und des symmetrischen *push-push*-Verdopplers [Rie2]. Die vierte Harmonische ist für letzteren vollständig unterdrückt.

Dies ist in Abbildung 3.3 in einem Vergleich beider Architekturen gegenübergestellt. Beide Schaltungen wurden so dimensioniert, dass sie für die gleiche symmetrische Eingangsaussteuerung mit der Amplitude $\hat{U}_{e,diff}$ eine nahezu identische Spannungsamplitude $\hat{U}_{a,diff}$ der zweiten Harmonischen erzeugen. Durch die Differenzbildung des betrachteten Ausgangssignals wird die vierte Harmonische im Falle der *push-push*-Stufe vollständig ausgelöscht, während am Ausgang der Gilbert-Zelle eine starke vierte Harmonische auftritt. Dies könnte auch einen Einfluss auf das Kompressionsverhalten der zweiten Harmonischen haben, dessen Verläufe über $\hat{U}_{e,diff}$ für beide Schaltungen sehr unterschiedlich ist.

Polyphasenfilter

Zur Erzeugung des für den Betrieb der beiden *push-push*-Stufen erforderlichen orthogonalen Paares symmetrischer Signale gibt es diverse Schaltungsarchitekturen. Beispielsweise lassen sich Leitungsnetzwerke als 1:4-Leistungsteiler mit anschließenden Verzögerungsleitungen zur Phasenverschiebung um $n \cdot 90^\circ$ einsetzen. Die erforderlichen Leitungslängen nehmen bei 30 GHz jedoch eine unpraktikable Chipfläche ein, sodass dieser Ansatz besser für höhere Frequenzen geeignet ist. Bei der moderaten Frequenz von 30 GHz erscheint der Einsatz eines Polyphasenfilters erfolgversprechend, da dieser nur Widerstände und Kapazitäten benötigt und somit platzsparend integriert werden kann. Zudem werden Polyphasenfilter seit Jahrzehnten erfolgreich eingesetzt und es existieren diverse ausführliche Analysen des Funktionsprinzips [79].

In Abbildung 3.4 ist die Schaltung des verwendeten zweistufigen Polyphasenfilters dargestellt. Jede Filterstufe besteht aus vier Eingangs- und vier Ausgangsknoten, wobei in der ersten Stufe jeweils die oberen und die unteren beiden Eingänge für die Speisung mit dem symmetrischen Eingangssignal verbunden sind. Mit zwei Serieninduktivitäten

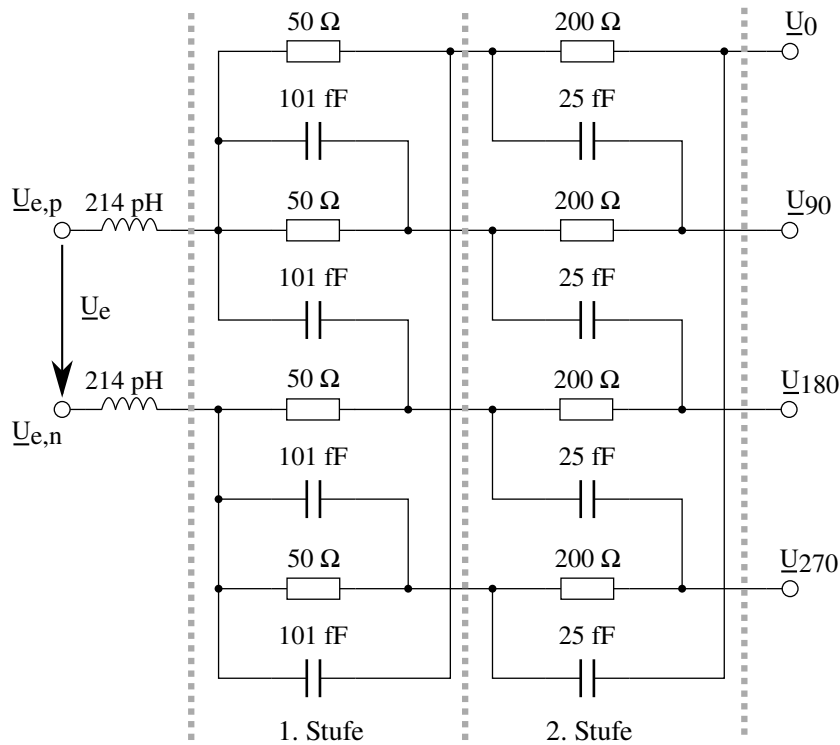


Abbildung 3.4.: Schaltung des zweistufigen Polyphasenfilters zur Erzeugung eines orthogonalen Paares symmetrischer Signale aus einem symmetrischen Eingangssignal [Rie2]. Die Serieninduktivitäten dienen der Kompensation der Eingangskapazität.

wird die Eingangskapazität bei der Betriebsfrequenz von rund 30 GHz kompensiert und die Eingangsanpassung an einen $50\ \Omega$ -Generator verbessert. Die RC -Paare können jeweils als Hochpass- und Tiefpassfilter interpretiert werden und sind so dimensioniert, dass ihre $-3\ \text{dB}$ -Grenzfrequenzen mit der gewünschten Mittenbetriebsfrequenz übereinstimmen (hier 31,5 GHz). Betrachtet man nur ein einzelnes RC -Glied, so beträgt die relative Phasendrehung bei dieser Frequenz -45° (Tiefpass) bzw. 45° (Hochpass). Durch die Verschaltung mehrerer RC -Glieder zu dem abgebildeten Polyphasenfilter werden unterschiedlich phasenverschobene Teile des Eingangssignals an den vier Ausgangsknoten summiert. In Abhängigkeit der ursprünglichen Phasenlage der Eingangssignale an den vier Eingangsknoten führt dies zur Addition oder Subtraktion der Signale an den Ausgangsknoten.

In [79] wird das Funktionsprinzip ausführlich anhand von links- und rechtsdrehenden Sequenzen erklärt. Demnach lassen sich vier beliebige Eingangssignale als Linearkombination von vier vektoriellen Basissequenzen darstellen: linksdrehende Quadratursignale im Gegentakt $(0, 90, 180, 270)^\circ$, rechtsdrehende Quadratursignale im Gegentakt $(0, 270, 180, 90)^\circ$, kollineare Gegentaktsignale $(0, 180, 0, 180)^\circ$ und kollineare Gleichtaktsignale $(0, 0, 0, 0)^\circ$. Die grundlegende Eigenschaft des Polyphasenfilters ist die Unterdrückung der rechtsdrehenden Basissequenz durch destruktive Interferenz und die Umwandlung der kollinearen Sequenzen in Gleichtaktsignale. Unterdrückt man anschließend den Gleichtakt der Ausgangssignale durch eine symmetrische Architektur

3. Frequenzmultiplizierer

der nachfolgenden Schaltung, können aus beliebigen Signalen vier Ausgangssignale als linksdrehende Sequenz von Quadratursignalen im Gegentakt erzeugt werden. Dies kann unter anderem zur Erzeugung des für den Frequenzverdoppler erforderlichen Satzes orthogonaler symmetrischer Signale $(0, 90, 180, 270)^\circ$ aus einem einzelnen symmetrischen Eingangssignal $(0, 180)^\circ$ ausgenutzt werden. Das wird deutlich, wenn man eine solche symmetrische Anregung (kollineares Gegentaktssignal) als gleichmäßig gewichtete Summe einer linksdrehenden und einer rechtsdrehenden Sequenz von Quadratursignalen im Gegentakt in der komplexen Ebene darstellt:

$$\begin{pmatrix} 0^\circ \\ 0^\circ \\ 180^\circ \\ 180^\circ \end{pmatrix} = \arg \underbrace{\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}}_{\text{kollinear}} = \arg \left[\underbrace{\begin{pmatrix} 1-j \\ 1+j \\ -1+j \\ -1-j \end{pmatrix}}_{\text{linksdrehend}} + \underbrace{\begin{pmatrix} 1+j \\ 1-j \\ -1-j \\ -1+j \end{pmatrix}}_{\text{rechtsdrehend}} \right]. \quad (3.5)$$

Das Polyphasenfilter unterdrückt nun die rechtsdrehende Sequenz, sodass die gewünschte linksdrehende Sequenz übrig bleibt. Wie schon erwähnt, ist eine Unterdrückung der kollinearen Sequenzen unabhängig von der Frequenz durch eine Gleichtaktunterdrückung in der Folgeschaltung möglich. Die Unterdrückung der rechtsdrehenden Sequenz durch das Polyphasenfilter ist jedoch von der Phasenverschiebung der RC -Glieder abhängig und damit nur bei der -3 dB-Grenzfrequenz $f_g = 1/(2\pi RC)$ vollständig gegeben. Bei höheren und niedrigeren Frequenzen lässt die Dämpfung der rechtsdrehenden Sequenz nach, wie in Abbildung 3.5 für die erste Filterstufe mit $f_g = 31,5$ GHz zu erkennen ist. Wegen des symmetrischen Eingangssignals sind die kollinearen Signalpaare (U_0, U_{180}) und (U_{90}, U_{270}) breitbandig im Gegentakt, doch die Orthogonalität nimmt um $f = f_g$ herum beidseitig ab.

Zur Verbesserung der Orthogonalität der erzeugten symmetrischen Signalpaare, beziehungsweise zur Erhöhung der Bandbreite, in der der Phasenfehler innerhalb einer gewissen Toleranz bleibt, können zwei oder mehrere Stufen des Polyphasenfilters kaskadiert werden. Da jede Filterstufe auch bei Frequenzen ober- und unterhalb von f_g der RC -Glieder noch eine (begrenzte) Unterdrückung der rechtsdrehenden Sequenz bewirkt, kann die Orthogonalität dadurch wesentlich verbessert werden. Dies ist bereits im Vergleich in Abbildung 3.5 zwischen nur einer Stufe und zwei kaskadierten Stufen erkennbar. Bei $f = f_g = 31,5$ GHz sind die vier Ausgangsphasen in beiden Fällen identisch, wie zu erwarten ist.

Wie ebenfalls in [79] diskutiert wird, können die Grenzfrequenzen der einzelnen Stufen eines kaskadierten Polyphasenfilters über das gewünschte Frequenzband verteilt werden. Dadurch wird zwar die Orthogonalität insgesamt verringert, doch kann ein tolerierbarer Phasenfehler über eine größere Bandbreite eingehalten werden. In diesem Anwendungsfall für den Frequenzverdoppler sind jedoch beide Grenzfrequenzen identisch gewählt worden, da keine allzu große Bandbreite erforderlich ist. Wie in Abbildung 3.4 eingezeichnet ist, wurden die Widerstandswerte der ersten Filterstufe passend zur 50Ω -Generatorimpedanz dimensioniert. Dadurch wird, zusammen mit den Serieninduktivitäten, eine gute Impedanzanpassung erreicht. Die Widerstandswerte der zweiten Stufe sind gegenüber der ersten Stufe vierfach erhöht, wodurch die Spannungsverluste reduziert werden [79].

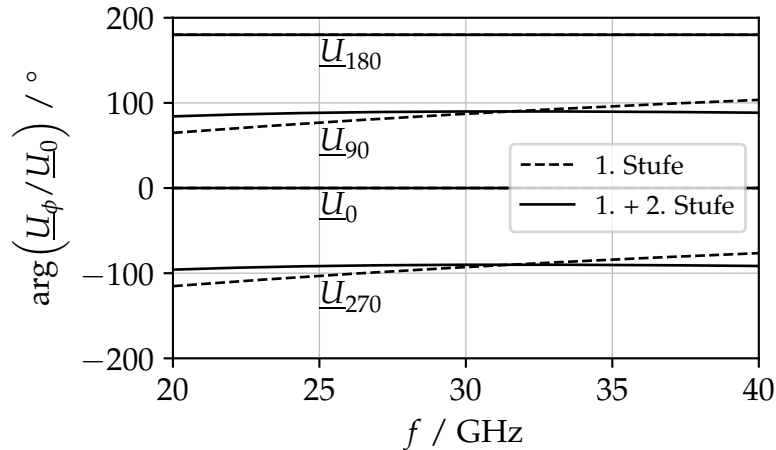


Abbildung 3.5.: AC-Simulation des Polyphasenfilters mit beiden Stufen und nur mit der ersten Stufe zum Vergleich der Frequenzabhängigkeit der erzeugten Ausgangsphasen. Die vier Ausgänge wurden für die Simulation mit jeweils 1 kΩ-Widerständen gegen Masse belastet.

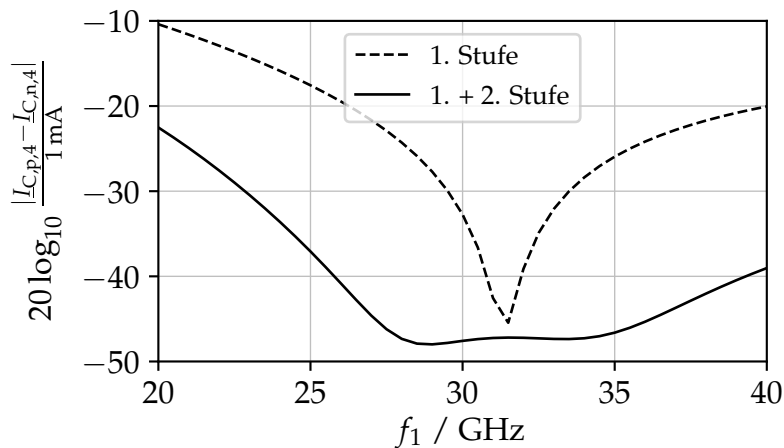


Abbildung 3.6.: HB-Simulation der Unterdrückung der vierten Harmonischen in der Differenz der Kollektorströme beider *push-push*-Paare bei Verwendung beider Stufen oder nur der ersten Stufe des Polyphasenfilters.

Der Einfluss der Orthogonalität der beiden Signalpaare am Eingang der beiden *push-push*-Stufen des Frequenzverdopplers auf die Unterdrückung der vierten Harmonischen ist in Abbildung 3.6 dargestellt. In der Differenz $I_{C,p} - I_{C,n}$ der Kollektorströme wird die vierte Harmonische bei der Verwendung eines einstufigen Polyphasenfilters lediglich im Bereich der *RC*-Grenzfrequenz $f_g = 31,5 \text{ GHz}$ stark unterdrückt und steigt ober- und unterhalb dieser Frequenz steil an. Bei Verwendung des zweistufigen Polyphasenfilters wird eine starke Unterdrückung über einen deutlich größeren Frequenzbereich erzielt.

3. Frequenzmultiplizierer

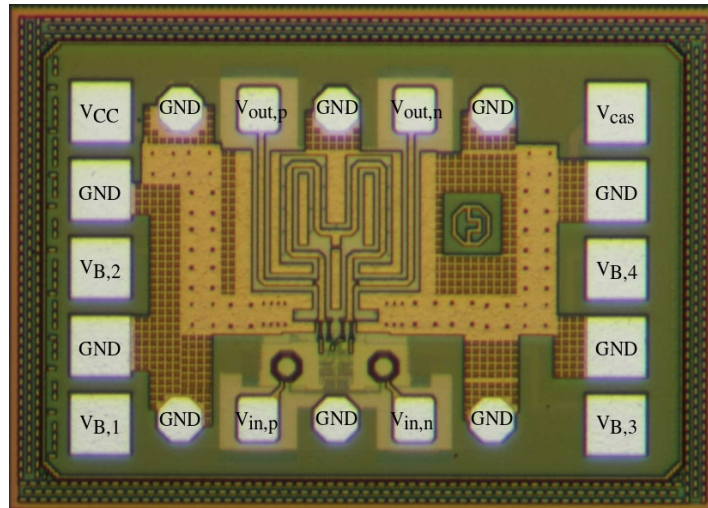


Abbildung 3.7.: Beschriftetes Foto des Prototypen-Chips (Abmessungen: $860\ \mu\text{m} \cdot 635\ \mu\text{m}$) [Rie2]. ©2018 IEEE.

Messergebnisse

Der Entwurf wurde mit Messungen an einem Prototypen verifiziert. Dazu wurde der in Abbildung 3.7 dargestellte Chip in der 130 nm-BiCMOS-Technologie *SG13G2* von IHP hergestellt, die bereits in Kapitel 2.1 beschrieben wurde. Aus organisatorischen Gründen des Projektablaufs wurde der Kern einer bestehenden 200 GHz-Schaltung für die *push-push*-Schaltung in diesem Entwurf des Frequenzverdopplers wiederverwendet. Leider sind die Größen der Transistoren aus Abbildung 3.2 und die 50 fF-Koppelkapazität an den Basen der Eingangstransistoren für diese Anwendung und für die niedrigere Eingangsfrequenz von 31,5 GHz nicht optimal dimensioniert. In den nachfolgend beschriebenen Messungen ist der Spannungstransfer vom Polyphasenfilter zu den *push-push*-Stufen deshalb mit unnötig hohen Verlusten behaftet und die erzielten Ergebnisse sind hinsichtlich der erforderlichen Eingangsleistung und des resultierenden Mischgewinns suboptimal.

Es wird an dieser Stelle deshalb auf eine Gegenüberstellung der Messungsergebnisse mit den Ergebnissen der Schaltungsanalyse aus den Gleichungen 3.3 und 3.4 verzichtet. Notwendigerweise enthält die durchgeführte Analyse der *push-push*-Stufe verschiedene Vereinfachungen und Idealisierungen, zum Beispiel die Vernachlässigung vieler Transistorparasitäten. Auch der Spannungstransfer des Polyphasenfilters lässt sich nur dann praktikabel analytisch berechnen, wenn die einzelnen Filterstufen als unbelastet angenommen werden. Für den entworfenen Frequenzverdoppler sind diese Annahmen nicht gültig, weshalb die analytischen Ergebnisse um mehr als 20 dB von den Messergebnissen abweichen.

Zunächst wurde die Anpassung der Eingangs- und Ausgangstore mit einem 67 GHz-Viertor-Netzwerkanalysator gemessen. Die gemessenen Reflexionsfaktoren am Eingang und am Ausgang stimmen gut mit den Simulationsergebnissen überein, wie in Abbildung 3.8 dargestellt ist. Im Frequenzbereich von 26 GHz bis 40 GHz beträgt der Eingangsreflexionsfaktor beider Eingänge weniger als $-20\ \text{dB}$. Da die Messergebnisse beider Tore eines Signalpaares ($\underline{S}_{11}, \underline{S}_{33}$) bzw. ($\underline{S}_{22}, \underline{S}_{44}$) nahezu identisch sind, wurde zur bes-

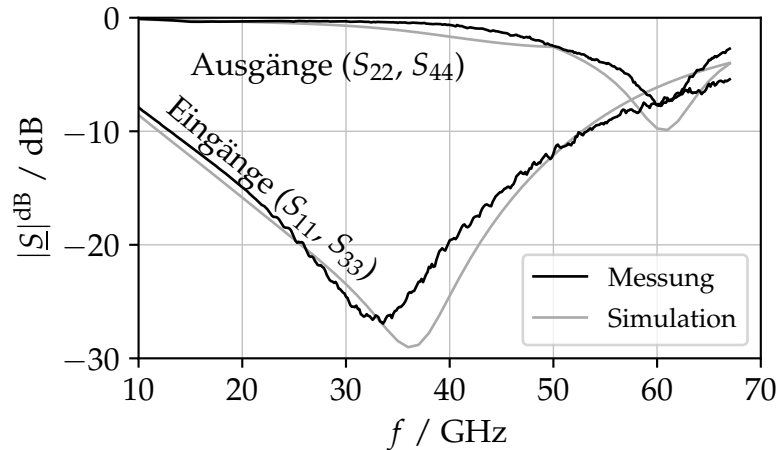


Abbildung 3.8.: Gemessene und simulierte Reflexionsfaktoren am Eingang und Ausgang des Chips ($Z_0 = 50 \Omega$) [Rie2].

seren Übersicht nur jeweils eine Kurve dargestellt. Die Ausgangsanpassung ist weniger stark ausgeprägt und wurde zudem für den nichtlinearen Betrieb als Frequenzverdoppler optimiert. Die durchgeführte Streuparametermessung bzw. -simulation als Kleinsignalanalyse ist dadurch keine ausreichende Verifikationsmethode, unter anderem weil darin die Expansion des Arbeitspunktes berücksichtigt wird. Die Messung der übertragenen Leistung an zwei 50Ω -Ausgangslasten oder einer 100Ω -Differenzlast ist besser geeignet und wird im weiteren Verlauf präsentiert.

Für die weiteren Messungen wurde das Eingangssignal von einem unsymmetrischen Signalgenerator erzeugt und mit einem passiven externen *Balun* in ein symmetrisches Signal umgewandelt. Mit einem baugleichen *Balun* wurde auch das symmetrische Ausgangssignal zurück in ein unsymmetrisches Signal gewandelt, um es an den Spektrumanalysator anzuschließen. Bei der Eingangsfrequenz $f_1 = 31 \text{ GHz}$ wurde zunächst die Abhängigkeit der optimalen Arbeitspunkt-Spannung U_B von der Eingangsleistung untersucht. Wie in Abbildung 3.9 dargestellt ist, verschiebt sich die Stelle der maximalen Ausgangsleistung der gewünschten zweiten Harmonischen bezüglich U_B mit der Eingangsleistung. Gleichzeitig steigt jeweils auch die Leistung der unerwünschten Grundwelle mit U_B .

Passend zum Pegel der Eingangsleistung von -4 dBm wurde der optimale Arbeitspunkt mit $U_B = 870 \text{ mV}$ eingestellt und die Frequenz des Eingangssignals variiert, wie in Abbildung 3.10 dargestellt ist. Zusammen mit den Simulationsergebnissen ist die gemessene Verstärkung als Verhältnis der Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen zur eingespeisten Leistung der Grundwelle abgebildet. Auffällig ist eine starke frequenzabhängige Schwankung in der Messung, die in Diskrepanz zur Simulation steht. Fügt man jedoch in der Simulation die gemessenen Streuparameter der beiden verwendeten *Baluns* am Eingang und Ausgang der Schaltung anstelle von zwei idealen symmetrischen Quellen ein, zeigt sich auch in der Simulation ein ähnlicher Rippel, der im Vergleich zur tatsächlichen Messung sogar stärker ausgeprägt ist, wie ebenfalls in Abbildung 3.10 zu sehen ist. Damit sind die verwendeten nichtidealen *Baluns* als Fehlerquelle identifiziert,

3. Frequenzmultiplizierer

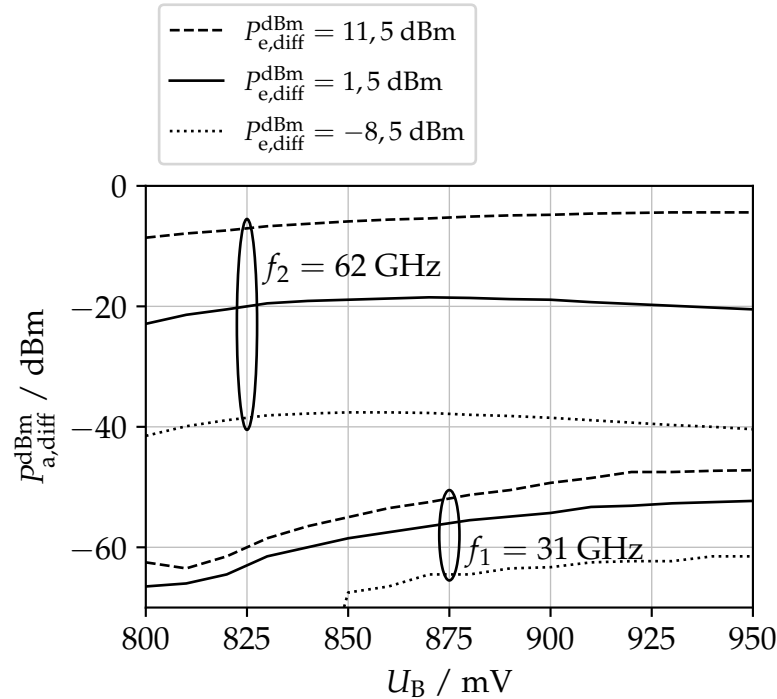


Abbildung 3.9.: Messung der Ausgangsleistungen in Abhängigkeit der Arbeitspunktspannung U_B für verschiedene Eingangsleistungen mit $f_1 = 31 \text{ GHz}$.

wobei die hohe Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber den eingefügten Asymmetrien noch zu untersuchen ist. In Abbildung 3.11 ist die gemessene Verstärkung noch einmal mit einem feiner aufgelösten Bereich dargestellt. Aus einem Mangel an weniger asymmetrischen *Baluns* wurden die Messergebnisse mit einer laufenden Mittelwertbildung für die Auswertung geglättet, was als graue durchgezogene Linie in Abbildung 3.10 dargestellt ist. Anhand dieser geglätteten Messkurve wurde die maximale Verstärkung von rund -25 dB für eine Eingangsleistung von -4 dBm bestimmt und als runder Marker zusammen mit den -3 dB -Punkten eingezeichnet. Auf diese Weise wurde eine ausgangsbezogene -3 dB -Bandbreite von 10 GHz bei einer Mittenfrequenz von $60,6 \text{ GHz}$ gemessen.

Hinsichtlich der genannten Verstärkung von lediglich -25 dB sei darauf hingewiesen, dass dieser Wert für eine Eingangsleistung von -4 dBm gemessen wurde, während die Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen eines Frequenzverdopplers in Folge der nichtlinearen Funktionsweise typischerweise mit 20 dB pro Dekade der Eingangsleistung ansteigt. Dieses Verhalten ist auch in den Abbildungen 3.12 zu beobachten. In den dargestellten Messreihen mit $U_B = 900 \text{ mV}$ steigt die Ausgangsleistung der gewünschten zweiten Harmonischen auch jenseits von $P_{e,diff}^{dBm} = 0 \text{ dBm}$ noch mit 20 dB pro Dekade an. Damit geht auch ein Anstieg der Verstärkung von 10 dB pro Dekade einher, sowie ein Anstieg der Leistungsdifferenz zur unerwünschten Grundwelle.

Wie zuvor berechnet wurde, wird die Grundwelle bei symmetrischer Anregung der *push-push*-Schaltung strukturell vollständig unterdrückt. Dennoch ist eine geringe Aus-

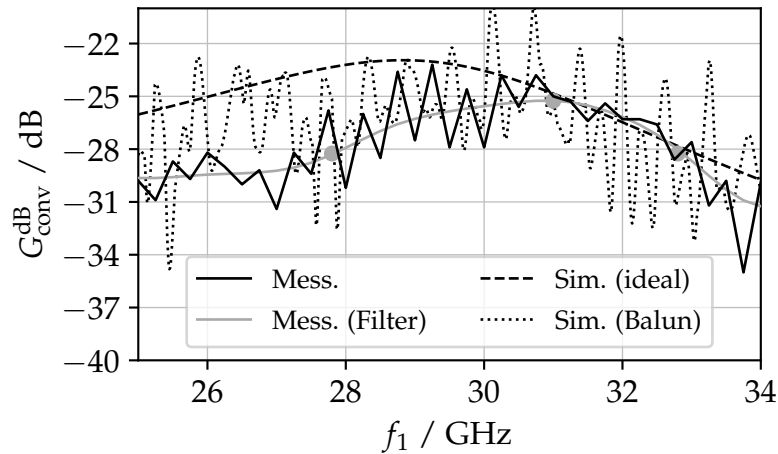


Abbildung 3.10.: Messung und Simulation der Verstärkung über der Eingangsfrequenz mit $P_{e,diff}^{dBm} = -4$ dBm und $U_B = 870$ mV [Rie2]. Die grauen Punkte markieren das Maximum und die -3 dB-Bandbreite des geglätteten Mischgewinns.

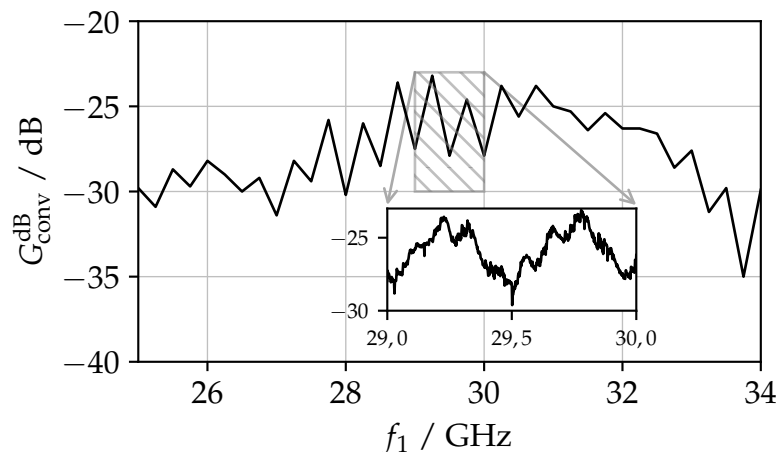
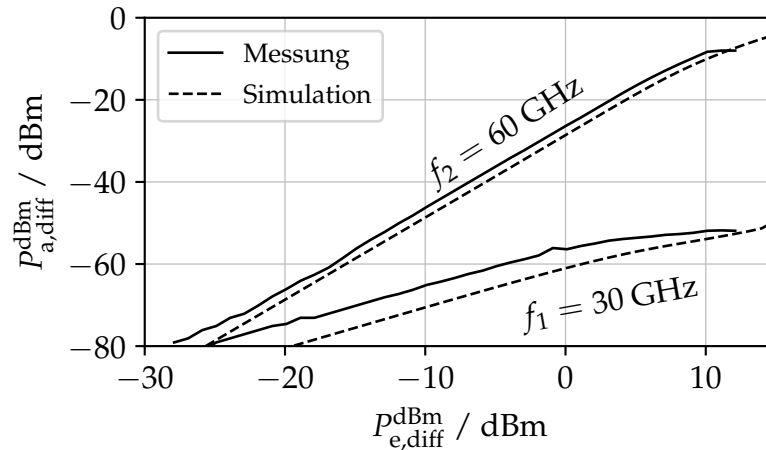


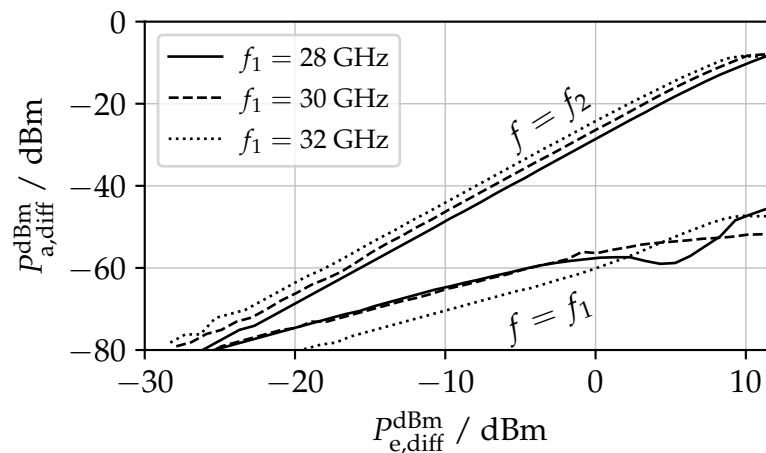
Abbildung 3.11.: Messung der Verstärkung mit feinerer Auflösung zur Untersuchung des Rippels ($P_{e,diff}^{dBm} = -4$ dBm, $U_B = 870$ mV).

gangsleistung der Grundwelle messbar, was auf Asymmetrien in den Signalen und in der Schaltung hindeutet. Neben den Asymmetrien durch die nichtidealen externen *Baluns* kommen auch Prozessvariationen und eine parasitäre Kopplung zwischen dem Eingang und dem Ausgang als Ursache für die unvollständige Unterdrückung der Grundwelle in Betracht. Trotzdem konnte eine Unterdrückung der Grundwelle von bis zu 43,9 dB gemessen werden, was für die meisten praktischen Anwendung ausreichend ist.

3. Frequenzmultiplizierer



(a)



(b)

Abbildung 3.12.: Messungen der Ausgangsleistung des Frequenzverdopplers bei der gewünschten zweiten Harmonischen und bei der unerwünschten Grundwelle. a) Im Vergleich mit den Simulationsergebnissen für $f_1 = 30 GHz$ und $U_B = 900 mV$ [Rie2]. b) Für verschiedene Eingangsfrequenzen, jeweils mit $U_B = 900 mV$.

Auswertung

Die Funktionalität der vorgestellten Erweiterung der herkömmlichen *push-push*-Architektur um einen symmetrischen Ausgang konnte bei der Entwurfshäufigkeit von $f_2 = 60 GHz$ nachgewiesen werden. In Tabelle 3.1 sind die erzielten Ergebnisse zusammengefasst und einigen anderen Entwürfen mit diversen Schaltungsarchitekturen gegenübergestellt. Während die aufgeführten *push-push*-Frequenzverdoppler sehr gute Ergebnisse erzielt haben, basieren sie auf der herkömmlichen einstufigen Architektur und haben dadurch lediglich einen unsymmetrischen Ausgang [75]–[78]. Die Frequenzverdoppler

Tabelle 3.1.: Vergleich von Millimeterwellen-Frequenzverdopplern [Rie2].

Referenz	Dieser	[72]	[73]	[76]	[77]	[75]	[78]	[74]
Technologie	130 nm SiGe BiCMOS	400 nm SiGe bipolar	180 nm SiGe BiCMOS	800 nm SiGe HBT	130 nm SiGe BiCMOS	130 nm CMOS	180 nm CMOS	90 nm CMOS SOI
Architektur ^[a]	PP	Gilbert	Gilbert	PP	PP	PP	PP	Verstärker
Eing.-Ausg. ^[b]	diff.-diff.	diff.-diff.	diff.-diff.	diff.-SE	SE-SE	SE-SE	SE-SE	SE-SE
f_a / GHz ^[c]	55,6 – 65,6	22 – 39	57 – 72	50 – 68	14 – 30	40 – 76	15 – 36	26,5 – 28,5
P_a^{dBm} / dBm ^[d]	-7,6	-9	-1	-1,6	3	0	-5,2	-3
$G_{\text{conv}}^{\text{dB}}$ / dB ^[d]	-15 ^[e]	8,6	10,2	1,3	-2	-8	-10,2	1,5
$G_{\text{harm,max}}^{-1}$ / dB ^[d]	43,9	30	36	≈ 20	35	47	40	12,7
P_{DC} / mW ^[d]	23,5	185	137,3	156	≈ 12,75	12	11	10
A_{chip} / mm ²	0,55	0,25	0,27	0,22	0,24	0,416	0,32	0,1

auf Basis einer Gilbertzelle haben hingegen einen symmetrischen Ausgang und erzielen ähnlich gute Ergebnisse, doch ist der DC-Leistungsverbrauch deutlich höher [72], [73].

Durch die vorgestellte Erweiterung ist es möglich, das symmetrische Ausgangssignal auch ohne Verwendung der relativ ineffizienten Gilbertzelle zu realisieren. Aufgrund der doppelt eingesetzten *push-push*-Stufe ist die DC-Leistungsaufnahme mit 23,5 mW zwar rund doppelt so hoch wie bei den einstufigen Realisierungen, doch ist diese Schaltung dennoch wesentlich sparsamer als die Gilbertzellen aus der Vergleichstabelle. Auch hinsichtlich unerwünschter Harmonischer im erzeugten Ausgangssignal deutet die durchgeführte Analyse auf eine Verbesserung der spektralen Reinheit durch die Erweiterung der *push-push*-Architektur hin. Dies wurde jedoch messtechnisch nicht nachgewiesen, da die dritte und weitere höhere Harmonische bereits jenseits der maximalen Eingangsfrequenz von 67 GHz des verwendeten Spektrumanalysators liegen.

Im Hinblick auf die erzielte maximale Ausgangsleistung von lediglich -7,6 dBm und auf die geringe Verstärkung von -15 dB sind die erzielten Ergebnisse jedoch verbesserungsfähig. Dies hängt wesentlich mit der zuvor beschriebenen nichtidealen Dimensionierung der Transistorgrößen und der Koppelkapazität zusammen, wodurch der Spannungstransfer zwischen dem Polyphasenfilter und der *push-push*-Stufe verschlechtert wird. Als Folge wird eine hohe Eingangsleistung benötigt, um die Transistoren mit einem ausreichend hohen Aussteuerung zu betreiben. Zwar kann die Ausgangsleistung durch eine Erhöhung von U_B noch auf rund -4 dBm gesteigert werden (siehe Abbildung 3.9), doch wäre eine höhere Verstärkung für viele Anwendungen wünschenswert. Im passiven Polyphasenfilter wird das Eingangssignal zweigeteilt, wodurch selbst im verlustfreien Fall eine Leistungsdämpfung von 3 dB verursacht wird. Zudem wird jede Stufe des Polyphasenfilter von einer nicht zu vernachlässigenden Impedanz der Folgestufe belastet, was zu weiteren Verlusten führt, ähnlich wie in einem Spannungsteiler. Insgesamt werden die Verluste im Polyphasenfilter und an der Schnittstelle zu den *push-push*-Stufen in dieser konkreten Realisierung auf bis zu 10 dB geschätzt. In der Messung wurde die Generatorleistung auf bis zu 11,5 dBm erhöht, um eine möglichst

^[a]PP: *push-push*, Gilbert: Gilbert-Zelle

^[b]diff.: Differenzeingang bzw. -ausgang (*differential*), SE: unsymmetrischer Ein- bzw. Ausgang (*single-ended*)

^[c]-3 dB-Bandbreite

^[d]Im 1 dB-Kompressionspunkt

^[e]Beim maximalen verfügbaren Eingangspegel von 11,5 dBm gemessen; vgl. Abb. 3.12

3. Frequenzmultiplizierer

hohe Ausgangsleistung zu erreichen und gleichzeitig die mit der Eingangsleistung ansteigende Verstärkung zu maximieren. Während dies zur Charakterisierung des Prototypen möglich war, sind derart hohe Eingangspegel oftmals unpraktikabel und ineffizient. Eine wesentliche Verbesserung kann – neben der offensichtlichen Verbesserung der Schaltungsdimensionierung – durch einen aktiven Verstärker vor und/oder nach dem Polyphasenfilter erreicht werden. Dies ist insbesondere auch in Kombination mit einem aktiven *Balun* am Eingang zur gleichzeitigen Erhöhung der Symmetrie und des Leistungspegels des Eingangssignals vielversprechend. Aus diesen Gründen wurden die beiden nachfolgend beschriebenen Frequenzmultiplizierer entworfen, mit denen einige dieser Ansätze umgesetzt und ihre Wirkung untersucht wird.

Abgesehen von diesem Problem zeigen Ergebnisse jedoch, dass die Vorteile der *push-push*-Architektur zur Frequenzverdopplung, insbesondere hinsichtlich der niedrigen DC-Leistungsaufnahme, durch die Verwendung eines Polyphasenfilters mit zwei *push-push*-Stufen für die Erzeugung eines symmetrischen Ausgangssignals beibehalten werden können. Diese Architektur ist damit eine Alternative zu den ineffizienteren Gilbert-Zellen als Frequenzverdoppler.

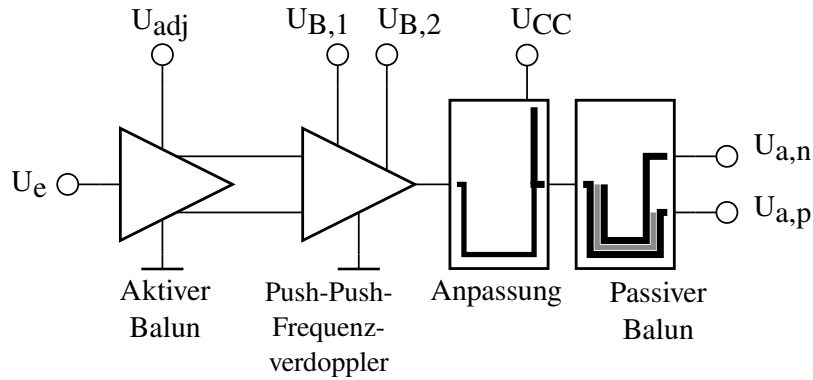


Abbildung 3.13.: Blockdiagramm des Frequenzverdopplers [Rie3].

3.2. Frequenzverdoppler mit aktivem und passivem Balun

Der in diesem Abschnitt 3.2 beschriebene Frequenzverdoppler wurde zuvor in [Rie3] veröffentlicht.

Dieser Frequenzverdoppler wurde für die gleiche Anwendung in der LO-Kette eines Millimeterwellenfrontends mit einem zu multiplizierenden Referenzsignal bei 31,5 GHz entworfen wie der zuvor in Abschnitt 3.1 beschriebene Frequenzverdoppler. Für den Betrieb des als Folgestufe eingeplanten Frequenzverdreifachers, der typischerweise als Differenzstufe aufgebaut wird, ist ein symmetrisches Ausgangssignal erforderlich. Aufgrund der bereits erwähnten hohen DC-Leistungsaufnahme der Gilbert-Zellen, die häufig als Frequenzverdoppler mit symmetrischem Ausgang eingesetzt werden, soll stattdessen die effizientere *push-push*-Architektur verwendet werden. In dem zuvor vorgestellten Frequenzverdoppler wurde das Problem des unsymmetrischen Ausgangs durch eine Erweiterung mit einer zweiten, orthogonal angesteuerten *push-push*-Stufe gelöst. In diesem Abschnitt wird eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung eines symmetrischen Ausgangssignals untersucht, bei der ein passiver *Balun* am Ausgang eingesetzt wird. Wie im Blockdiagramm der Schaltung in Abbildung 3.13 dargestellt ist, wird ebenfalls ein aktiver *Balun* verwendet, um das erforderliche symmetrische Eingangssignal für die *push-push*-Stufe aus einem leichter einzuspeisenden unsymmetrischen Signal zu gewinnen.

Aktiver Balun am Eingang

Die Schaltung des aktiven *Balun* ist in Abbildung 3.14a dargestellt. Mit einer Basisstufe ist die Eingangsimpedanz aktiv an $50\ \Omega$ angepasst und treibt den linken Eingang eines Differenzpaares mit zwei Kaskoden an, während das Potential am rechten Eingang mit einem 200 fF-Kondensator konstant gehalten wird. Mit dieser unsymmetrischen Aussteuerung an nur einem Eingang wird das Differenzpaar in einer Mischform aus Gleichtakt und Gegentakt angesteuert. Das Differenzpaar unterdrückt den Gleichtaktanteil stark, während es den Gegentaktanteil verstärkt. Die Gleichtaktunterdrückung wird auch durch den 10 k Ω -Basiswiderstand der oberen Transistoren (in Basisschaltung) der Kaskode erhöht, der für Gleichtaktsignale eine negative Rückkopplung verursacht,

3. Frequenzmultiplizierer

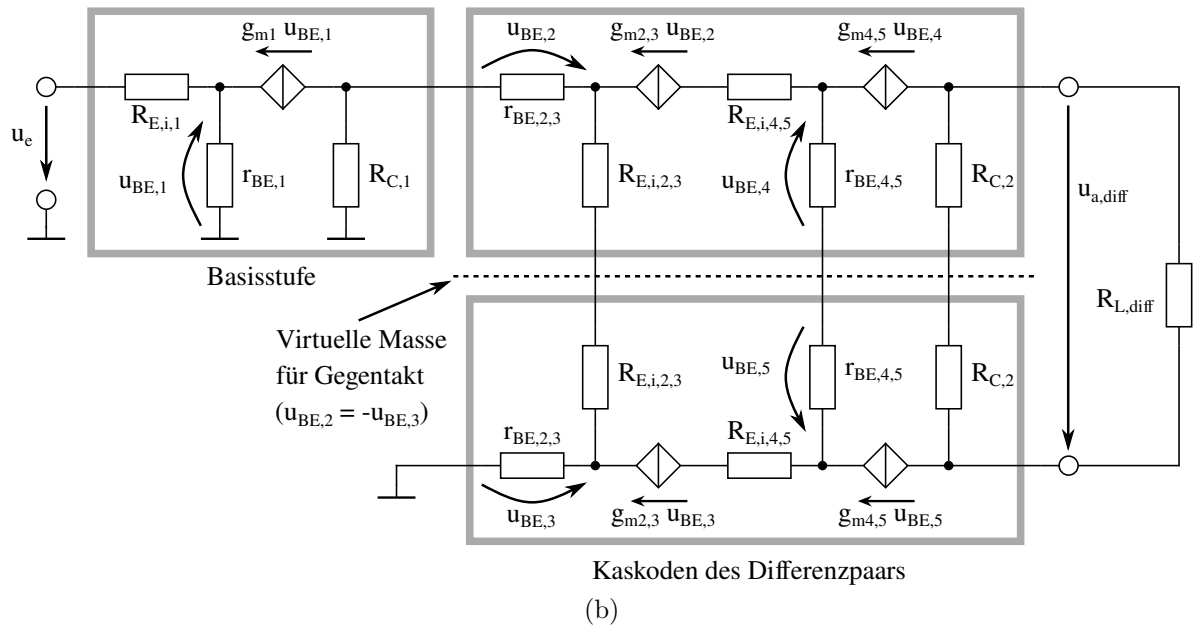
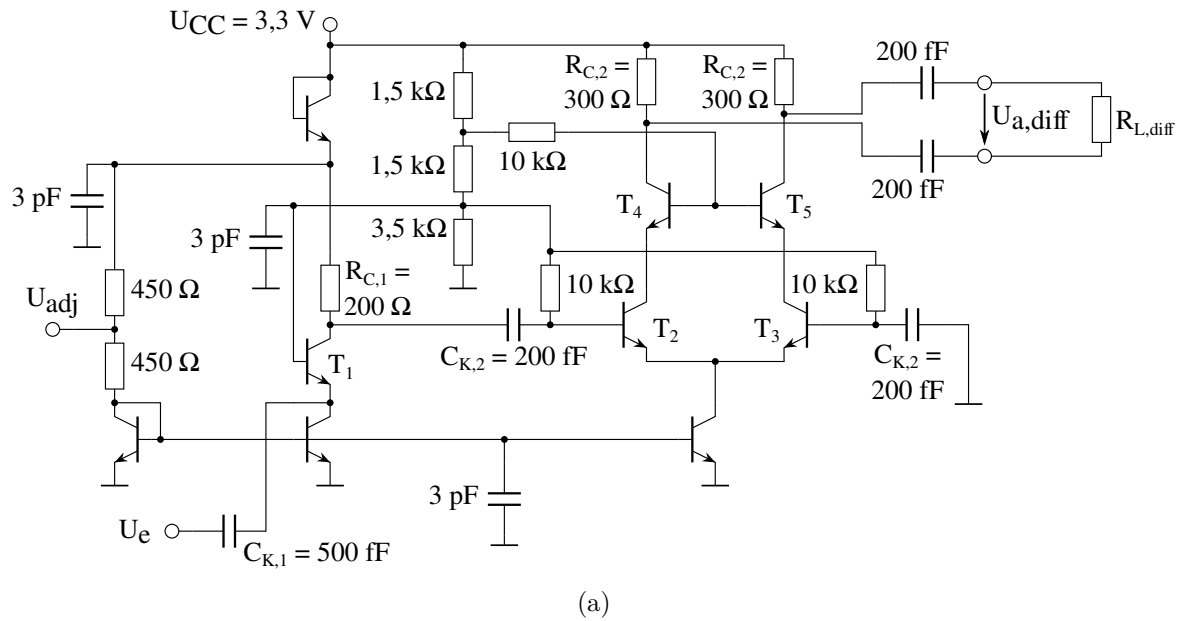


Abbildung 3.14.: Schaltung des aktiven *Balun* mit aktiver Eingangsanpassung [Rie3] und zugehöriges Kleinsignal-Ersatzschaltbild. Es gilt $g_{m1} = g_{m2,3} = g_{m4,5} = 55,7 \text{ mS}$ und $R_{E,i,1} = R_{E,i,2,3} = R_{E,i,4,5} \approx 15 \Omega$.

während er für Gegentaktssignale durch die virtuelle Masse am Basisknoten unwirksam ist. Auf diese Weise wird das unsymmetrische Eingangssignal in das gewünschte symmetrische Ausgangssignal umgewandelt.

Die Fußstromquellen der Basisstufe und des Differenzpaares werden mit einem Stromspiegel eingestellt, dessen Referenzstrom mit zwei 450Ω -Widerständen von der um einen Basis-Emitter-Spannungsabfall reduzierten Versorgungsspannung abgeleitet wird. Dieser U_{BE} -Spannungsabfall der Diode von rund $0,95 \text{ V}$ stellt eine Versorgungsspannung

von rund 2,35 V für die Basisstufe und die Arbeitspunkteinstellung ein. Eine 3 pF-Kapazität dient der Stabilisierung der Spannung während der Aussteuerung der Basisstufe. Diese ansonsten unregelmäßige Arbeitspunkteinstellung ist für viele Anwendungsfälle ausreichend, kann jedoch durch Injektion oder Extraktion eines externen Stromes an der Klemme $U_{\text{adj,bal}}$ angepasst und ggf. stabilisiert werden.

Mit einer DC-Leistungsaufnahme von 21 mW liefert der *Balun* in einer HB-Simulation mit einer symmetrischen Lastimpedanz von $R_{\text{L,diff}} = 100 \Omega$ eine Spannungsverstärkung von 7,5 dB in einem -3 dB-Frequenzband von 10 GHz bis 38 GHz und erreicht den eingangsbezogenen 1 dB-Kompressionspunkt bei -15 dBm. Unter Vernachlässigung von möglichen Asymmetrien zwischen den Schaltungshälften des Differenzpaares infolge von Prozessabweichungen beträgt der simulierte Phasenunterschied zwischen beiden Ausgangsspannungen nahezu ideal 180° , mit einem frequenzabhängigen Phasenfehler von weniger als 1° als Folge der endlichen Gleichtaktunterdrückung.

Für einen Vergleich mit den Ergebnissen einer Kleinsignal-Schaltungsanalyse auf der Basis des Ersatzschaltbilds in Abbildung 3.14b wurde ebenfalls eine AC-Simulation durchgeführt. Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist dabei stark vereinfacht und enthält einzig die intrinsischen Emitter-Bahnwiderstände $R_{\text{E},i}$ der Transistoren als parasitäre Elemente. Für eine exakte Berechnung der Verstärkung müssen viele weitere parasitäre Bauelemente berücksichtigt werden, was jedoch die Komplexität der Berechnungen stark erhöht und deshalb den numerischen Schaltungssimulationen mit ihren realistischen Kompaktmodellen für die Transistoren vorbehalten bleibt. Desweiteren wird der Ausgang des *Balun* bei der Verwendung im Frequenzverdoppler nicht mit einem 100Ω -Widerstand belastet, sondern von den hochohmigen Eingangsimpedanzen der nachfolgenden *push-push*-Stufe, die hier vereinfachend als Leerlauf angenommen werden. In Gleichung 3.6 ist die berechnete Spannungsverstärkung v_{diff} zunächst allgemein in Abhängigkeit der Lastimpedanz $R_{\text{L,diff}}$ und unter Vernachlässigung der Basisströme angegeben:

$$v_{\text{diff}} = \frac{u_{\text{a,diff}}}{u_{\text{e}}} = \frac{g_{\text{m1}} R_{\text{C},1} g_{\text{m2},3}}{\left(\frac{1}{R_{\text{C},2}} + \frac{2}{R_{\text{L,diff}}}\right) (1 + g_{\text{m1}} R_{\text{E},i,1}) (1 + g_{\text{m2},3} R_{\text{E},i,2,3})} \quad (3.6)$$

Die nach Gleichung 3.6 berechnete Leerlauf-Spannungsverstärkung $v_{\text{diff},\infty} = u_{\text{a,diff}}/u_{\text{e}}$ mit $R_{\text{L,diff}} \rightarrow \infty$ ist in Abbildung 3.15 als konstanter Frequenzgang eingezeichnet. Die in der Analyse vernachlässigten Koppelkapazitäten $C_{\text{K},1} = 500$ fF und $C_{\text{K},2} = 200$ fF bilden mit den Eingangsimpedanzen der Basisstufe und des Differenzpaares einen Hochpass. Zusammen mit den parasitären Tiefpässen der Transistoren resultiert daraus eine Bandpasscharakteristik des simulierten Frequenzgangs der Verstärkung, der ebenfalls in Abbildung 3.15 dargestellt ist. Zur Veranschaulichung des Hochpasseffekts wurde die Schaltung ein weiteres Mal mit $C_{\text{K},1} = C_{\text{K},2} \rightarrow \infty$ simuliert. In Abbildung 3.15 beträgt die eingezeichnete Abweichung zwischen der Analyse und der Simulation bei niedrigen Frequenzen lediglich 3,8 dB.

Bei den Betriebsfrequenzen des *Balun* im Bereich um 30 GHz, die bei der Dimensionierung der Koppelkapazitäten zugrunde gelegt wurden, ist der Einfluss des Hochpasseffekts vernachlässigbar, wie an der geringen Abweichung zwischen beiden Simulationen oberhalb von 20 GHz sichtbar ist. Jedoch verursachen die parasitären Tiefpässe in der Simulation bei 30 GHz gegenüber dem konstanten Frequenzgang aus der Analyse eine

3. Frequenzmultiplizierer

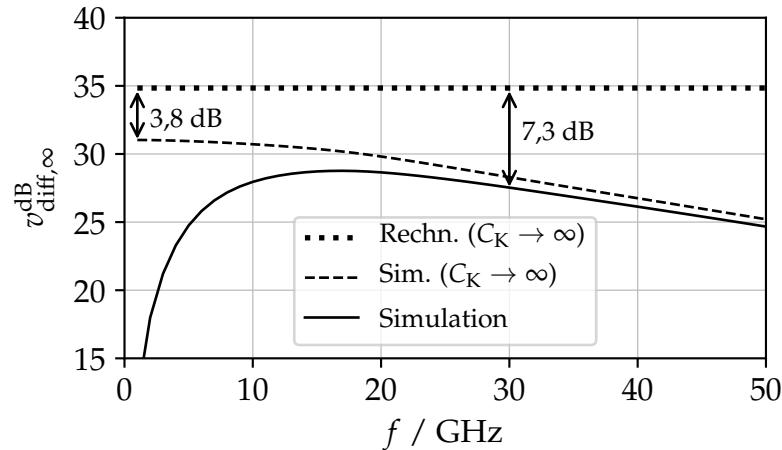


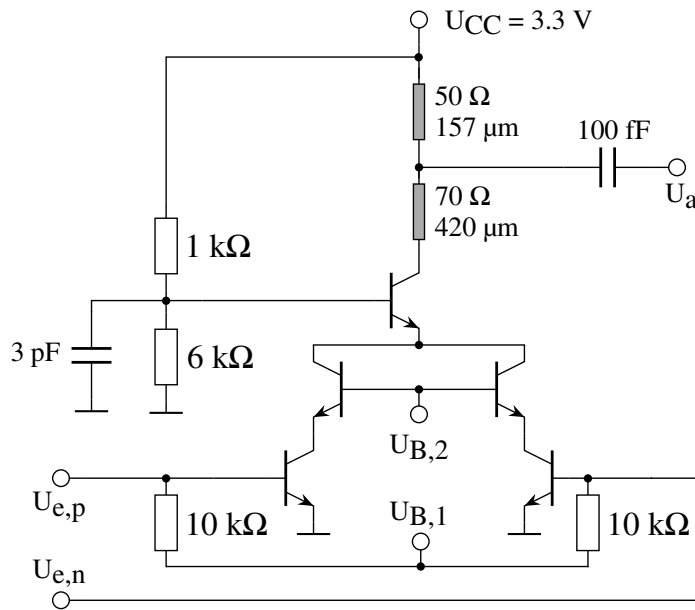
Abbildung 3.15.: Kleinsignal-Spannungsverstärkung des aktiven Balun bei unbelastetem Ausgang ($R_{L,diff} \rightarrow \infty$).

Abweichung der Leerlauf-Spannungsverstärkung von 7,3 dB. Im vorherigen Kapitel zum ersten Frequenzverdoppler wurde bereits in Gleichung 3.3 gezeigt, dass die zu erzeugende zweite Harmonische der sinusförmigen Eingangsspannung, die das gewünschte Ausgangssignal eines Frequenzverdopplers bildet, quadratisch über der Eingangsamplitude ansteigt. Dadurch pflanzt sich der Fehler in der Eingangsamplitude des Frequenzverdopplers von 7,3 dB aus der Abweichung zwischen der simulierten und der berechneten Spannungsverstärkung des *Balun* bei der Berechnung der Ausgangsamplitude des Frequenzverdopplers quadratisch fort. Selbst ohne zusätzliche Abweichungen zwischen dem berechneten und dem simulierten Ausgangssignal des Frequenzverdopplers würde der Fehler somit mindestens 14,6 dB betragen. Tatsächlich sind jedoch weitere Abweichungen als Folge der notwendigen Vernachlässigung vieler parasitäre Effekte in der *push-push*-Stufe zu erwarten. Aus diesem Grund wird im Folgenden auf eine analytische Berechnung der Ausgangsleistung des Frequenzverdopplers verzichtet und lediglich ein Vergleich zwischen den simulierten und den gemessenen Ergebnissen durchgeführt.

Push-Push-Frequenzverdoppler

Für die Erzeugung der gewünschten zweiten Harmonischen werden ebenfalls, wie auch im vorherigen Kapitel des ersten Frequenzverdopplers, zwei Kaskoden im *push-push*-Betrieb eingesetzt. Die überarbeitete *push-push*-Stufe für diesen Frequenzverdoppler, die in Abbildung 3.16 dargestellt ist, enthält Transistoren mit geringere Emitterfläche, sowie einen zusätzlichen Transistor in Basisschaltung zur Pufferung des Ausgangssignals. Dadurch konnte die Ausgangsanpassung verbessert und die parallelen Stabilisationswiderstände eingespart werden, wie im Vergleich mit Abbildung 3.2 sichtbar wird. Darüber hinaus sind die zuvor durchgeführten Signalanalysen auch für diese Schaltung zutreffend und werden deshalb hier nicht wiederholt.

Das Hauptprinzip der Erzeugung der zweiten Harmonischen ist weiterhin die Anregung diverser Harmonischer in beiden Hälften der *push-push*-Stufe durch eine starke

Abbildung 3.16.: Schaltung der *push-push*-Stufe [Rie3].

Aussteuerung auf der nichtlinearen (exponentiellen) Transferkennlinie. Bei symmetrischer Gegentaktaussteuerung der beiden Eingänge sind idealerweise sämtliche ungeraden Harmonischen beider Schaltungshälften im Gegentakt und löschen sich bei der Addition der Kollektorströme im gemeinsamen Ausgangsknoten aus, während sich die geraden Harmonischen im Gleichtakt befinden und addiert werden. Das Leitungsnetzwerk am Ausgang sorgt für eine Impedanzanpassung der gewünschten zweiten Harmonischen an eine $50\ \Omega$ -Lastimpedanz, während eine möglichst starke Fehlanpassung für die unerwünschten Harmonischen eine zusätzliche Filterung dieser Signalanteile bewirkt. Für den Betrieb als Frequenzverdoppler ist $U_{B,1}$ optimal einzustellen, während $U_{B,2} = 2\ \text{V}$ lediglich den vorwärts-aktiven Betrieb der Eingangstransistoren in Emitterschaltung gewährleistet.

Passiver Balun am Ausgang

Zur Umwandlung des unsymmetrischen 60 GHz-Ausgangssignal der *push-push*-Stufe wird ein passiver *Balun* eingesetzt. Bei dieser Frequenz ist die bei niedrigeren Frequenzen sehr verbreitete Realisierung mit zwei gekoppelten Spulen als Transformator aufgrund der parasitären Kapazitäten zwischen den Wicklungen schwierig anzuwenden. Gekoppelte Leitungen bieten bessere Eigenschaften für eine hochfrequente Realisierung eines Transformators, doch belegen die Leitungen bei 60 GHz mit einer geführten Wellenlänge in SiO_2 von etwa 2,62 mm unter Umständen sehr große Flächen auf dem Chip. Beispielsweise bestehen die als integrierte HF-*Baluns* sehr beliebten Marchand-*Baluns* aus zwei hintereinander geschalteten 90° -Kopplern [78]. Eine alternative und weniger bekannte *Balun*-Architektur ist der Dreileitungs-*Balun* [80]. Wie in [80] hergeleitet ist, lässt sich diese Architektur als zusammengefalteter und reduzierter Marchand-*Balun* interpretieren, der dadurch mit nur einem 90° -Segment dreier gekoppelter Leitungen auskommt und somit wesentlich kompakter integriert werden kann. Dennoch zeichnet

3. Frequenzmultiplizierer

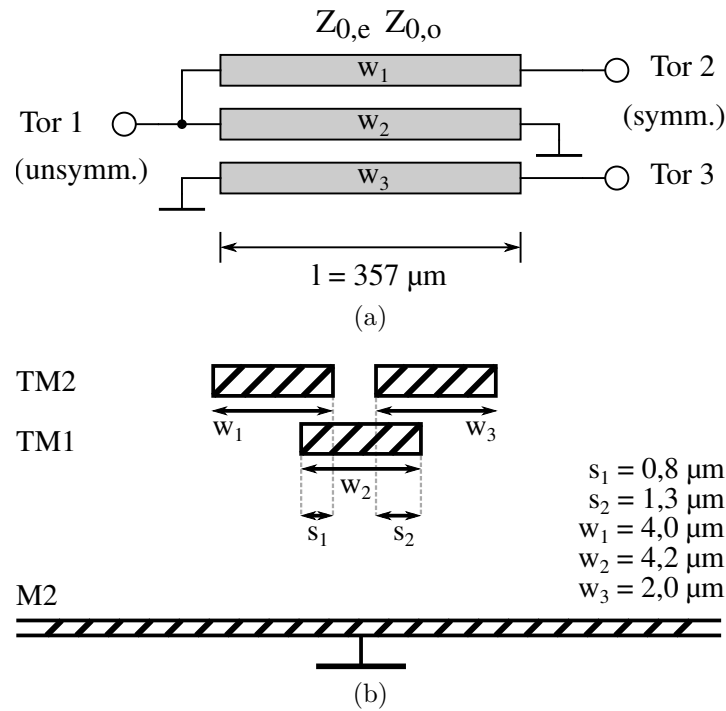


Abbildung 3.17.: Schaltung (a) und Layout-Querschnitt (b) des Dreileitungs-*Balun* [Rie3]. ©2018 IEEE.

sich der Dreileitungs-*Balun* durch eine hohe Bandbreite und Gleichtaktunterdrückung aus.

In Abbildung 3.17a ist die Schaltung der drei gekoppelten Leitungen des verwendeten Dreileitungs-*Balun* dargestellt. Die Länge des Koppelsegments beträgt lediglich $357 \mu\text{m}$ und ist damit kürzer (49°) und nur unwesentlich breiter als ein einzelnes 90° -Leitungsstück. In Abbildung 3.17b ist der mit einem elektromagnetischen (EM) Feldsimulator optimierte Querschnitt des *Balun* skizziert. Um eine ausreichend starke Verkopplung der Leitungen zu erreichen, wurde die Mittelleitung auf der zweitobersten Metalllage (TM1) realisiert, wodurch eine Überlappung mit den auf der obersten Lage (TM2) verlaufenden Außenleitungen ermöglicht wurde. Die Massefläche wurde auf der zweituntersten Metalllage (M2) realisiert. In der EM-Simulation des entworfenen Dreileitungs-*Balun* beträgt die Amplitudenimbalance des symmetrischen Ausgangssignals weniger als 1 dB im Frequenzbereich von 30 GHz bis 90 GHz. Der simulierte Phasenfehler als Abweichung von der idealen 180° -Phasendifferenz zwischen beiden Teilen des symmetrischen Ausgangssignals beträgt im gleichen Frequenzbereich weniger als $\pm 5^\circ$. Bei 60 GHz wurde eine Dämpfung von rund 1,3 dB simuliert.

Messergebnisse

Ein Prototypen-Chip des Frequenzverdopplers wurde in der 130 nm-SiGe-BiCMOS-Technologie *SG13G2* von IHP hergestellt, die bereits in Kapitel 2.1 beschrieben wurde. Abbildung 3.18 zeigt ein beschriftetes Foto des fabrizierten Chips.

Im Gegensatz zu dem zuvor beschriebenen Frequenzverdoppler mit Polyphasenfilter

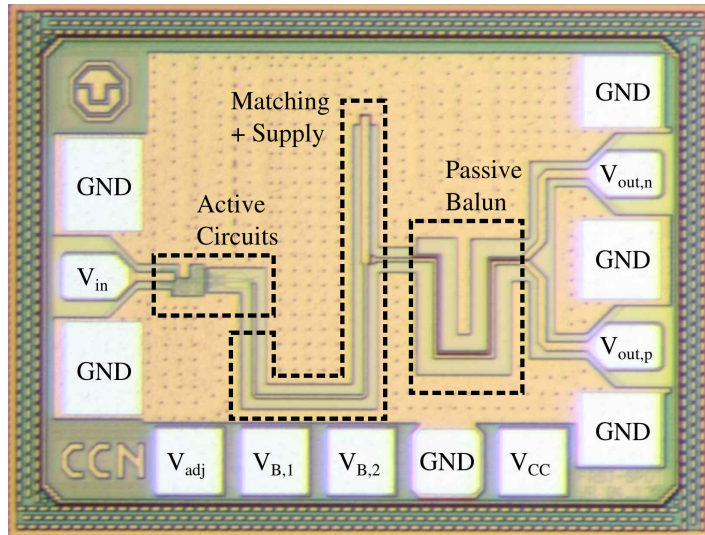


Abbildung 3.18.: Beschriftetes Foto des Frequenzverdoppler-Chips ($A_{\text{chip}} = 800 \mu\text{m} \cdot 600 \mu\text{m}$) [Rie3]. ©2018 IEEE.

zeigt dieser Frequenzverdoppler eine wesentlich geringere Abhängigkeit der optimalen Arbeitspunkt-Einstellspannung $U_{B,1}$ von der Eingangsleistung, wie in Abbildung 3.19 dargestellt ist. Dies könnte darauf zurückzuführen sein, dass die Ausgangsleistung des am Eingang verwendeten aktiven *Balun* komprimiert und dadurch die Eingangsleistung der *push-push*-Stufe weniger stark über der Eingangsleistung variiert. Für die weiteren Messungen wurde $U_{B,1} = 900 \text{ mV}$ angelegt.

Das Kompressionsverhalten der Leistung der zweiten Harmonischen am Ausgang des *Balun* ist in Abbildung 3.20 abgebildet. Die beiden Teilsignale des symmetrischen Ausgangssignals sind dabei separat dargestellt, sodass die gesamte Ausgangsleistung der jeweiligen Harmonischen rund doppelt so groß ist (+3 dB). Dadurch beträgt die maximale Ausgangsleistung bei $f_2 = 64 \text{ GHz}$ rund -13 dBm und es wird eine maximale Unterdrückung der Grundwelle von etwa 35 dB erreicht. Im Vergleich mit den ebenfalls eingetragenen Simulationsergebnissen wird die Abhängigkeit der Verstärkung und der Ausgangsleistung von den Layout-Parasitäten sichtbar. Gegenüber der idealen Simulation ohne Parasitäten weist die Messung eine eingangsbezogene Reduktion der Verstärkung um circa 8 dB auf, was sich durch den Anstieg der zweiten Harmonischen von 20 dB pro Dekade der Eingangsleistung in einer ausgangsbezogene Verstärkungsreduktion von etwa 16 dB überträgt. Der Versuch einer realistischeren Simulation (*Post-Layout*) unter Berücksichtigung von extrahierten *RC*-Parasitäten im *Layout* des aktiven *Balun* verläuft nahezu mittig zwischen der idealen Simulation und der Messung. In beiden Simulationen sind bereits die Parasitäten der *push-push*-Stufe und der Leitungen für die Ausgangsanpassung mittels EM-Simulationen extrahiert und berücksichtigt worden, sodass sich die beiden Fälle lediglich in den modellierten Parasitäten des aktiven *Balun* unterscheiden. Diese starke Abhängigkeit der Verstärkung bezüglich der Parasitäten des *Balun* ist plausibel, da der *Balun* als Eingangsstufe den Signalpegel für die nachfolgende *push-push*-Stufe maßgeblich beeinflusst. Die zusätzliche Reduktion der Verstärkung und der Ausgangsleistung in der Messung gegenüber der *Post-Layout*-Simulation lässt sich auf Prozessschwankungen zurückführen. Für die Simulationen

3. Frequenzmultiplizierer

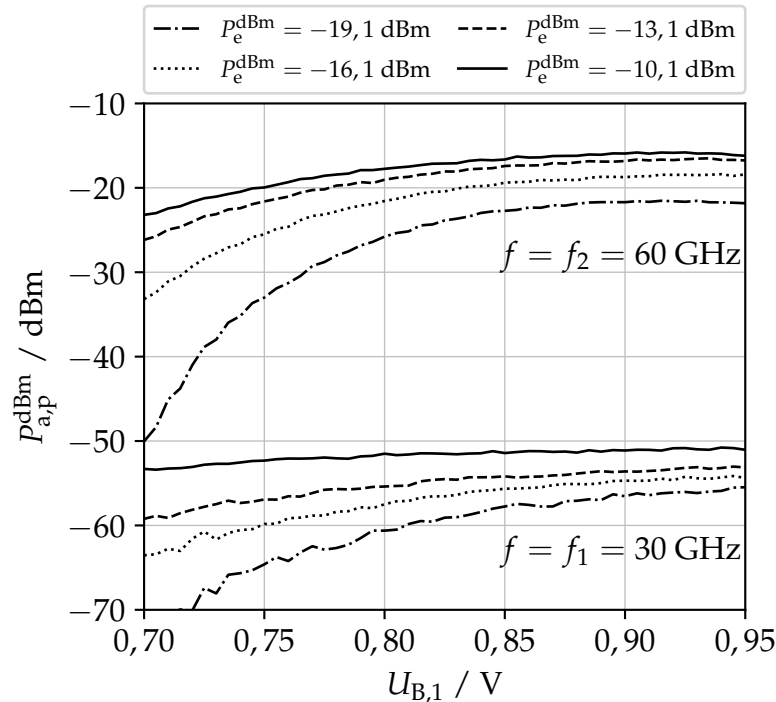


Abbildung 3.19.: Messung der Ausgangsleistungen der positiven Hälfte $P_{a,p}$ des symmetrischen Ausgangssignals bei der Grundwelle und bei der zweiten Harmonischen in Abhängigkeit der Einstellspannung $U_{B,1}$.

wurden typische Prozessparameter für die Transistoreigenschaften angenommen, während Simulationen mit den schlechtesten Parametern (*worst-case*) Ergebnisse liefern, die nochmals deutlich schlechter sind als die gemessenen Ergebnisse. Die Transistoren aus dem Prozesslauf des hergestellten Prototypen sind daher vermutlich etwas schlechter als nominell angestrebt ist.

In Abbildung 3.21 ist der Frequenzgang der Ausgangsleistungen der Grundwelle und der zweiten Harmonischen für eine Eingangsleistung von -12 dBm dargestellt. Durch Limitierungen im 67 GHz-Messaufbau wurden die Messungen nur für einige vereinzelte Frequenzpunkte bis 32 GHz durchgeführt. Zur Abschätzung des Frequenzgangs wurde deshalb eine *Post-Layout*-Simulation mit typischen Prozessparametern durchgeführt, auf der die maximale Ausgangsleistung und die -3 dB-Punkte markiert sind. Im Gegensatz zu breitbandigen Datensignalen hat die -3 dB-Bandbreite für Frequenzmultiplizierer mit ihren Eintonsignalen kaum Relevanz, doch kann sie als Vergleichsparameter dienen. Mit einer simulierten unteren -3 dB-Frequenz von 57 GHz und einer oberen von 77 GHz beträgt die simulierte ausgangsbezogene -3 dB-Bandbreite des Frequenzverdopplers 20 GHz.

Auswertung

In Tabelle 3.2 sind die erzielten Ergebnisse des entworfenen Frequenzverdopplers zusammengefasst und anderen veröffentlichten Arbeiten gegenübergestellt. Im Einklang mit

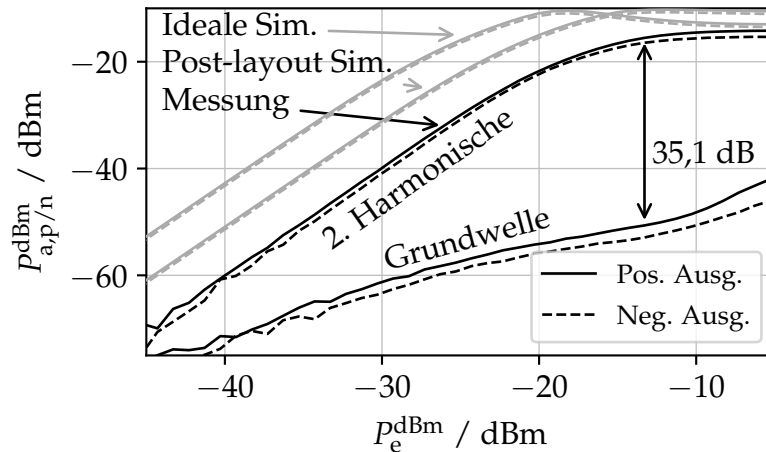


Abbildung 3.20.: Messung und Simulation (typ. Prozessparameter) der Ausgangsleistungen beider Hälften des symmetrischen Ausgangssignals bei der Grundwelle ($f_1 = 32$ GHz) und bei der zweiten Harmonischen ($f_2 = 64$ GHz) [Rie3].

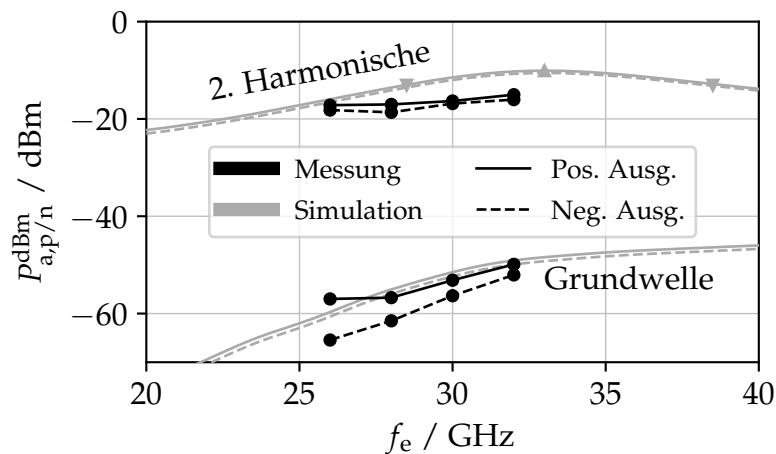


Abbildung 3.21.: Messung und Simulation (Post-Layout) der Ausgangsleistung beider Hälften des symmetrischen Signals über der Frequenz des Eingangssignals mit $P_e^{\text{dBm}} = -12$ dBm [Rie3].

dem Ziel, die effiziente *push-push*-Architektur unter Beibehaltung einer geringen Leistungsaufnahme um einen symmetrischen Ausgang zu erweitern, hat sich der gewählte Ansatz mit einem passiven *Balun* am Ausgang bewährt. Hinsichtlich der Verstärkung und der harmonischen Unterdrückung am Ausgang wurden ähnlich gute Ergebnisse erzielt, wie von den anderen *push-push*-Frequenzverdopplern aus der Vergleichstabelle, die jedoch lediglich den typischen unsymmetrischen Ausgang aufweisen. Der aktive *Balun* am Eingang ermöglicht die gewünschte Verbesserung der Verstärkung im Vergleich zum Polyphasenfilter des im vorherigen Abschnitt präsentierten Frequenzverdopplers

3. Frequenzmultiplizierer

Tabelle 3.2.: Vergleich von Millimeterwellen-Frequenzverdopplern [Rie3].

Referenz	Dieser	[76]	[77]	[75]	[78]	[74]	[72]	[73]
Technologie	130 nm SiGe BiCMOS	800 nm SiGe HBT	130 nm SiGe BiCMOS	130 nm CMOS	180 nm CMOS	90 nm CMOS SOI	400 nm SiGe bipolar	180 nm SiGe BiCMOS
Architektur ^[a]	PP	PP	PP	PP	PP	Verstärker	Gilbert	Gilbert
Eing.-Ausg. ^[b]	SE-diff.	diff.-SE	SE-SE	SE-SE	SE-SE	SE-SE	diff.-diff.	diff.-diff.
$B_{a,-3dB}$ /GHz	57 – 77 ^[c]	50 – 68	14 – 30	40 – 76	15 – 36	26,5 – 28,5	22 – 39	57 – 72
$P_{a,max}^{dBm}$ / dBm	-13	-1,6	3	0	-5,2	-3	-9	-1
$G_{conv,max}^{dB}$ / dB	0	1,3	-2	-8	-10,2	1,5	8,6	10,2
$G_{harm,max}^{-1}$ / dB	35	≈ 20	35	47	40	12,7	30	36
P_{DC} / mW	31	156	≈ 12,75	12	11	10	185	137,3
A_{chip} / mm ²	0,48	0,22	0,24	0,416	0,32	0,1	0,25	0,27

und wäre für zukünftige Verbesserungen auch für jene Schaltung eine sinnvolle Erweiterung. Allerdings ist die erzielte Ausgangsleistung bei der zweiten Harmonischen von lediglich -13 dBm vergleichsweise gering.

^[a]PP: *push-push*, Gilbert: Gilbert-Zelle

^[b]diff.: Differenzeingang bzw. -ausgang (*differential*), SE: unsymmetrischer Ein- bzw. Ausgang (*single-ended*)

^[c]Simulationsergebnis

3.3. Frequenzversechsfacher

Der in diesem Abschnitt 3.3 beschriebene Frequenzversechsfacher wurde zuvor in [Rie1] veröffentlicht.

In Millimeterwellensystemen werden oftmals Frequenzmultiplizierer mit einem Multiplikationsfaktor größer als drei benötigt, um die erforderliche Millimeterwellenfrequenz aus einem niederfrequenten PLL-stabilisierten Oszillatorsignals zu erzeugen. Ein verbreiteter Ansatz hierfür ist die Serienschaltung von Frequenzverdopplern oder -verdreifachern als Multipliziererkette. Je nach spektraler Reinheit des Ausgangssignals einer Multipliziererstufe ist oftmals eine Filterung unerwünschter Harmonischer notwendig, bevor das Signal zur weiteren Multiplikation geführt wird. Bei unzureichender Zwischenfilterung können in der nachfolgenden Stufe unerwünschte Mischprodukte bei der Frequenz der gewünschten Harmonischen auftreten, die die Leistung dieser Harmonischen reduzieren und den Frequenzgang und Umwandlungsgewinn beeinträchtigen können [66]. Für einen effizienten Betrieb der Kette müssen die einzelnen Multiplizierer mit einer ausreichend hohen Eingangsleistung betrieben werden, wozu oftmals zusätzliche Zwischenverstärker erforderlich sind, die die DC-Leistung der gesamten Kette wesentlich erhöhen kann [67], [81], [82].

Diese Betrachtungen motivieren die direkte Erzeugung von Harmonischen höherer Ordnungen in einer Multipliziererstufe. In [71] wurde dazu eine *push-push*-Schaltung zur Erzeugung der vierten Harmonischen aus zwei symmetrischen Eingangssignalen vorgestellt. Der hier beschriebene Frequenzversechsfacher besteht ebenfalls aus einer *push-push*-Stufe, deren Harmonische im Ausgangsstrom durch gezieltes Abschneiden (*Clipping*) eingestellt werden. Während herkömmliche *push-push*-Schaltungen nur auf einem *Clipping* der unteren Halbwelle als Folge des niedrigen Arbeitspunktes beruhen, wird in diesem Versechsfacher auch die obere Halbwelle des Ausgangsstroms teilweise abgeschnitten. Die dafür verwendete Kaskodenschaltung ermöglicht eine unabhängige Einstellung beider *Clipping*-Schwellen und damit einen zusätzlichen Freiheitsgrad gegenüber herkömmlichen *push-push*-Schaltungen. Wie im Folgenden gezeigt wird, können dadurch Harmonische höherer Ordnung effizienter und mit verbesserter spektraler Reinheit erzeugt werden.

Erzeugung von Harmonischen höherer Ordnung durch Clipping

Durch *Clipping* von Teilen der oberen und unteren Halbwelle eines sinusförmigen Signals lassen sich Harmonische der ursprünglichen Signalfrequenz erzeugen. Im Zeitbereich sei $x_{\cos}(t)$ das ursprüngliche Eingangssignal zum Zeitpunkt t , mit der Kreisfrequenz $\omega_1 = 2\pi f_1$ und mit einem Gleichanteil x_0 :

$$x_{\cos}(t) = x_0 + \cos(\omega_1 t). \quad (3.7)$$

Nach dem Abschneiden von Teilen der Halbwellen von $x_{\cos}(t)$ sei das resultierende Zeitsignal $x(t)$ wie folgt definiert [Rie1]:

$$x(t) = \begin{cases} 0 & , & x_{\cos}(t) \leq 0 \\ x_{\cos}(t) & , & 0 < x_{\cos}(t) < x_0 + x_{\max} \\ x_0 + x_{\max} & , & x_0 + x_{\max} \leq x_{\cos}(t) \end{cases} . \quad (3.8)$$

3. Frequenzmultiplizierer

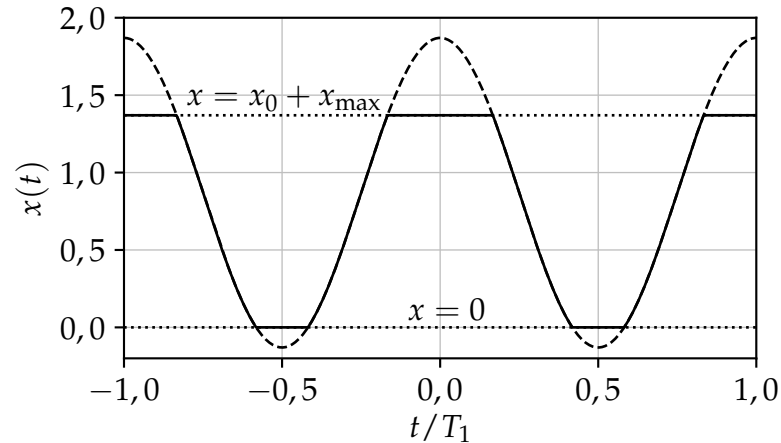


Abbildung 3.22.: Darstellung des ursprünglichen Zeitsignals $x_{\cos}(t)$ und seiner abgeschnitten Variante $x(t)$ mit den Parametern $x_0 = 0,87$ und $x_{\max} = 0,5$ [Rie1]. Die Periodendauer der Grundwelle $T_1 = 1/f_1$ normiert die Zeitachse.

In Gleichung 3.8 bestimmen die Parameter x_0 und x_{\max} die untere und obere *Clipping*-Schwelle und haben ein gültiges Intervall von $x_0, x_{\max} \in [0, 1]$. Nach dieser Definition wird jeder negative Signalwert $x < 0$ durch $x = 0$ ersetzt. Da der Gleichanteil x_0 das Signal nach oben verschiebt, bestimmt dieser Parameter wieviel der unteren Halbwelle übrig bleibt. Für $x_0 = 0$ wird die gesamte negative Halbwelle durch Null ersetzt und damit abgeschnitten, während für $x_0 = 1$ kein Teil der unteren Halbwelle negativ wird und somit nichts abgeschnitten wird. In gleicher Weise bestimmt x_{\max} wie hoch der übrigbleibende Anteil der oberen Halbwelle ist. Abbildung 3.22 zeigt ein Beispiel für $x(t)$, in dem 13% der unteren Halbwelle ($x_0 = 0,87$) und die Hälfte der oberen Halbwelle ($x_{\max} = 0,5$) abgeschnitten ist.

Zur Analyse der durch das *Clipping* erzeugten Harmonischen kann das Zeitsignal $x(t)$ als Fourier-Reihe entwickelt werden. Da $x(t)$ eine gerade Funktion ist, vereinfacht sich die komplexwertige Reihe zu einer reellen Reihe aus Kosinus-Funktionen.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_1 t} = c_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega_1 t) \quad (3.9)$$

Die Fourier-Reihe enthält neben dem Gleichanteil c_0 auch die Amplituden $2|c_k|$ der jeweiligen k -ten Harmonischen. Zur Bestimmung dieser Amplituden kann c_k über das Fourier-Integral berechnet werden, dessen Lösung in Gleichung 3.10 lediglich von den

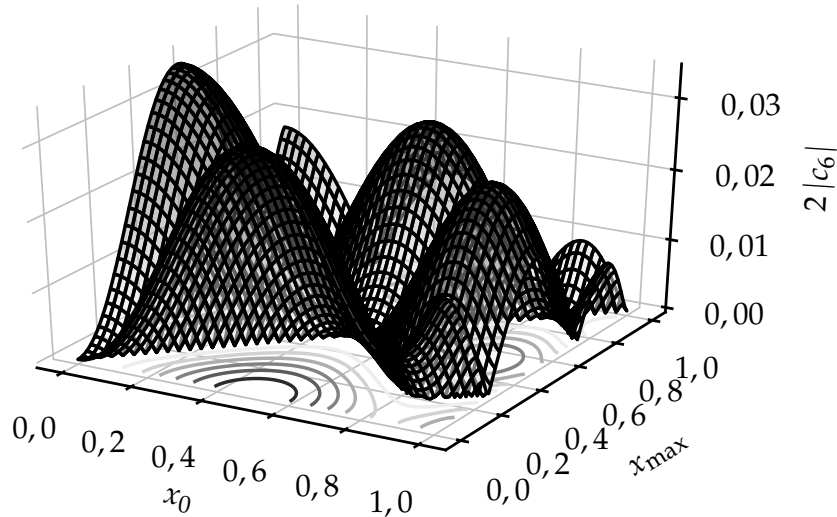


Abbildung 3.23.: Berechnete Amplitude der sechsten Harmonischen in Abhängigkeit der beiden Parameter x_0 und x_{\max} [Rie1].

Clipping-Schwellen und der Ordnung k der Harmonischen abhängig ist [Rie1]:

$$\begin{aligned}
 c_k &= \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} x(t) \cos(k\omega_1 t) dt \\
 &= \frac{x_{\max} \sin(k \arccos x_{\max})}{\pi k} + \frac{x_0 \sin(k \arccos -x_0)}{\pi k} \\
 &+ \frac{\sin((k-1) \arccos -x_0) - \sin((k-1) \arccos x_{\max})}{2\pi(k-1)} \\
 &+ \frac{\sin((k+1) \arccos -x_0) - \sin((k+1) \arccos x_{\max})}{2\pi(k+1)}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Da analytische Berechnungen zur Bestimmung von Optima einzelner Amplituden bezüglich der *Clipping*-Schwellen aufgrund der Komplexität von Gleichung 3.10 sehr umständlich sind, werden die Optima im Folgenden stattdessen mittels numerischer Verfahren bestimmt und grafisch dargestellt. Für die angestrebte Entwicklung eines Frequenzversechsfachers soll dabei die Amplitude der sechsten Harmonischen maximiert werden, während die restlichen Amplituden möglichst minimale Werte annehmen sollten. Dabei liegt der Schwerpunkt auf den geraden Harmonischen, weil ungerade Harmonische im Idealfall bereits durch die Verwendung einer *push-push*-Schaltung ausgelöscht werden. Somit soll die Amplitude der vierten und achten Harmonischen als direkte benachbarte Harmonische minimiert werden. Die restlichen Harmonischen können durch ihren größeren Frequenzabstand zur gewünschten sechsten Harmonischen selbst mit einfachen Bandpassfiltern niedriger Ordnung signifikant gedämpft werden.

Abbildung 3.23 zeigt die Amplitude der gewünschten sechsten Harmonischen ($2|c_6|$) als Funktion der beiden *Clipping*-Schwellen $x_0, x_{\max} \in [0, 1]$. Zunächst ist erkennbar, dass die dargestellte Funktion symmetrisch bezüglich der Geraden $x_0 = x_{\max}$ ist. Diese Symmetrie lässt sich auch im Zeitbereich beim Vergleich der zugehörigen Varianten von

3. Frequenzmultiplizierer

$x(t)$ mit $x_0 = a$, $x_{\max} = b$ und mit $x_0 = b$, $x_{\max} = a$ erkennen. Die beiden Varianten unterscheiden sich lediglich durch eine Spiegelung an der um den ursprünglichen Gleichanteil verschobenen Zeitachse und weisen deshalb identische Amplitudenspektren auf. Hinsichtlich der Erzeugung der sechsten Harmonischen können die beiden *Clipping*-Schwellen somit beliebig vertauscht werden, jedoch unterscheiden sich beide Fälle bei einer praktischen Implementierung durch den resultierenden Arbeitspunkt der Schaltung. Für HF-Schaltungen ist ein höherer Arbeitspunktstrom zu bevorzugen, um eine höhere Verstärkung zu erreichen. Deshalb ist der Parameterraum mit $x_0 > x_{\max}$ zu bevorzugen.

Innerhalb der betrachteten Hälfte sind in Abbildung 3.23 zwei Maxima der Amplitude der sechsten Harmonischen erkennbar. Das erste Maximum liegt bei $x_0 = 0,5$, $x_{\max} = 0$ und entspricht einer zu 50 % abgeschnittenen unteren Halbwelle und zu 100 % abgeschnittenen oberen Halbwelle. Das zweite Maximum bei $x_0 = 0,87$, $x_{\max} = 0,5$ weist eine geringfügig niedrigere Amplitude auf und entspricht der in Abbildung 3.22 dargestellten Variante von $x(t)$.

Betrachtet man nur die Amplitude der sechsten Harmonischen, ist das erstgenannte Maximum aufgrund seiner höheren Amplitude zu bevorzugen. Allerdings zeigt sich ein wesentlicher Vorteil des zweiten Maximums, wenn ebenfalls die Amplituden der benachbarten vierten und achten Harmonischen verglichen werden, wie in Abbildung 3.24 dargestellt. Beide fraglichen Maxima haben gemeinsam, dass jeweils einer der Parameter den Wert 0,5 annimmt. Aufgrund der Symmetrie in Abbildung 3.23 lassen sich beide Maxima mit dem dargestellten Funktionsverlauf über x_0 mit $x_{\max} = 0,5$ analysieren, obwohl eigentlich erstens x_{\max} mit $x_0 = 0,5$ und zweitens x_0 mit $x_{\max} = 0,5$ analysiert werden müsste. So lassen sich in Abbildung 3.24 beide fraglichen Maxima zusammen mit den Amplituden der vierten und achten Harmonischen direkt vergleichen. Es wird sichtbar, dass im ersten Maximum bei $x_0 = 0$ auch die beiden benachbarten Harmonischen ein Maximum ihrer Amplituden aufweisen. Hingegen liegt das zweite Maximum der sechsten Harmonischen dicht neben den Minima bzw. Nullstellen beider benachbarten Harmonischen.

Als Fazit dieser Signalanalyse lässt sich feststellen, dass die Wahl beider *Clipping*-Schwellen erheblichen Einfluss auf die Erzeugung der Harmonischen hat und dieser Einfluss unterschiedlich auf die jeweiligen Harmonischen wirkt. Es wurde festgestellt, dass mit $x_0 \approx 0,9$ und $x_{\max} = 0,5$ eine starke sechste Harmonische mit gleichzeitig stark gedämpfter vierter und achter Harmonischer erzeugt werden kann, was für einen Frequenzversechsfacher mit *push-push*-Architektur ideal ist.

Implementierung des einstellbaren Clipping mit einer Kaskode

Zur schaltungstechnischen Realisierung frei einstellbarer *Clipping*-Schwellen für die untere und obere Halbwelle eines Ausgangssignals kann eine Kaskode verwendet werden. In Abbildung 3.25 sind zwei Kaskoden mit einem gemeinsamen Kollektorknoten zur Addition beider Kollektorströme dargestellt. Zusammen mit den Gleichungen 3.11 und 3.12 ist die gegenläufige Eingangssteuerung beider Hälften mit einem symmetrischen

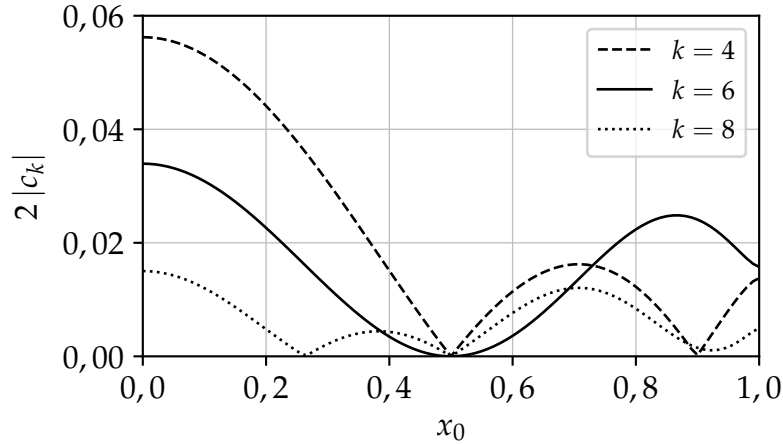


Abbildung 3.24.: Berechnete Amplituden der vierten, sechsten und achten Harmonischen als Funktion von x_0 für $x_{\max} = 0,5$ [Rie1].

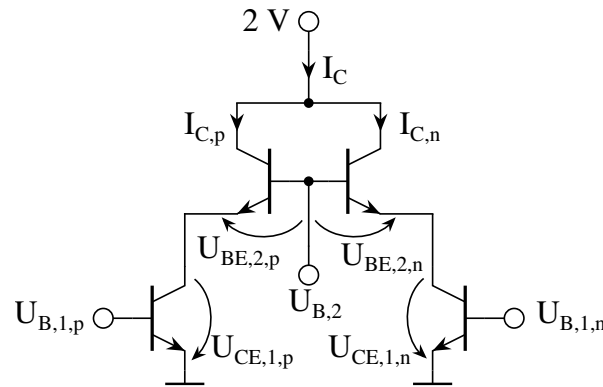


Abbildung 3.25.: Zwei Kaskoden in *push-push*-Anordnung mit verbundenen Kollektoren [Rie1].

Spannungssignal an den Basisklemmen $U_{B,1,p}$ und $U_{B,1,n}$ definiert [Rie1].

$$U_{B,1,p} = U_{B,1} + \hat{U}_e \cos(\omega_1 t) \quad (3.11)$$

$$U_{B,1,n} = U_{B,1} - \hat{U}_e \cos(\omega_1 t) \quad (3.12)$$

Die Indices p und n bezeichnen das inphasige Signal als positiven Teil und das gegenphasige Signal als negativen Teil des symmetrischen Eingangssignals mit der jeweiligen Amplitude \hat{U}_e und dem Gleichanteil $U_{B,1}$. Wie von der *push-push*-Architektur bekannt ist [83] und leicht aus der Spektrumsanalyse der Kollektorströme hergeleitet werden kann, weisen die k -ten Harmonischen in $I_{C,p}$ und $I_{C,n}$ infolge der gegenphasigen Aussteuerung eine Phasendifferenz von $k\pi$ auf, sodass sich ungerade Harmonische bei der Addition im Kollektorknoten zum gemeinsamen Kollektorstrom auslöschen. Unter der Annahme idealer Symmetrie der Aussteuerung und der Schaltung enthält $I_C = I_{C,p} + I_{C,n}$ deshalb ausschließlich gerade Harmonische.

Der Gleichanteil $U_{B,1}$ bestimmt den Arbeitspunkt beider Kaskoden und stellt damit in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude den Leitungswinkel (*conduction angle*), d.h.

3. Frequenzmultiplizierer

die untere *Clipping*-Schwelle der Kollektorströme ein. Die zweite Basisspannung $U_{B,2}$ an den Basen der oberen Transistoren wird dazu verwendet, die Kollektor-Emitter-Spannungen $U_{CE,1,p/n}$ der unteren Transistoren einzustellen [Rie1]:

$$U_{CE,1,p/n} = U_{B,2} - U_{BE,2,p/n}. \quad (3.13)$$

Da sich die Basis-Emitter-Spannungen der verwendeten HBT (*heterojunction bipolar transistor*) aufgrund der exponentiellen Transferkennlinie nur geringfügig mit dem Kollektorstrom ändern und für mäßige Aussteuerungen näherungsweise als konstant angenommen werden können, kann $U_{CE,1,p/n} \sim U_{B,2}$ approximiert werden.

Eine Reduktion von $U_{CE,1,p/n}$ mittels $U_{B,2}$ kann ausgenutzt werden, um die unteren Transistoren im Sättigungsbereich zu betreiben ($U_{CE,1,p/n} < U_{CE,1,p/n,sat}$). Im Sättigungsbereich wird der Kollektorstrom von U_{CE} begrenzt und kann nicht mehr in exponentieller Weise mit U_{BE} ansteigen. Dieses Verhalten der Transistoren kann man zum gezielten *Clipping* von Teilen der oberen Halbwelle des Kollektorstroms ausnutzen, wobei die Schwelle in Abhängigkeit von der Aussteuerung \hat{U}_e durch $U_{B,2}$ eingestellt werden kann.

Eine Modellierung dieses Effekts zur mathematischen Signalanalyse erfordert Großsignal-Ersatzschaltungen des HBT, z.B. das Ebers-Moll-Modell [84]. Selbst mit starken Vereinfachungen der Ersatzschaltung ist die analytische Berechnung der Fourier-Koeffizienten des Kollektorstroms aus den nichtlinearen Gleichungen sehr aufwendig und unpraktikabel, während die Ergebnisse aufgrund der Näherungen trotzdem ungenau sein werden. Insbesondere bei hohen Frequenzen im Millimeterwellenbereich kann der Einfluss der Transistorparasitäten nicht ohne einen erheblichen Verlust an Genauigkeit vernachlässigt werden. Verbesserte Kompaktmodelle der HBT modellieren möglichst viele dieser parasitären Elemente und erzielen dadurch eine hohe Genauigkeit auch bei hohen Frequenzen. Sie sind deshalb jedoch für analytische Berechnungen ungeeignet und sollten stattdessen mit Schaltungssimulatoren verwendet werden, die für diesen Zweck entwickelt wurden und die nichtlinearen Gleichungen numerisch lösen. Für die für den Entwurf verwendeten HBT werden zwei verschiedene Kompaktmodelle von IHP bereitgestellt: *VBIC* [85] und *HICUM* [86].

Als Startpunkt der Untersuchungen zur Umsetzung der zuvor beschriebenen einstellbaren *Clipping*-Schwellen sind in Abbildung 3.26 die Ergebnisse einer DC-Analyse mit *VBIC* und *HICUM* dargestellt. Es wird der Anstieg des Kollektorstroms $I_{C,p}$ der linken Kaskode aus Abbildung 3.25 über der Arbeitspunktspannung $u_{B,1}$ und in Abhängigkeit der oberen Basisspannung $U_{B,2}$ betrachtet. Da es sich um eine DC-Simulation handelt, gibt es keine Aussteuerung der Kaskoden ($\hat{U}_e = 0$). Für $U_{B,1} < 850$ mV ist unabhängig von $U_{B,2}$ ein näherungsweise exponentieller Anstieg des Kollektorstroms erkennbar; der untere Transistor der Kaskode arbeitet im vorwärts-aktiven Bereich. Mit steigendem Kollektorstrom durch Erhöhung von $U_{B,1} > 850$ mV zeigt sich der Effekt von $U_{B,2}$ auf den Verlauf des Anstiegs. Für $U_{B,2}$ arbeitet der untere Transistor auch für höhere Ströme bis circa 4 mA im vorwärts-aktiven Bereich und steigt näherungsweise exponentiell mit $U_{B,1}$. Mit kleinerem $U_{B,2}$ erreicht der untere Transistor immer früher die Grenze zum Sättigungsbereich, sodass der Kollektorstrom ab diesem Punkt nicht weiter exponentiell ansteigen kann und abflacht. Dabei beeinflusst $U_{B,2}$ sowohl den Wert von $U_{B,1}$, bei dem der Sättigungsbereich erreicht wird, als auch die abgeflachte Steigung und den

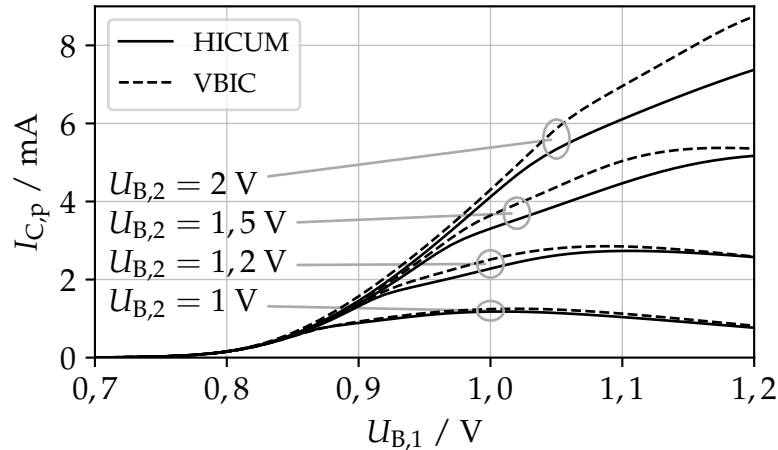


Abbildung 3.26.: DC-Simulation des Kollektorstroms $I_{C,p}$ der linken Kaskode (siehe Abbildung 3.25) in Abhängigkeit der Arbeitspunkt-Basissspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ [Rie1].

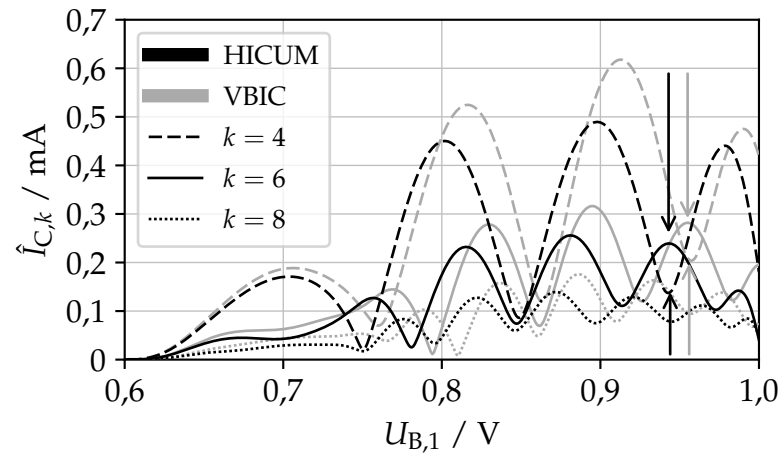
Maximalwert des Kollektorstroms. Weiterhin sind geringfügige Unterschiede zwischen den Ergebnissen beider Kompaktmodelle erkennbar.

Die zuvor durchgeführte Fourier-Analyse basiert auf der Annahme eines idealen *Clipping*, d.h. mit scharfen, abrupten Begrenzungen. Die zugehörige ideale Übertragungsfunktion zwischen dem ursprünglichen Signal und seiner abgeschnittenen Variante ist eine ideale Gerade mit einer einstellbaren unteren und oberen Schwelle, bei denen ein scharfer Übergang auf eine Steigung von Null stattfindet. Vergleicht man diese ideale Übertragungsfunktion mit den Ergebnissen der DC-Simulation aus Abbildung 3.26, so weichen die Simulationen zwar deutlich vom Idealfall ab, dennoch sind untere und obere Schwellen erkennbar, an denen die Steigung zu Null wird. Zwischen den Schwellen ist der Anstieg zwar nichtlinear, aber dennoch monoton steigend. Besonders der dargestellte Fall für $u_{B,2} = 1,2\text{ V}$ ähnelt dem idealen Verlauf. Darüber hinaus berücksichtigt die durchgeführte DC-Simulation keinerlei parasitäre Reaktanzen der HBT, sodass die Ergebnisse im Falle eines hochfrequenten Eingangssignals noch stärker vom Idealfall abweichen werden. Als Beispiel seien die überschüssigen Ladungsträger in der Basis des Transistors im Sättigungsbetrieb genannt, die erheblichen Einfluss auf den Signalverlauf an der oberen *Clipping*-Schwelle haben.

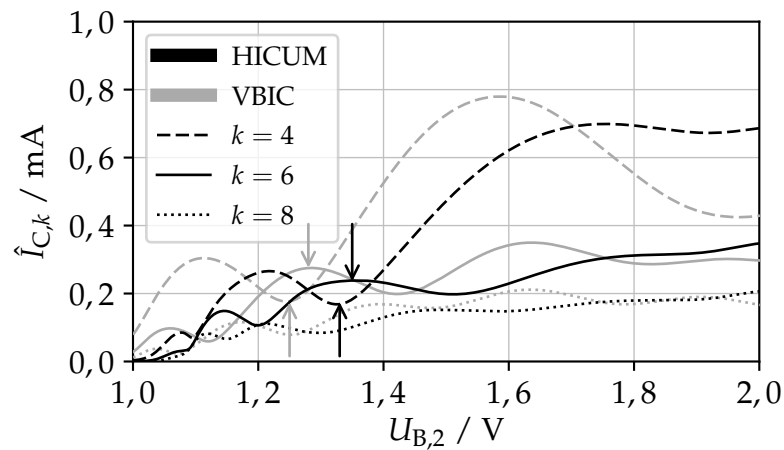
Um diese Effekte genauer zu untersuchen, werden mit der Schaltung aus Abbildung 3.25 *Harmonic Balance (HB)*-Simulationen durchgeführt, die dank der umfangreichen Kompaktmodelle *VBIC* und *HICUM* sowohl die nichtlinearen Kennlinien als auch die wesentlichen parasitären Elemente enthalten. Dazu wurden die gegenläufigen (symmetrischen) Eingangssignale $U_{B,1,p/n}$ mit einer festen Amplitude von $\hat{U}_e = 190\text{ mV}$ angesteuert und das resultierende Spektrum der Kollektorströme in Abhängigkeit der Arbeitspunktspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ analysiert. Im Hinblick auf die Anwendung als Frequenzversechsfacher zur Erzeugung eines 190 GHz-Signals wurde die Eingangsfrequenz auf $f_1 = 32\text{ GHz}$ eingestellt.

Abbildung 3.27a zeigt den erwarteten Effekt von $U_{B,1}$ auf die Erzeugung der jewei-

3. Frequenzmultiplizierer



(a)

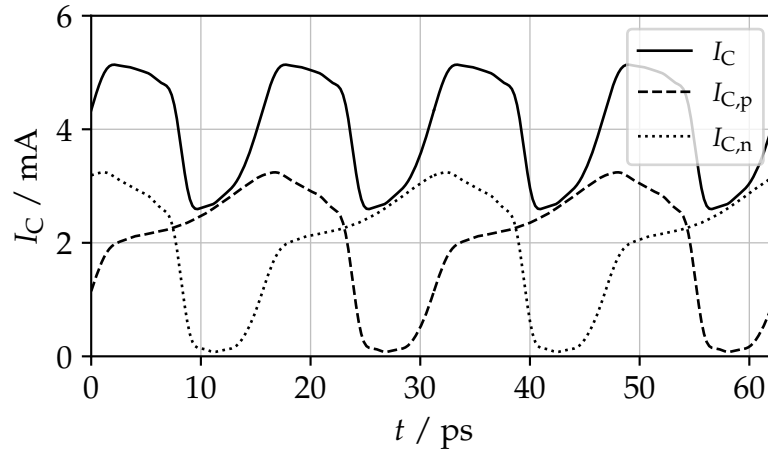


(b)

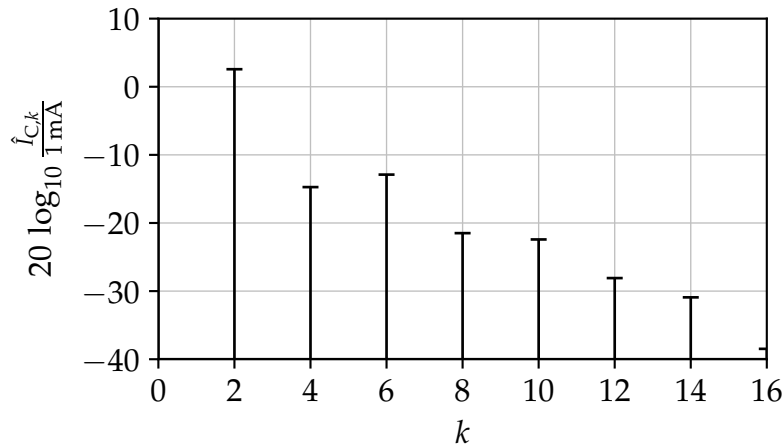
Abbildung 3.27.: Amplituden der vierten, sechsten und achten Harmonischen des addierten Kollektorstroms I_C aus HB-Simulationen bei $f_1 = 32 \text{ GHz}$ mit den *VBIC*- und *HICUM*-Kompaktmodellen der HBT [Rie1]. a) In Abhängigkeit von $U_{B,1}$ mit $U_{U,2} = 1,3 \text{ V}$. b) In Abhängigkeit von $U_{B,2}$ mit $U_{B,1} = 0,95 \text{ V}$.

ligen Harmonischen im addierten Kollektorstrom I_C . Verglichen mit Ergebnissen der idealen Analyse aus Abbildung 3.24 zeigen sich ähnliche Ausprägungen lokaler Maxima der Amplitude der sechsten Harmonischen in Abhängigkeit von $U_{B,1}$. Desweiteren fallen diese Maxima bei $U_{B,1} \approx 0,95 \text{ V}$ in Einklang mit der idealen Analyse teilweise mit Minima der benachbarten vierten und achten Harmonischen zusammen (markiert mit Pfeilen), während an anderen Stellen alle betrachteten Harmonischen eine große Amplitude aufweisen. Die Simulationen mit *VBIC* und mit *HICUM* liefern qualitativ sehr ähnliche Ergebnisse.

Auf gleiche Weise sind die drei benachbarten geraden Harmonischen in Abbildung



(a)



(b)

Abbildung 3.28.: HB-Simulation der Kollektorströme bei $f_1 = 32 \text{ GHz}$ und $\hat{U}_e = 190 \text{ mV}$ unter Verwendung des HICUM-Kompaktmodells mit $U_{B,1} = 0,95 \text{ V}$ und $U_{B,2} = 1,3 \text{ V}$ [Rie1]. a) Zeitsignale von $I_{C,p}$, $I_{C,n}$ und ihrer Summe I_C . b) Amplitudenspektrum von I_C in logarithmischer Skala.

3.27b in Abhängigkeit von $U_{B,2}$ für $U_{B,1} = 0,95 \text{ V}$ dargestellt. Auch hier zeigt sich die erwartete Abhängigkeit der Amplituden von der durch $U_{B,2}$ eingestellten oberen *Clipping*-Schwelle. Während die Amplitude der gewünschten sechsten Harmonischen nur geringfügig auf Änderungen von $U_{B,2}$ reagiert, lässt sich besonders die Amplitude der vierten Harmonischen stark dämpfen, wie an den mit Pfeilen markierten Stellen sichtbar ist. Auch in dieser Simulation liefern beide Kompaktmodelle qualitativ ähnliche Ergebnisse und unterscheiden sich hauptsächlich durch eine Verschiebung entlang $U_{B,2}$.

Für die markierten Optima zur Erzeugung der sechsten Harmonischen mit $U_{B,1} = 0,95 \text{ V}$ und $U_{B,2} = 1,3 \text{ V}$ sind die zugehörigen Zeitsignale der Kollektorströme in Abbildung 3.28 aus einer HB-Simulation mit *HICUM* dargestellt. In dem Amplitudenspek-

3. Frequenzmultiplizierer

trum des addierten Kollektorstroms I_C ist noch einmal genauer erkennbar, dass durch die Optimierung der *Clipping*-Schwellen mittels $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ eine vergleichsweise hohe Amplitude der sechsten Harmonischen bei gleichzeitiger Dämpfung der benachbarten Harmonischen möglich ist.

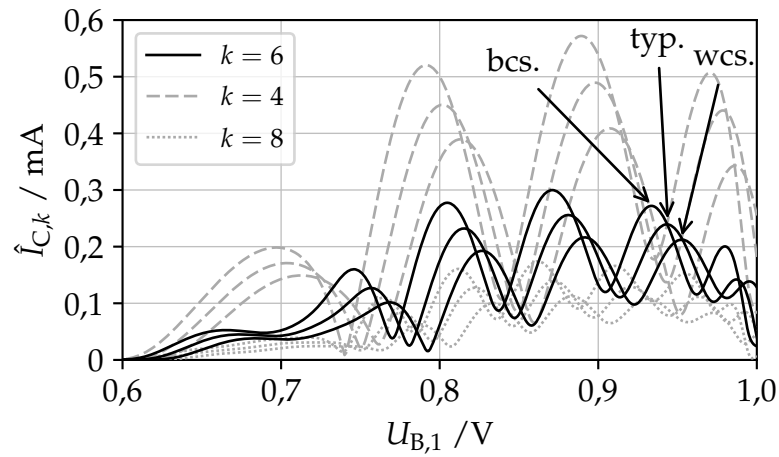
Schließlich wird der Einfluss von Variationen der Prozessparameter, der Versorgungsspannung und der Temperatur (*Process, Voltage, Temperature (PVT) Variations*) auf die Optima von $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ zur Erzeugung der sechsten Harmonischen untersucht. Zur besseren Übersichtlichkeit und weil die Ergebnisse beider Kompaktmodelle sehr ähnliche Ergebnisse liefern, zeigen die Abbildungen 3.29 nur die Ergebnisse mit *HICUM*. In Abbildung 3.29a ist zunächst eine Verschiebung der Optima bezüglich $U_{B,1}$ bei Variation der Prozessparameter der HBT dargestellt. Eine ähnliche Verschiebung ist auch in Abbildung 3.29b in Abhängigkeit der Temperatur erkennbar. Von Vorteil ist hierbei, dass sich die lokalen Minima der Amplituden der vierten und achten Harmonischen in gleicher Weise wie die sechste Harmonische verschieben. Dies ist sowohl für die Variationen der Prozessparameter, als auch für die Variation der Temperatur der Fall, auch wenn Abbildung 3.29b zur besseren Übersicht lediglich die Amplituden der sechsten Harmonischen zeigt. Desweiteren ist in Abbildung 3.29c eine schwache lineare Abhängigkeit von der Versorgungsspannung erkennbar. Bei einer Abweichung um 250 mV vom Nominalwert bei $U_{CC,0} = 2\text{ V}$ beträgt die relative Änderung der dargestellten Amplituden weniger als 5 %.

Als Fazit dieser Simulationen der Schaltung aus Abbildung 3.25 lässt sich feststellen, dass die Simulationsergebnisse unabhängig vom verwendeten Kompaktmodell die Umsetzbarkeit des zuvor als ideal betrachteten asymmetrischen *Clipping* zur direkt Erzeugung der sechsten Harmonischen mittel zweier Kaskoden in *push-push*-Anordnung bestätigen. In qualitativer Übereinstimmung mit der idealen Signalanalyse zeigten sich in den Schaltungssimulationen ähnliche Optima für die untere und die obere *Clipping*-Schwelle, die in der vorgeschlagenen Kaskoden-Schaltung mittels der Arbeitspunkt-Basissspannungen $U_{B,1} \approx 0,95\text{ V}$ und $U_{B,2} \approx 1,3\text{ V}$ eingestellt werden können. Die tatsächlichen Optima beider Arbeitspunktspannungen werden von beiden Kompaktmodellen unterschiedlich berechnet und unterliegen darüber hinaus den PVT-Variationen. Ähnliche Unterschiede in den Großsignal-Simulationsergebnissen von *VBIC* und *HICUM* unter dem Einfluss starker nichtlinearer Effekte, wie sie auch in diesem Frequenzversechsfacher ausgenutzt werden, wurden bereits in anderen Untersuchungen festgestellt. In [87] wurde dazu der mit *VBIC* und *HICUM* simulierte Intermodulationspunkt dritter und fünfter Ordnung mit den Messergebnissen eines HF-Verstärkers verglichen. Dabei zeigten sich bessere Übereinstimmungen mit den *HICUM*-Simulationsergebnissen.

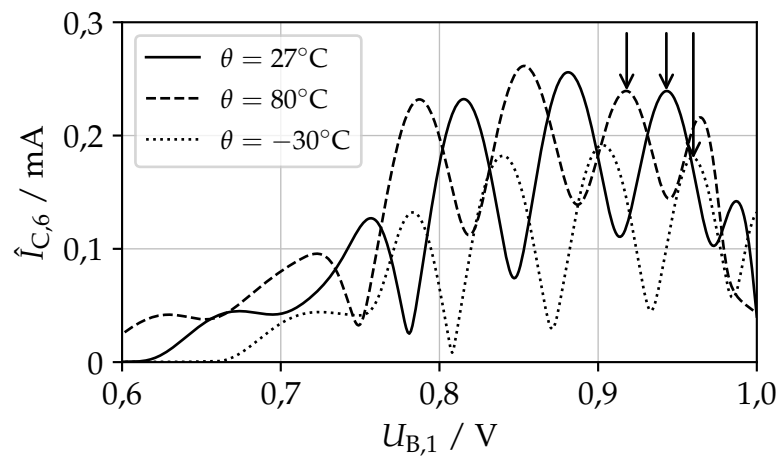
Entwurf eines Prototypen

Zur Validierung des beschriebenen *Clipping*-Ansatzes wurde ein Prototyp-Chip in der Technologie *SG13G2* von IHP hergestellt. Diese 130 nm-BiCMOS-Technologie bietet HBT mit maximalem $f_t = 300\text{ GHz}$ und $f_{\max} = 450\text{ GHz}$ und ist damit für den Entwurf von Millimeterwellenschaltungen geeignet. Die HBT haben eine Emitterfläche von $A_E = N_X \cdot 70\text{ nm} \cdot 900\text{ nm}$, wobei N_X ein wählbarer ganzzahliger Größenmultiplikator ist, der in den nachfolgenden Schaltplänen für jeden Transistor eingezeichnet ist.

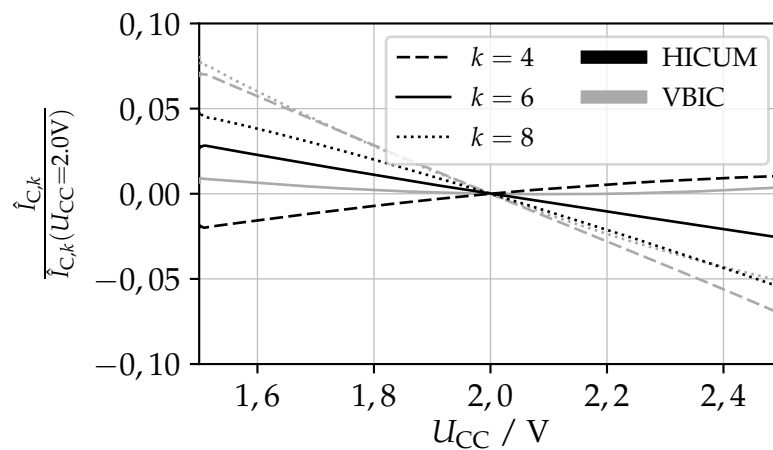
In Abbildung 3.30 ist das Blockdiagramm des Frequenzversechsfachers dargestellt.



(a)



(b)



(c)

Abbildung 3.29.: HB-Simulationen von I_C mit HICUM für $f_1 = 32\text{ GHz}$, $\hat{U}_e = 190\text{ mV}$ und $U_{B,2} = 1,3\text{ V}$ [Rie1]. a) Einfluss von Prozessvariationen der HBT (*best-case (bcs.)*, *typical (typ.)*, *worst-case (wcs.)*). b) Einfluss der Temperatur θ . c) Einfluss der Vorsorgungsspannung U_{CC} .

3. Frequenzmultiplizierer

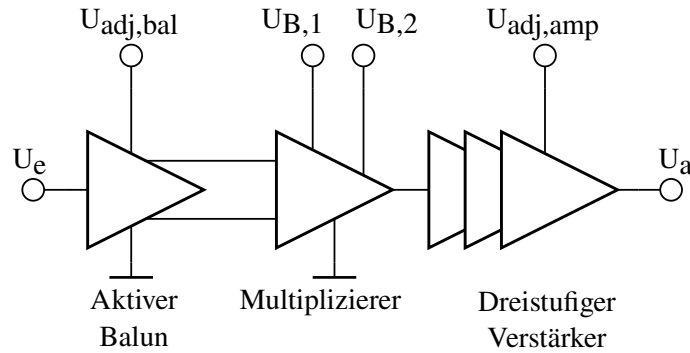


Abbildung 3.30.: Blockdiagramm des Frequenzmultiplizierers mit integriertem *Balun* und Ausgangsverstärker [Rie1].

Neben den zuvor analysierten symmetrisch angesteuerten Kaskoden als *push-push*-Schaltung zur Erzeugung der sechsten Harmonischen bei rund 190 GHz ist auch ein aktiver *Balun* zur Erzeugung des symmetrischen Signals aus einem unsymmetrischen Eingangssignal und ein 190 GHz-Ausgangsverstärker integriert. Die Zuführung eines symmetrischen Eingangssignals mittels Bonddrähten ist zwar wegen der virtuellen Signalmasse einfacher zu realisieren, ist jedoch auch eine potentielle Quelle von Asymmetrien, die die Unterdrückung von ungeraden Harmonischen in der *push-push*-Stufe vermindern würden und deshalb zu vermeiden sind. Desweiteren wird ein Pegel der Ausgangsleistung mit den Ausgangsverstärker auf rund -5 dBm erhöht, um das Signal direkt als LO-Signal für einen Mischer verwenden zu können. Dieser LO-Pegel wurde für einen Gilbert-Mischer in der gleichen Halbleitertechnologie definiert [88].

Eingangsanpassung und aktiver Balun

Die Schaltung des verwendeten aktiven *Balun* ist in Abbildung 3.31 dargestellt und entspricht der zuvor in Kapitel 3.2 für den Frequenzverdoppler verwendeten Schaltung aus Abbildung 3.14a. Lediglich die Spannungsversorgung wurde in eine 2,3 V-Schiene für die Basisstufe am Eingang und eine 3,3 V-Schiene für das Differenzpaar aufgetrennt. Dadurch ist eine separate Untersuchung der Versorgungsströme beider Stufe möglich, während der zuvor verwendete Spannungsabfall einer Diode zur Reduktion der 3,3 V auf 2,3 V weiterhin auch extern realisiert werden kann.

Push-Push-Multiplizierer

Die zuvor für die Signalanalyse betrachtete *push-push*-Kaskodenstufe aus Abbildung 3.25 wird für die Verwendung im Prototypen um eine weitere gemeinsame Basisstufe am Ausgang und einem Anpassungsnetzwerk erweitert, wie in Abbildung 3.32 dargestellt ist. Das Netzwerk zur Ausgangsanpassung wird auch für die Zuführung der Versorgungsspannung verwendet. Zur Einstellung der unteren *Clipping*-Schwelle wird die Arbeitspunkt-Basisspannung $U_{B,1}$ über 10 k Ω -Serienwiderstände angelegt und so zum gleichanteilsfreien Eingangssignal aus dem aktiven *Balun* addiert. Die zweite Einstellspannung $U_{B,2}$ für die obere *Clipping*-Schwelle wird wie zuvor direkt an die obere Basis gelegt.

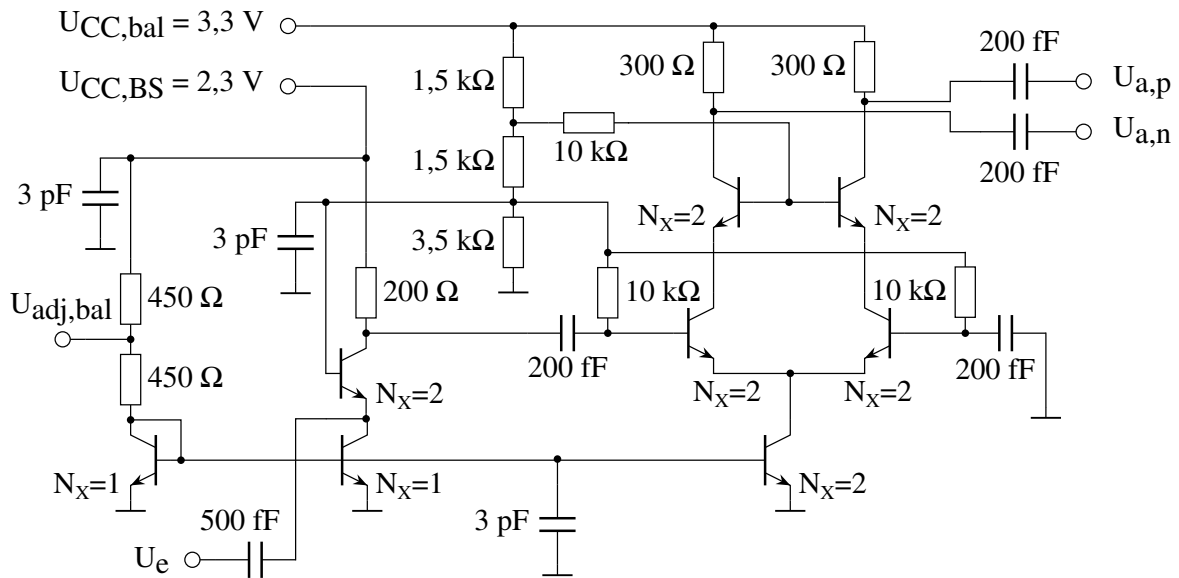


Abbildung 3.31.: Schaltung des aktiven *Balun* zur Erzeugung des Eingangssignals für den Frequenzmultiplizierer [Rie1].

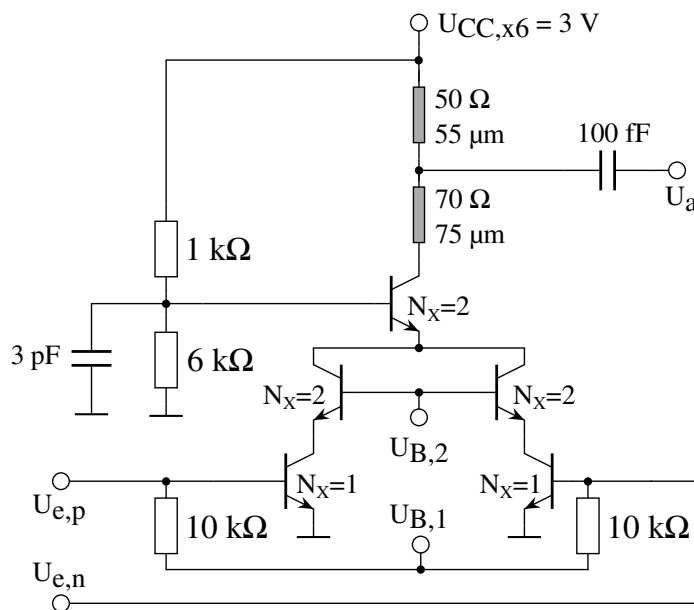


Abbildung 3.32.: Schaltung des *push-push*-Frequenzmultiplizierers mit Leitungsnetzwerk zur Impedanzanpassung [Rie1].

3. Frequenzmultiplizierer

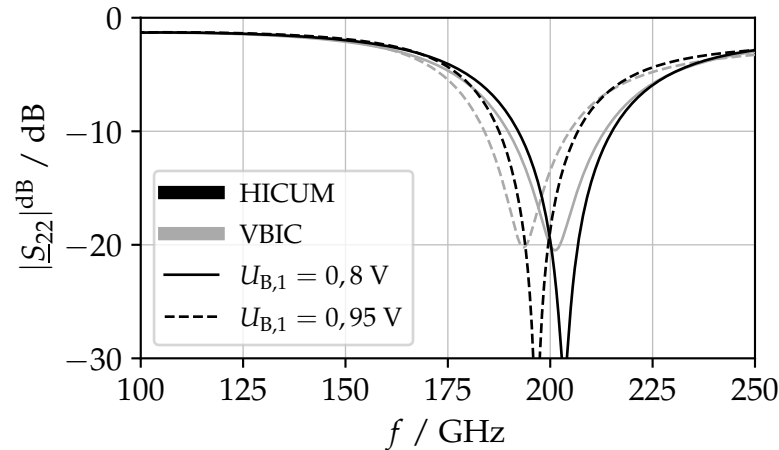


Abbildung 3.33.: Simulierter Ausgangsreflexionsfaktor des *push-push*-Multiplizierers, belastet mit der $70\ \Omega$ -Zwischenimpedanz am Ausgang [Rie1].

Da der *push-push*-Multiplizierer zusammen mit einem Ausgangsverstärker integriert werden soll, muss die gemeinsame Impedanz zwischen beiden Teilschaltungen nicht den üblichen $50\ \Omega$ entsprechen. Da beide Teilschaltungen einen relativ hohen Ausgangs- bzw. Eingangswiderstand aufweisen, wurde $70\ \Omega$ als Zwischenimpedanz ausgewählt. Während eine noch höhere Zwischenimpedanz sinnvoll wäre, muss die Impedanz auch mit Leitungen realisierbar sein. Mit den Entwurfsregeln der verwendeten Technologie sind Leitungsimpedanzen bis circa $70\ \Omega$ problemlos herzustellen, weshalb dieser Wert ausgewählt wurde.

In Abbildung 3.33 ist der simulierte Ausgangsreflexionsfaktor an der $70\ \Omega$ -Zwischenimpedanz dargestellt. In Abhängigkeit des durch $U_{B,1}$ eingestellten Arbeitspunktes verändert sich auch die Ausgangsimpedanz der Schaltung und damit die Ausgangsanpassung. Außerdem sind geringfügige Unterschiede zwischen den Ergebnissen beider Kompaktmodelle erkennbar. Der Einfluss von $U_{B,2}$ ist jedoch vernachlässigbar und deshalb nicht dargestellt. Mit einer Mittenfrequenz der Anpassung bei rund $200\ \text{GHz}$ dient das Anpassungsnetzwerk als Bandpassfilter zur zusätzlichen Dämpfung unerwünschter Harmonischer. Insbesondere für die zweite Harmonische bei rund $60\ \text{GHz}$ beträgt die simulierte Dämpfung etwa $20\ \text{dB}$.

Ausgangsverstärker

Zur Verstärkung des $190\ \text{GHz}$ -Ausgangssignals des Frequenzversechsfachers auf den angestrebten Pegel von rund $-5\ \text{dBm}$ wird ein dreistufiger Verstärker integriert, dessen Schaltplan in Abbildung 3.34 dargestellt ist. Zur Erhöhung der Verstärkung besteht jede Stufe aus einer Kaskode mit einer zusätzlichen gestapelten Basisstufe und einer kurzen $70\ \Omega$ -Serienleitung [89]. Mit einer gemeinsamen Versorgungsspannung von $3\ \text{V}$ beträgt die DC-Leistungsaufnahme der Verstärkerkette $36\ \text{mW}$. Zur Arbeitspunkteinstellung wird der gemeinsame $1,6\ \text{mA}$ -Referenzstrom mit einem Multiplikator von zwei in jede Stufe gespiegelt. Dieser Multiplikator wird über die Gewichtung der Transistor-

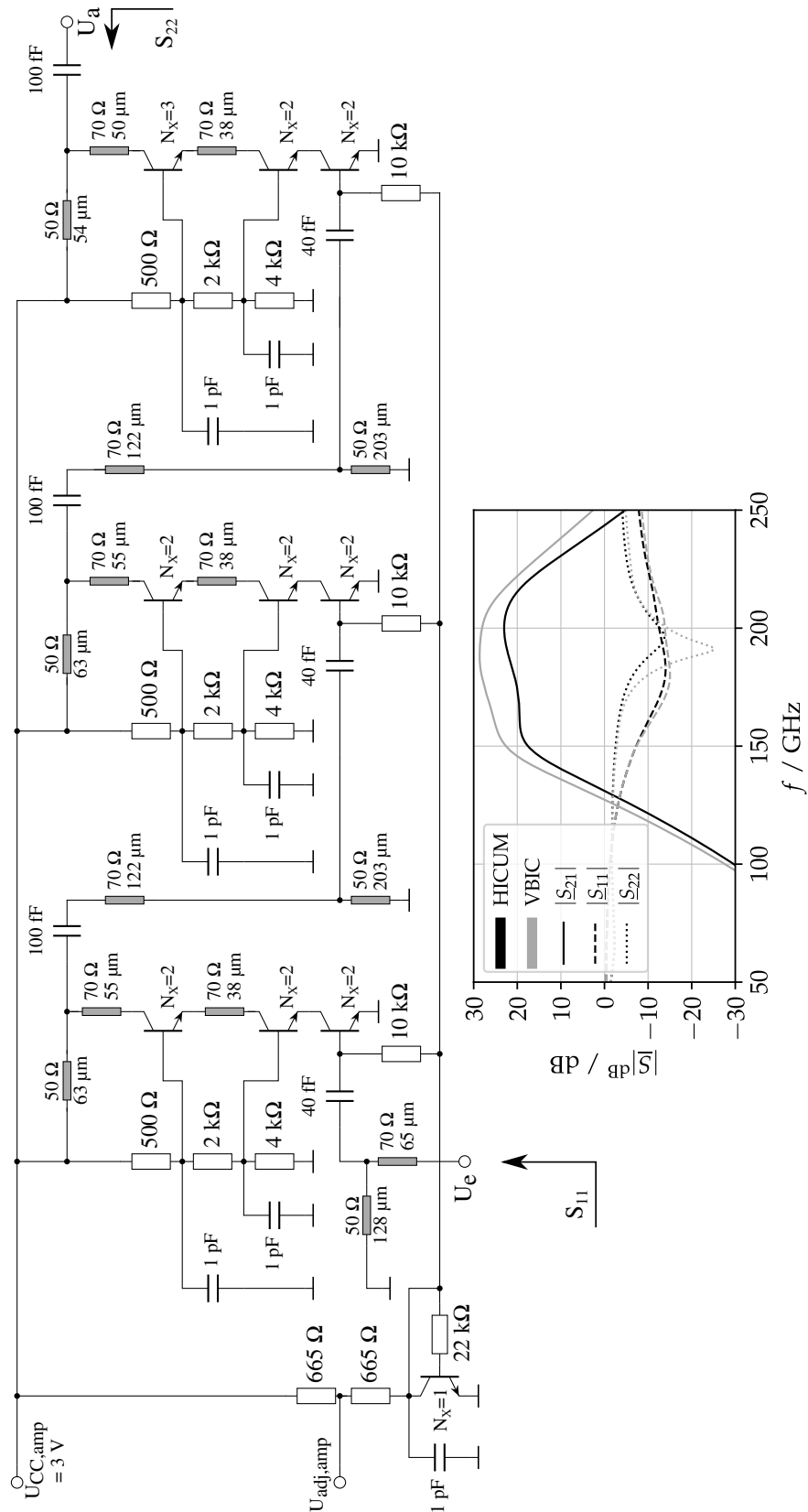


Abbildung 3.34.: Schaltung des 200 GHz-Ausgangsverstärkers und die zugehörigen simulierten Frequenzgänge der Streuparameter [Rie1].

3. Frequenzmultiplizierer

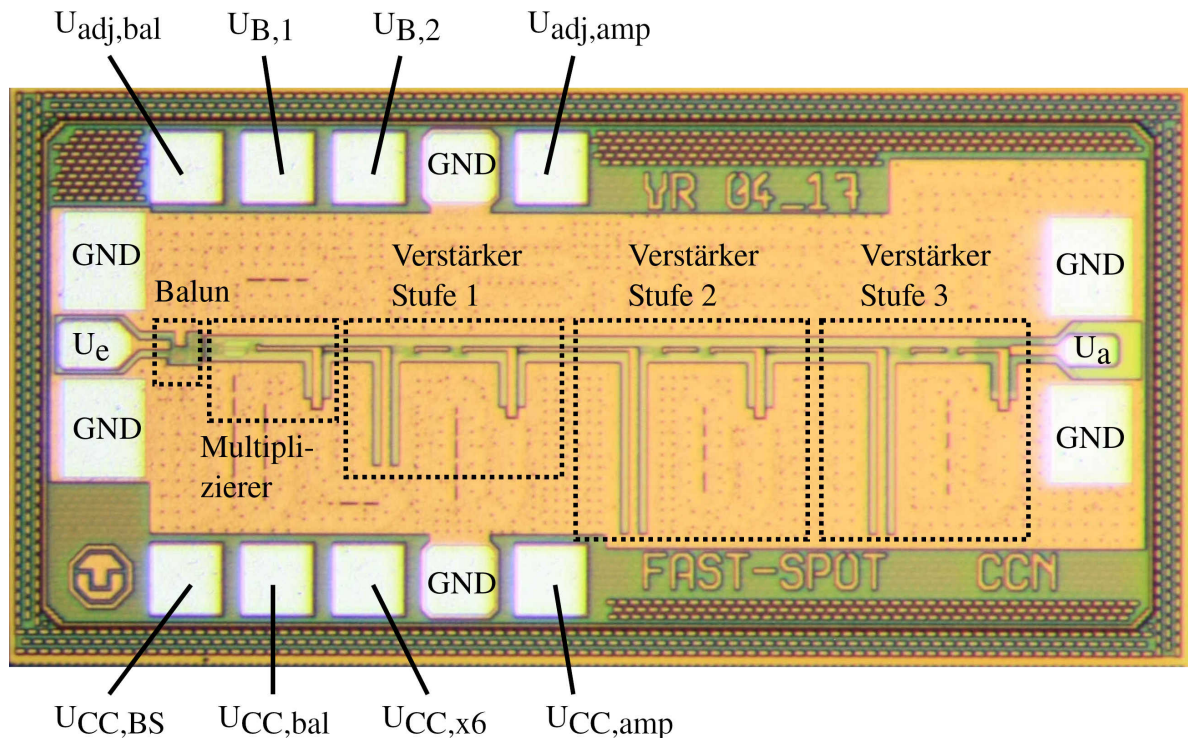


Abbildung 3.35.: Foto des hergestellten Frequenzmultiplizierer-Chips (Chipfläche $A_{Chip} = 1275 \mu\text{m} \cdot 612 \mu\text{m}$) [Rie1].

größen und der Basiswiderstände erzielt.

Ebenfalls in Abbildung 3.34 sind die simulierten Kleinsignalvorwärtsverstärkungen und die Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren mit beiden Kompaktmodellen dargestellt. Dabei entspricht die Generatorimpedanz am Eingang der Zwischenimpedanz von 70Ω und die Lastimpedanz am Ausgang den üblichen 50Ω . Mit beiden Modellen beträgt die Mittenfrequenz des Passbandes rund 180 GHz , während sich die Werte für die maximale Verstärkung und für die Bandbreite unterscheiden. Darüber hinaus werden die Werte für die Verstärkung stark von den Prozessparametern bestimmt, wobei die Verkettung mehrerer Stufen die Empfindlichkeit potenziert. Dennoch ist der Verstärker geeignet, das Ausgangssignal auf den gewünschten Pegel zu verstärken und ebenfalls eine signifikante Dämpfung von unerwünschten Harmonischen einzufügen.

Messergebnisse

Ein Foto des hergestellten Prototypen-Chips ist in Abbildung 3.35 dargestellt. Die im Folgenden präsentierten Messergebnisse wurden im Labor auf einem Waferprober erfasst, wo der Chip mit Messnadeln kontaktiert wurde.

Zunächst wurden die Reflexionsfaktoren am Eingang und Ausgang des Chips mit einem Netzwerkanalysator für Frequenzen zwischen 1 GHz und 67 GHz gemessen. Dieser Messbereich ist lediglich für den Eingang ausreichend, der bei Frequenzen von weniger als 50 GHz betrieben werden soll. Wie in Abbildung 3.36 dargestellt ist, beträgt der gemessene Eingangsreflexionsfaktor weniger als -10 dB für Signale oberhalb von 13 GHz und ist damit gut an 50Ω angepasst. Außerdem sind für den Eingang nur ge-

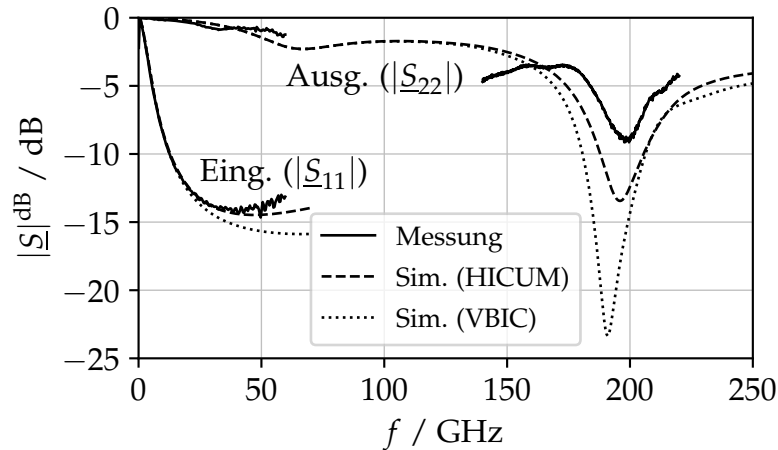


Abbildung 3.36.: Gemessene und simulierte Reflexionsfaktoren am Eingang und Ausgang des Chips ($Z_{\text{ref}} = 50 \Omega$) [Rie1].

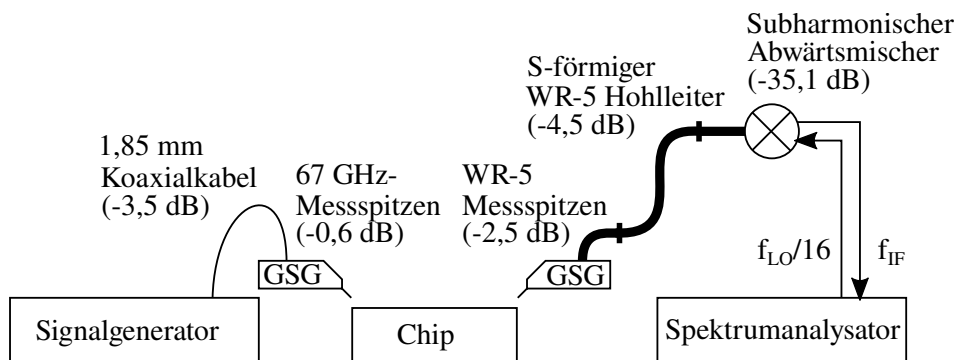


Abbildung 3.37.: Aufbau für die Messung der erzeugten Harmonischen mittels eines Abwärtsmischers zur Frequenzerweiterung des Spektrumanalysators [Rie1]. In Klammern sind die jeweiligen Verluste bei $f_1 = 30 \text{ GHz}$ bzw. $f_6 = 180 \text{ GHz}$ eingezeichnet.

ringe Abweichungen zwischen den Messergebnissen und den Simulationsergebnissen mit beiden Kompaktmodellen erkennbar. Dagegen sind die Ergebnisse aus diesem Frequenzbereich des Ausgangs von geringer Relevanz, weil ein Ausgangssignal bei rund 190 GHz erzeugt werden soll. Der Ausgangsreflexionsfaktor wurde deshalb ebenfalls mit einer G-Band-Frequenzerweiterung (*Frequency Extension Module*) am Netzwerkanalysator für Frequenzen zwischen 140 GHz und 220 GHz gemessen. Trotz einer geringfügigen Frequenzverschiebung der Mittenfrequenz ist eine mäßige, aber ausreichende Ausgangsanpassung bei 190 GHz messbar. Die Ausgangsanpassung wird im Wesentlichen von der Ausgangsverstärkerkette bestimmt, was auch an den guten Übereinstimmungen der Simulationsergebnisse der Gesamtschaltung (Abbildung 3.36) und des einzelnen Verstärkers (Abbildung 3.34) erkennbar ist.

Zur Überprüfung der berechneten und simulierten Ergebnisse aus den vorherigen Abschnitten zur Erzeugung der sechsten Harmonischen mittels einer unabhängig einstell-

3. Frequenzmultiplizierer

baren oberen und unteren *Clipping*-Schwelle wurde der Chip mit einem -16 dBm-Eingangssignal bei 30 GHz versorgt und die Ausgangsleistung bei 180 GHz in Abhängigkeit von $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ analysiert. Für die Messung des Ausgangssignals wurde ein 67 GHz-Spektrumanalysator verwendet, dessen Messbereich mittels verschiedener subharmonischer Abwärtsmischer auf 90 GHz bis 140 GHz (Hohlleiterband WR-8) und auf 140 GHz bis 220 GHz (Hohlleiterband WR-5) erweitert wurde. In Abbildung 3.37 ist der HF-Teil des Messaufbaus skizziert und die frequenzabhängigen Eingangs- bzw. Ausgangsverluste exemplarisch für $f_1 = 30$ GHz bzw. $f_6 = 180$ GHz eingezeichnet. Zur Kalibrierung des Messaufbaus wurde zunächst die an den Eingangsmessspitzen anliegende Leistung mit einem thermischen Messkopf über der Eingangsfrequenz f_1 gemessen, wodurch die frequenzabhängigen Verluste des Koaxialkabels aus den Messergebnissen entfernt werden können. Für sämtliche verwendeten Messspitzen stellt der Hersteller Messdaten der frequenzabhängigen Verluste zur Verfügung, womit auch diese Verluste aus den Messergebnissen des Chips subtrahiert wurden. In ähnlicher Weise wurden auch die Ausgangsverluste des Messaufbaus kalibriert. Für die jeweiligen Frequenzbereiche wurden dazu geeignete Signalquellen als Referenzgeneratoren verwendet und ihre frequenzabhängigen Ausgangsleistungen mit einem thermischen Messkopf bestimmt. Mit diesen bekannten Referenzsignalen wurden dann die Messwerte des Spektrumanalysators kalibriert, wobei sämtliche Verluste in den Hohlleitern, dem Mischer und den Kabeln berücksichtigt wurden.

In den Abbildungen 3.38 sind die gemessenen Abhängigkeiten der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen bei $f_6 = 180$ GHz von den Einstellspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ für ein -16 dBm-Eingangssignal bei $f_1 = 30$ GHz zusammen mit den simulierten Ergebnissen beider Kompaktmodelle dargestellt. Im Vergleich zu den Simulationsergebnissen mit typischen Prozessparametern (typ.) ist eine starke Abweichung der Messergebnisse auffällig. Vergleicht man hingegen die Simulationsergebnisse mit schlechteren Prozessparametern (wcs.), so ist die Übereinstimmung deutlich besser. Dies zeigt einerseits die bereits vorher betrachteten Abhängigkeiten der optimalen Einstellspannungen von den Prozessparametern und deutet andererseits auf Chips aus einem suboptimalen Prozessdurchlauf hin. Allerdings zeigte sich zuvor in der Analyse der Einflüsse von Prozessschwankungen in Abbildung 3.29a, dass die Position der Maxima der sechsten Harmonischen lediglich um ± 9 mV variiert. In der Messung in Abbildung 3.38a zeigt sich dagegen eine Verschiebung zwischen den typischen Prozessparametern (typ.) und den verschlechterten (wcs.) von rund 50 mV.

Desweiteren sind in Abbildung 3.38a im betrachteten Bereich von $U_{B,1}$ für $U_{B,2} = 1,35$ V zwei ausgeprägte Maxima der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen bei $U_{B,1} = 0,81$ V und $U_{B,1} = 0,92$ V erkennbar. Im Vergleich zur Analyse des Spektrums der Kollektorströme der einzelnen *push-push*-Kaskoden in den vorherigen Abschnitten hat sich die Anzahl der Maxima in der gemessenen Ausgangsleistung in Abhängigkeit von $U_{B,1}$ von vier auf zwei reduziert. Die Ursache hierfür kann einerseits in unterschiedlichen Signalarten und Randbedingungen beider Analysen gesucht werden. Zuvor wurden die Harmonischen im simulierten Kollektorstrom für ein konstantes Kollektorpotential betrachtet. Sowohl die direkte Messung des HF-Kollektorstroms, als auch die Fixierung des Kollektorpotentials während der Messung, sind in dieser Form nicht mit dem hergestellten Prototypen-Chip durchführbar. Der Kollektorknoten der *push-push*-Kaskoden ist mit Leitungen an die Zwischenimpedanz von 70Ω des Ausgangsverstärkers angepasst,

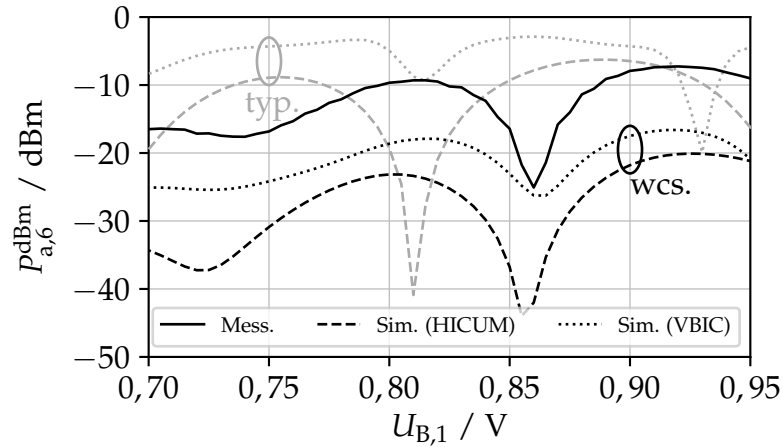
was einen großen Unterschied zu den vorherigen Simulationsbedingungen darstellt. Desweiteren enthält der Prototypen-Chip auch den aktiven *Balun* am Eingang, der die *push-push*-Kaskoden nicht mit dem zuvor betrachteten idealen sinusförmigen Spannungssignal antreibt. Diese Unterschiede können den Verlauf der erzeugten Harmonischen in Abhängigkeit der Einstellspannungen wesentlich beeinflussen, was hier sichtbar wurde. Dennoch sind diese Unterschiede nicht nur im Vergleich mit den Messergebnissen des Prototypen-Chips feststellbar, sondern können ebenso in den Simulationen der Gesamtschaltung nachvollzogen werden. Lediglich im Betrag der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen zeigen sich starke Abweichungen zu den Simulationsergebnissen von über 10 dB. Dies lässt sich durch einen stark reduzierten Verstärkungsfaktor des Ausgangsverstärkers in der Simulation mit verschlechterten Prozessparametern erklären, die die Verhältnisse aus der Messung offenbar zu pessimistisch modellieren. Dies lässt sich auch in den Vergleichen der simulierten Verstärkungsfaktoren $|S_{21}|$ des Ausgangsverstärkers beider Kompaktmodelle erkennen, die sich in Abbildung 3.34 um rund 8 dB unterscheiden.

Mit den beiden Maxima der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen bei $U_{B,1} = 0,81 \text{ V}$ und $U_{B,1} = 0,9 \text{ V}$ sind in den Abbildungen 3.38b und 3.38c die Abhängigkeiten von $U_{B,2}$ dargestellt. Auch hierbei zeigen wesentliche Übereinstimmungen in den Simulationsergebnissen mit beiden Kompaktmodellen, die im Falle verschlechterter Prozessparameter (wcs.) die gemessenen Minima und Maxima der sechsten Harmonischen reproduzieren. Hinsichtlich einer maximalen Ausgangsleistung liegt der optimale Arbeitspunkt für ein -16 dBm -Eingangssignal mit 30 GHz bei $U_{B,1} = 0,9 \text{ V}$ und $U_{B,2} = 1,3 \text{ V}$ für $f_1 = 30 \text{ GHz}$.

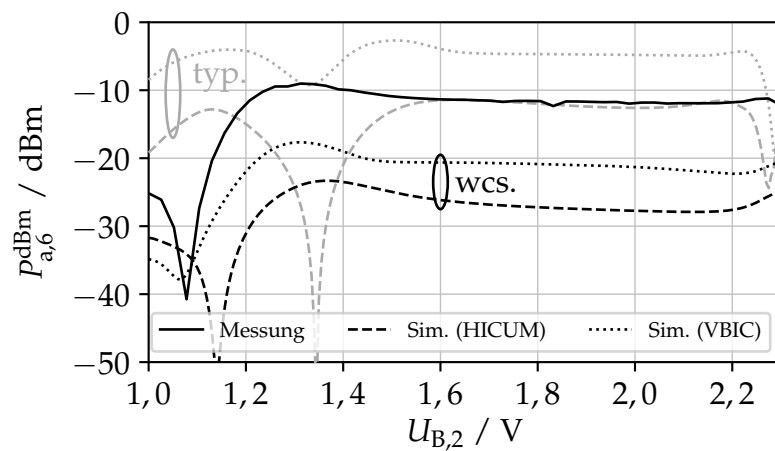
Vergleicht man insgesamt die Simulationsergebnisse mit *VBIC* und *HICUM* und die Messergebnisse, so liefern beide Kompaktmodelle sehr ähnliche Simulationsergebnisse, die im Falle der verschlechterten Prozessparameter auch die Position Maxima und Minima der sechsten Harmonischen bezüglich $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ passend abbilden. Dennoch passen die Ergebnisse mit *HICUM* insgesamt besser zu den Messergebnissen, insbesondere hinsichtlich der Ausgangsleistungen, die im Falle typischer Prozessparameter nahezu exakt die gemessene maximale Ausgangsleistung berechnet.

Mit dem ausgewählten Optimum der Einstellspannungen bei $U_{B,1} = 0,92 \text{ V}$ und $U_{B,2} = 1,3 \text{ V}$ wurde schließlich auch die Abhängigkeit der erzeugten Ausgangsleistungen der jeweiligen Harmonischen in Abhängigkeit der Eingangsfrequenz und -leistung untersucht. Beide Spektren sind in den Abbildungen 3.39 dargestellt. Obwohl die Einstellspannungen nur für die Maximierung der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen optimiert wurden, beträgt die gemessene Unterdrückung der restlichen Harmonischen bis zu 40 dB. Insbesondere wenn die Ausgangsfrequenz einer Harmonischen mittig im Passband des Anpassungsnetzwerks und des Ausgangsverstärkers liegt, ist die Unterdrückung anderer Harmonischer besonders hoch, da diese dann besonders weit außerhalb des Passbands liegen. Darin zeigt sich die gewünschte Filterwirkung als Neben Zweck des Ausgangsverstärkers. Zudem wurde bereits mit der idealen Signalanalyse gezeigt, dass eine Optimierung von $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ für maximale Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen ebenfalls optimal für die Unterdrückung der vierten und achten Harmonischen ist, wodurch ebenfalls eine erhöhte Unterdrückung dieser Harmonischen zu erwarten war. Jedoch muss diese Optimierung der Eingangsleistung angepasst werden und wurde hier für $P_e^{\text{dBm}} = -15 \text{ dBm}$ durchgeführt. In Abbildung 3.39a ist dies

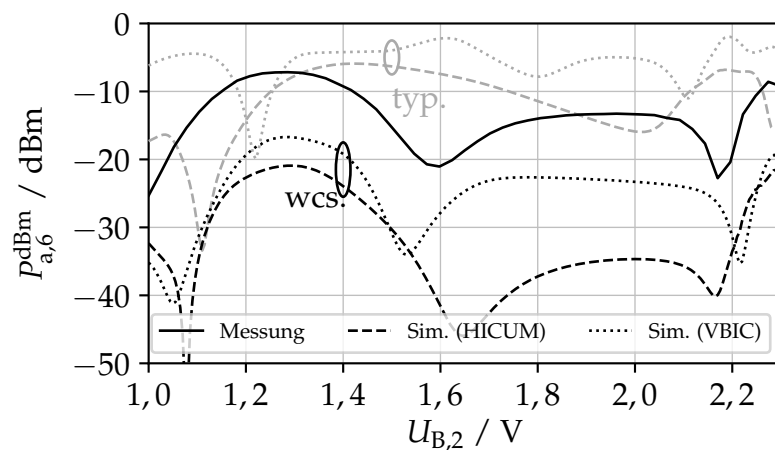
3. Frequenzmultiplizierer



(a)

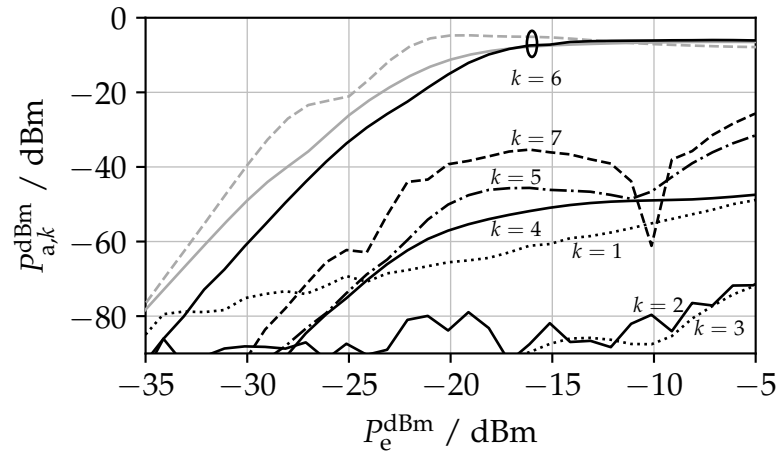


(b)

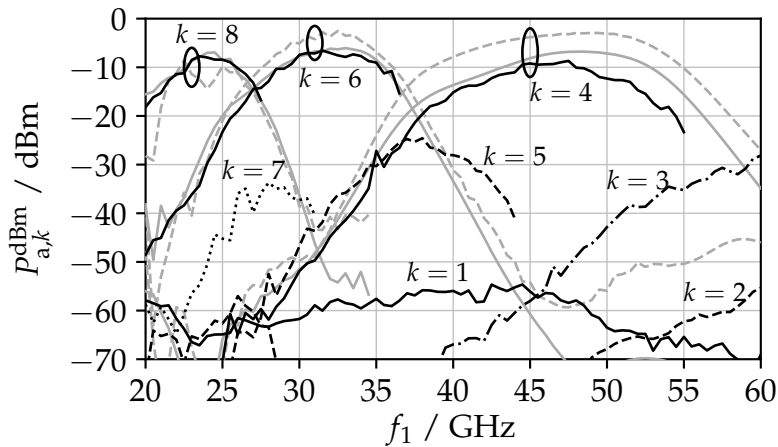


(c)

Abbildung 3.38.: Gemessene und simulierte Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen bei 180 GHz in Abhängigkeit der Einstellspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ für $P_e^{\text{dBm}} = -16$ dBm [Rie1]. a) $U_{B,2} = 1,35$ V, b) $U_{B,1} = 0,81$ V. c) $U_{B,1} = 0,9$ V. Simulationen mit typischen (typ.) und verschlechterten (wcs.) Prozessparametern.



(a)



(b)

Abbildung 3.39.: Gemessene Ausgangsspektren im optimalen Arbeitspunkt mit $U_{B,1} = 0,9\text{V}$ and $U_{B,2} = 1,3\text{V}$ [Rie1]. In grau sind ebenfalls Simulationsergebnisse der gewünschten Harmonischen (4., 6., 8.) mit HICUM (durchgezogen) und VBIC (gestrichelt) dargestellt. a) Über der Eingangsleistung bei $f_1 = 30\text{GHz}$. b) Über der Eingangsfrequenz bei $P_e^{\text{dBm}} = -16\text{dBm}$.

am Pegelabstand zwischen der sechsten und der vierten Harmonischen erkennbar, der bei $P_e^{\text{dBm}} = -15\text{dBm}$ maximal ist. Schwankungen der Eingangsleistung sollten deshalb nicht durch eine Kompression des Ausgangsverstärkers kompensiert werden, sondern durch eine Hilfsschaltung am Eingang in Form einer Regelschleife stabilisiert werden. Eine Amplitudenregelschleife (*Automatic Amplitude Control (AAC)*) kann beispielsweise mit dem verwendeten aktiven *Balun* kombiniert werden und dort die Verstärkung des Differenzpaar regulieren, ähnlich wie es in [90] mit einem Differenzpaar bei 10 GHz demonstriert wurde. Diese Erweiterung würde auch den Einfluss von Prozessvariationen

3. Frequenzmultiplizierer

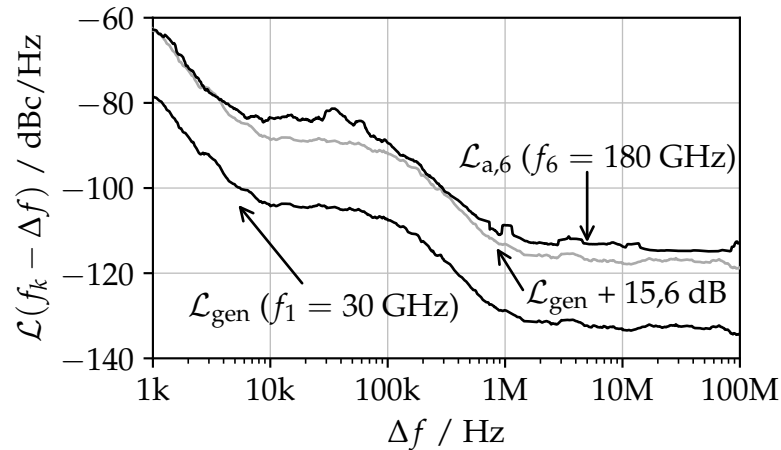


Abbildung 3.40.: Gemessenes Phasenrauschen des Signalgenerators bei $f_1 = 30 \text{ GHz}$, sowie das resultierende theoretische und tatsächlich gemessene Phasenrauschen der sechsten Harmonischen am Ausgang des Frequenzversechsfachers bei $f_6 = 180 \text{ GHz}$ [Rie1].

auf die Optima von $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ reduzieren, die weniger von den Transistorparametern der *push-push*-Stufe abhängen ($\pm 9 \text{ mV}$). Vielmehr werden die Optima durch die Eingangsamplitude beeinflusst, die maßgeblich von der Verstärkung des aktiven *Balun* bestimmt wird (ca. $\pm 50 \text{ mV}$) und ihrerseits den Prozessschwankungen unterliegt.

In Abbildung 3.39b ist ebenfalls erkennbar, dass für Eingangsfrequenzen unterhalb von 27 GHz und oberhalb von 37 GHz die achte bzw. vierte Harmonische dominiert, da diese Frequenzen dann ebenfalls im Passband von 173 GHz bis 210 GHz liegen. So kann der Frequenzmultiplizierer über einen weiten Bereich der Eingangsfrequenz verwendet werden, wobei entweder die achte, sechste, oder vierte Harmonische verwendet wird. Zwar kann in allen Fällen eine Ausgangsleistung von mehr als -10 dBm erreicht werden, doch gibt es hinsichtlich der harmonischen Unterdrückung große Unterschiede aufgrund des Frequenzabstands, der der Eingangsfrequenz entspricht. Bei einer hohen Eingangsfrequenz von $f_1 = 46 \text{ GHz}$ liegen die benachbarten Harmonischen wesentlich weiter außerhalb des Passbands als dies bei $f_1 = 31 \text{ GHz}$ oder bei $f_1 = 23 \text{ GHz}$ der Fall ist. Deshalb ist die Filterung durch den Ausgangsverstärker bei Verwendung der vierten Harmonischen mit $f_1 = 46 \text{ GHz}$ deutlich effektiver als bei der achten Harmonischen mit $f_1 = 23 \text{ GHz}$. Jedoch stellt eine hohe Eingangsfrequenz höhere Anforderungen an die Bandbreite des aktiven *Balun*, was auch an der verringerten Ausgangsleistung infolge einer geringeren Verstärkung des *Balun* in Abbildung 3.39b sichtbar ist. Die Verwendung der sechsten Harmonischen stellt somit einen guten Kompromiss dar, zumal dank der vorgenommenen Optimierung der *Clipping*-Schwellen eine hohe Unterdrückung unerwünschter Harmonischer von bis zu 35 dB erzielt wird.

Das Phasenrauschen eines Frequenzmultiplizierers wird maßgeblich vom Eingangssignal bestimmt [71], [91]. In Folge der Frequenzmultiplikation mit dem Faktor $N = 6$ steigt das Phasenrauschen idealerweise um $20 \log_{10} 6 \text{ dB} = 15,6 \text{ dB}$. In Abbildung 3.40 ist zunächst eine Messung des Phasenrauschens des 30 GHz -Eingangssignals von einem

externen Signalgenerator dargestellt. Eine um 15,6 dB verschobene Kopie dieser Messung stellt die untere Schranke des erwarteten Phasenrauschens bei $f_6 = 180$ GHz dar. Das tatsächlich gemessene Phasenrauschen am Ausgang des Frequenzversechsfachers schmiegt sich stellenweise mit geringer Abweichung diesem Erwartungswert an. Allerdings sind einige selektive Abweichungen von bis zu 9 dB bei Offsetfrequenzen zwischen 10 kHz und 100 kHz erkennbar, was auf zusätzliches Rauschen durch den Multiplizierer hindeutet. Zuvor in Abbildung 3.37 wurden bereits die hohen Verluste im Messaufbau mit dem subharmonischen Mischer zur Frequenzerweiterung des Spektrumanalysators von insgesamt rund 40 dB beschrieben. Aus diesem Grund beträgt die heruntergemischte Leistung des 180 GHz-Signals am Spektrumanalysator lediglich etwa -50 dBm. Die angezeigte spektrale Leistungsdichte ist auf diesen bereits sehr niedrigen Signalpegel normiert und fällt für Offsetfrequenzen von mehr als 1 MHz unter den Rauschteppich des Spektrumanalysators. In diesem Frequenzbereich ist somit keine Aussage mehr über etwaige Erhöhungen des weißen Rauschens durch den Ausgangsverstärker möglich.

Auswertung

Mit der vorgestellten Schaltung lassen sich in einer einzigen *push-push*-Stufe gerade Harmonische höherer Ordnung (4, 6, 8) bei Frequenzen von bis zu 210 GHz mit einer hohen spektralen Reinheit erzeugen. Obwohl nicht alle Annahmen und Vereinfachungen für die eingangs durchgeführte ideale Signalanalyse auf die verwendete Schaltungsrealisierung zutreffend sind, wurden dennoch optimale *Clipping*-Schwellen zur Erzeugung der sechsten Harmonischen bei 180 GHz mit Simulationen und Messungen nachgewiesen. Dabei wurde ebenfalls eine qualitative Übereinstimmung zwischen den beiden HBT-Kompaktmodellen *VBIC* und *HICUM* bei der Simulation der erzeugten Harmonischen höherer Ordnung festgestellt. Dies ist in Anbetracht der zugrunde liegenden nichtlinearen Effekte höherer Ordnung ein positives Zeichen der Genauigkeit beider Modelle. Leider ist die quantitative Übereinstimmung, sowohl zwischen den Simulationsergebnissen beider Modelle, als auch zwischen den Simulations- und Messergebnissen, gering. Ein Grund dafür ist die hohe Empfindlichkeit des Frequenzversechsfachers bezüglich interner und externer Schaltungsparameter, z.B. der Transistoreigenschaften und der Amplitude der Eingangsspannung der *push-push*-Stufe, die beide von Prozessvariationen beeinflusst werden. Dennoch lassen sich insbesondere mit *HICUM* sinnvolle Optima für $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ des Frequenzversechsfacher in Abhängigkeit der Frequenz und Leistung des Eingangssignals simulieren. Diese *Clipping*-Spannungen sollten für viele Ausprägungen der Prozessvariationen in einem hergestellten Chip bereits eine starke sechste Harmonische erzeugen, womit eine weitere messtechnische Optimierung möglich ist. Selbst im Einsatz des Frequenzversechsfachers in einem System, z.B. in Verbindung mit einem Mischer, lässt sich eine solche Optimierung ohne direkte Messung der Ausgangsleistung anhand des Mischgewinns durchführen. Wie gezeigt wurde, ist eine Optimierung der Ausgangsleistung der sechsten Harmonischen auch hinsichtlich der Unterdrückung der vierten und achten Harmonischen nahezu optimal und damit oftmals ausreichend.

In Tabelle 3.3 sind die erzielten Schaltungsparameter des Frequenzversechsfachers zusammengefasst und dem Stand der Technik gegenübergestellt. Trotz des verwendeten dreistufigen Ausgangsverstärkers beträgt die DC-Leistungsaufnahme lediglich 63 mW. Gleichzeitig wird dadurch eine Verstärkung von 10 dB, eine Ausgangsleistung von bis zu

3. Frequenzmultiplizierer

Tabelle 3.3.: Vergleich von Millimeterwellen-Frequenzmultiplizierern [Rie1].

Referenz	[82]	[71]	[69]	[70]	[66]	[92]	[68]	Dieser
Technologie	90 nm SiGe	130 nm SiGe	130 nm SiGe	250 nm InP	100 nm GaAs	100 nm GaAs	130 nm SiGe	130 nm SiGe
Multiplikator	BiCMOS	BiCMOS	BiCMOS	DHBT	mHEMT	mHEMT	BiCMOS	BiCMOS
$B_{a,-3\text{dB}}/\text{GHz}$	4	4	4	6	6	6	6	4, 6, 8
$B_{a,\text{rel}}/\%$	214 – 245	121 – 137	129 – 171	110 – 125	155 – 195	78 – 104	222 – 237	173 – 210
$P_{a,\text{max}}^{\text{dBm}}/\text{dBm}$	13, 5	12, 4	28	12, 8	22, 9	28, 6	6, 5	19, 3
$G_{\text{conv,max}}^{\text{dB}}$	2	-2, 4	2, 2	-3, 5	0	7	-4	-6
$G_{\text{harm,min}}^{-1}/\text{dB}$ [a]	-3	0, 6	5	-11	-4, 5	6	1	10
$G_{\text{harm,max}}^{-1}/\text{dB}$ [a]	/	/	21	9	/	25	14	28, 23, 10
P_{DC}/mW	/	/	30	18	> 20 [b]	38	21	40, 35, 26
$\eta_{\text{DC,max}}/\%$	200	35, 2	100	20	92, 5	470	900	63
$\text{PAE}_{\text{max}}/\%$	0, 8	1, 6	1, 7	1, 9	1, 08	1, 07	0, 04	0, 32
$A_{\text{chip}}/\text{mm}^2$	< 0	0, 2	0, 9	< 0	< 0	0, 8	0, 009	0, 28
	1, 44	0, 27	0, 84	0, 5	3, 5	4, 5	0, 75	0, 78

$$B_{\text{rel}} = \frac{f_{\text{max}}^{(a)} - f_{\text{min}}^{(a)}}{f_{\text{max}}^{(a)} + f_{\text{min}}^{(a)}}, \quad \eta_{\text{DC}} = \frac{P_a}{P_{\text{DC}}}, \quad \text{PAE} = \frac{P_a - P_e}{P_{\text{DC}}}$$

–6 dBm und eine Unterdrückung unerwünschter Harmonischer von bis zu 40 dB erzielt. Mit einem ausgangsbezogenen –3 dB-Passband von 173 GHz bis 210 GHz ist die Schaltung vielseitig zur Erzeugung von LO-Signalen in diesem Frequenzbereich einsetzbar. Idealerweise wird dazu die sechste Harmonische des Eingangssignals im Frequenzbereich um 30 GHz verwendet. Alternativ lässt sich jedoch auch die vierte oder die achte Harmonische bei entsprechend höherer oder niedrigerer Eingangsfrequenz verwenden, ohne dass dafür die Einstellspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ verändert werden müssen.

Zur Umsetzung und Erprobung dieses Schaltungsansatzes zur Erzeugung von Millimeterwellen-LO-Signalen wurden HBT einer BiCMOS-Technologie verwendet. Trotzdem ist es möglich, dass auch andere Transistorarten, z.B. MOS-Transistoren, geeignet wären, was freilich noch nachzuweisen ist. Grundsätzlich weisen viele Transistortypen sehr ähnliche U-I-Ausgangskennlinienfelder wie die verwendeten HBT mit einem Sättigungsbereich und einem vorwärts-aktiven Bereich auf und kommen damit für eine Umsetzung des asymmetrischen *Clipping* der oberen und unteren Halbwelle des Ausgangsstroms in Frage.

Schließlich wurden auch eine Reihe von Verbesserungs- und Erweiterungsmöglichkeiten identifiziert und diskutiert. So ist der Einsatz einer Amplitudenregelschleife (AAC) zur Stabilisierung des Eingangssignals sinnvoll, weil dadurch die Empfindlichkeit der optimalen Einstellspannungen bezüglich der Prozessvariationen deutlich reduziert werden kann. Desweiteren erscheint auch der Einsatz eines injektionsgekoppelten Oszillators anstelle des verwendeten dreistufigen Ausgangsverstärkers sinnvoll. Damit könnte das Ausgangssignal des Frequenzversechsfachers effizienter verstärkt und gefiltert werden, wodurch die DC-Leistungsaufnahme reduziert werden könnte. Gleichzeitig könnte sich der Oszillator positiv auf den weißen Rauschteppich auswirken [91].

[a] Innerhalb der –3 dB-Bandbreite

[b] Simulationsergebnis

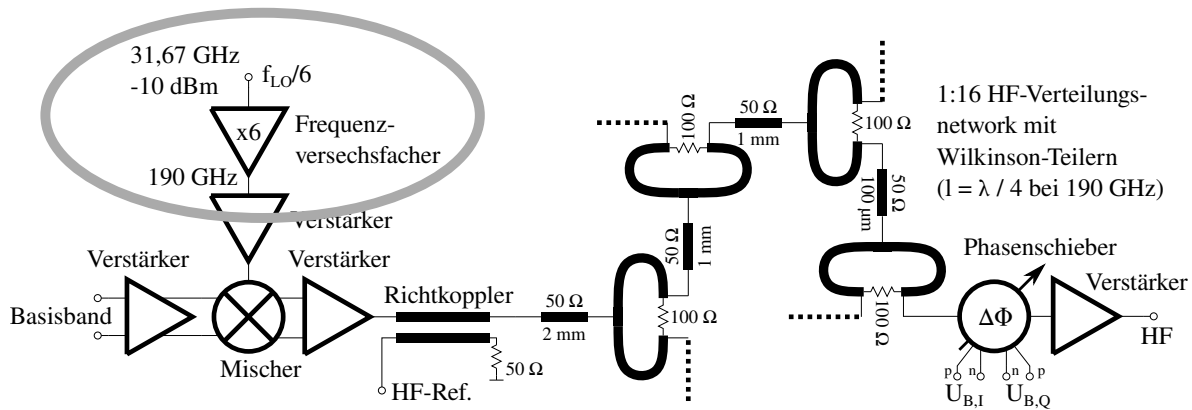


Abbildung 3.41.: Blockdiagramm des 190 GHz-HF-Frontends mit elektronischer Phasenschwenkung und Frequenzversechsfacher zur LO-Signalerzeugung [Rie4].

3.4. Anwendung in einem Millimeterwellensystem

Das in diesem Abschnitt 3.4 beschriebene 190 GHz-HF-Frontend wurde zuvor in [Rie4] veröffentlicht. Es demonstriert den praktischen Einsatz des zuvor beschriebenen Frequenzversechsfachers aus Kapitel 3.3 in einem Millimeterwellen-Sendesystem.

Das gesamte Frontend, dessen Blockdiagramm in Abbildung 3.41 skizziert ist, entstand in einer Kooperation mit vier weiteren Kollegen des Lehrstuhls für Schaltungstechnik und Netzwerktheorie an der Technischen Universität Dresden. So wurde der Aufwärtsmischer aus einem Übertragungssystem von Herrn Dr.-Ing. David Fritsche verwendet [61]. Zur Erhöhung der Ausgangsleistung des Mixers wurde ein Verstärker von Herrn Paul Stärke beigetragen. Das Verteilungsnetzwerk bestehend aus Wilkinson-Teilern wurde von Herrn Songhui Li konzipiert und erstellt. Herr Li hat es an den 16 Ausgängen jeweils mit Vektormodulatoren zum Einstellen der Signalphase und mit Verstärkern kombiniert, die beide zuvor von Herrn Dr.-Ing. Paolo Valerio Testa entworfen und getestet wurden [12], [13], [93]. Aus diesen Beiträgen der Kollegen und dem Frequenzversechsfacher aus Kapitel 3.3 wurde das hier vorgestellte Frontend zusammengesetzt, wobei weitere Hilfsschaltungen wie der symmetrische Basisbandverstärker und der Richtkoppler ergänzt wurden.

Wie in der Einleitung in Kapitel 1 und in Kapitel 2.3 bereits erörtert wurde, ist das Streben zu höheren Trägerfrequenzen im Millimeterwellenbereich zur Ausnutzung der höheren HF-Bandbreite für eine schnellere Datenübertragung mit einer steigenden Freiraumdämpfung der EM-Welle verbunden. Während verschiedene Übertragungssysteme bereits Datenraten von mehreren 10 Gbit/s demonstriert haben, werden dabei meistens einzelne Sende- und Empfangsantennen verwendet [55], [56], [61]. Zur Steigerung der Reichweite kann neben einer aktiven Erhöhung der Sendeleistung und der Empfangsempfindlichkeit auch der passive Antennengewinn durch eine erhöhte Direktivität ausgenutzt werden. Dieser Ansatz ist effizient hinsichtlich der elektrischen Leistungsaufnahme und der Komplexität der Schaltung, erfordert jedoch eine akkurate Ausrichtung der Sende- und Empfangsantenne zueinander. In stationären Richtfunkssystemen ist dies möglich, jedoch nicht in mobilen Umgebungen oder in Szenarien mit abwechselnder

3. Frequenzmultiplizierer

Kommunikation zwischen mehreren Teilnehmern.

Die Verwendung von phasengesteuerten Gruppenantennen zur elektronischer Strahlführung (*phased-arrays*) ist ein alternativer Ansatz, der zunehmend auch in Millimeterwellensystemen angewendet wird [58], [94]–[99]. Durch die Verwendung mehrerer Antennen als Gruppenantenne kann ebenfalls die Direktivität und damit die Reichweite der Übertragung erhöht werden. Gleichzeitig ist durch die Änderung der jeweiligen Signalphasen zwischen benachbarten Elementen der Gruppenantenne eine Ausrichtung der resultierenden Sende- bzw. Empfangsrichtung möglich. Bei Verwendung elektronisch einstellbarer Phasenschieber an jeder Antenne wird eine elektronische Strahlführung ermöglicht.

Abbildung 3.41 zeigt das Blockdiagramm eines HF-Senders für die Realisierung eines solchen drahtlosen Kommunikationssystems mit elektronischer Strahlführung bei einer Trägerfrequenz von 190 GHz. Das zu übertragende Basisbandsignal wird zentral von einem Mischer auf den 185 GHz-Träger moduliert und mit Wilkinson-Leistungsteilern gleichmäßig und inphasig auf die 16 Ausgänge aufgeteilt. Mit einem Phasenschieber in Form eines Vektormodulators [93] vor jedem Ausgang können die HF-Signalphasen und -Amplituden verändert werden um die gewünschte Richtcharakteristik der Gruppenantenne einzustellen. Abbildung 3.42 zeigt das Foto des hergestellten Frontend-Chips mit Kennzeichnungen einiger Funktionsblöcke. Die Anordnung der 16 Ausgänge auf einem 4x4-Gitter mit einem gleichmäßigen Abstand von 1 mm bestimmt den Abstand der Antennenelemente der zu montierenden Gruppenantenne und definiert dadurch ebenfalls die Richtcharakteristik.

Zur Erzeugung des 190 GHz-LO-Signals für den Aufwärtsmischer aus einem externen Oszillatorsignal bei rund 31,67 GHz wird der im vorigen Abschnitt 3.3 beschriebene Frequenzversechsfacher verwendet. Während die direkte Charakterisierung des erzeugten LO-Signals in einem solchen System höchstens mit Hilfe von Messkopplern möglich wäre, ist eine indirekte Charakterisierung anhand der HF-Ausgangsleistung oder des Mischgewinns stets möglich und oftmals ausreichend. In Abbildung 3.43a ist der doppel-seitige Mischgewinn des Frontends über der Signalleistung des eingespeisten externen Oszillatorsignals bei rund 31,67 GHz dargestellt. Im Vergleich zur direkt gemessenen Ausgangsleistung des Frequenzversechsfachers aus Abbildung 3.39a zeigt sich ein nahezu identischer Verlauf über der Eingangsleistung. Lediglich die in den Messergebnissen des Frontends enthaltenen Verluste in den externen Zuleitungen verursachen eine Verschiebung der Kurve um einige Dezibel zu höheren Eingangsleistungen gegenüber der direkten Messung in Abbildung 3.39a.

In gleicher Weise kann auch die Abhängigkeit der Ausgangsleistung des Frequenzversechsfacher von seinen Arbeitspunktspannungen $U_{B,1}$ und $U_{B,2}$ zur Einstellung der *Clipping*-Schwellen indirekt über den Mischgewinn des Frontends gemessen werden. Dies ist in den Abbildungen 3.43 dargestellt, die im Vergleich zu den direkten Messungen in den Abbildungen 3.38a und 3.38c gute Übereinstimmungen aufweisen. Zwar unterliegen die optimalen Arbeitspunktspannungen zum Erreichen der maximalen Ausgangsleistung den Schwankungen durch Prozessvariationen und sind auch von der Eingangsleistung abhängig, doch ist das Optimum aus der direktem Messung bei $U_{B,1} = 0,9\text{ V}$ und $U_{B,2} = 1,3\text{ V}$ ein guter Startwert für den Betrieb des Frontends. Bei Bedarf kann auf der Basis dieses Startwerts eine Optimierung über die indirekte Messmethode mit dem Frontend durchgeführt werden.

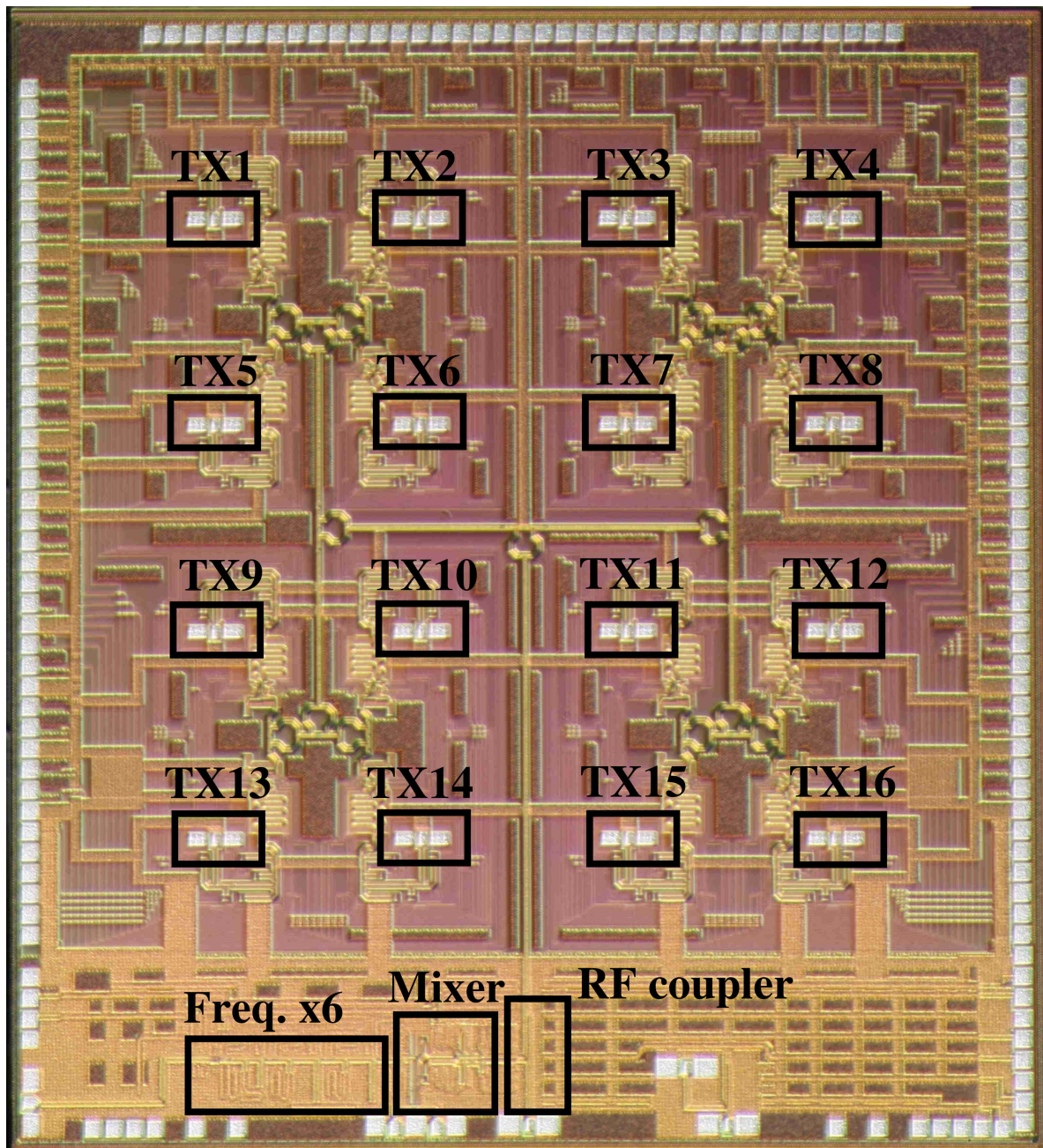
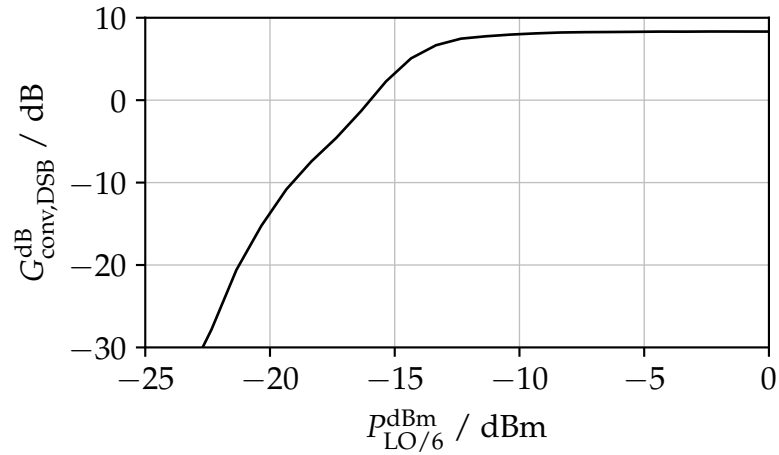
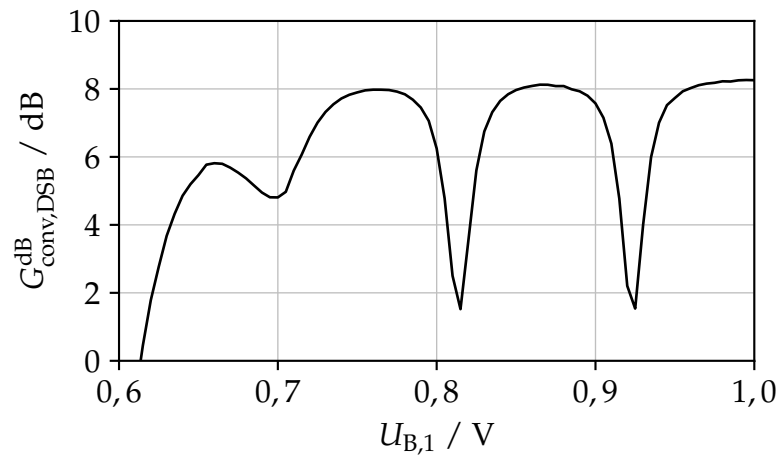


Abbildung 3.42.: Chipfoto des 190 GHz-HF-Frontends in 130 nm-SiGe-BiCMOS-Technologie [Rie4]. Die 16 HF-Ausgänge sind auf einem 4x4-Gitter mit einem gleichmäßigen Abstand von 1 mm angeordnet und enden mit GSG-Pads für die Messungen und für die Anschlussmöglichkeit eines Antennenchips. ©2020 IEEE.

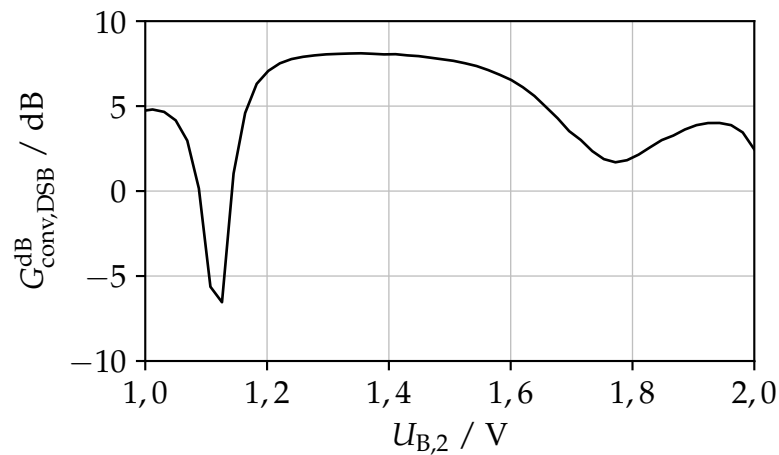
3. Frequenzmultiplizierer



(a)



(b)



(c)

Abbildung 3.43.: Gemessener Mischgewinn des HF-Frontends für $f_{LO/6} = 31,67 \text{ GHz}$. a) Über der Leistung des Basisbandsignals. b) Über der Einstellspannung $U_{B,1}$ mit $U_{B,2} = 1,3 \text{ V}$. c) Über der Einstellspannung $U_{B,2}$ mit $U_{B,1} = 0,88 \text{ V}$.

4. Mischer

Parallel zu den technischen Fortschritten in der digitalen Datenverarbeitung und in den Halbleitertechnologien steigen auch die Anforderungen an drahtlose Systeme. In sämtlichen Anwendungsgebieten, sei es in der Datenübertragung mit Kommunikationssystemen, in der Radartechnik, oder in bildgebenden Systemen, können verschiedene Systemparameter durch eine Erhöhung der Trägerfrequenz verbessert werden, wie bereits in den Kapiteln 2.3 und 3 ausgeführt wurde. Im Falle der Datenkommunikation können im Millimeterwellenbereich beispielsweise Übertragungen auf sehr breitbandigen Kanälen und mit entsprechend hohen Datenraten realisiert werden. Außerdem sind die Abmessungen vieler passiver Schaltungselemente, z.B. von Leitungen, Antennen und Kopplern, proportional zur Wellenlänge des geführten Signals, sodass eine Erhöhung der Trägerfrequenz eine Reduktion der Abmessungen bewirkt. Dadurch wird es mit zunehmender Trägerfrequenz möglich, immer mehr HF-Komponenten auf einem gemeinsamen Frontend-Chip zu integrieren, wodurch sich viele der in Kapitel 2.2 beschriebenen Verluste durch Chip-zu-Chip-Verbindungen vermeiden lassen.

Zur Modulation eines HF-Trägersignals mit den zu übertragenden Daten im Sender und zur Demodulation dieser Daten im Empfänger sind Mischer erforderlich. In dieser Arbeit bezeichnen Mischer allgemein Schaltungen zur Frequenzumsetzung zwischen dem Basisband und dem HF-Band. Dabei wird zwischen Aufwärtsmischern zur Modulation eines Trägersignals mit einem zu übertragenden Basisbandsignal und Abwärtsmischern zur Demodulation des Basisbandsignals von einem modulierten HF-Signal unterschieden. Desweiteren werden in dieser Arbeit nur Mischer zur direkten Frequenzumsetzung, das heißt ohne Zwischenfrequenz, betrachtet. Dabei entspricht die LO-Frequenz der Mittelfrequenz des HF-Signals, was für direkte Modulationsverfahren wie der Quadratur-Amplitudenmodulation erforderlich ist. Im Idealfall können analoge Multiplizierer für beide Anwendungen als Mischer verwendet werden. Aufgrund des hohen Rauschens von Multiplizierern werden jedoch meistens entweder additive oder schaltende Mischer verwendet [100]. Eine verbreitete Schaltung eines schaltenden Mixers, sowohl für die Abwärtsmischung, als auch für die Aufwärtsmischung, ist die Gilbert-Zelle [56], [61]. Die Gilbert-Zelle ist eine sehr vielseitige Schaltung, die auch zur Frequenzmultiplikation geeignet ist, doch ihre Nachteile, insbesondere die relativ hohe Leistungsaufnahme, die in Kapitel 3 bereits beschrieben wurden, disqualifiziert sie für manche Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Leistungseffizienz. Zudem erfordern Gilbert-Zellen, wie auch andere schaltende Mischerarchitekturen, ausreichend schnelle Transistoren und einen ausreichend hohen Signalpegel des LO-Schaltsignals. Auch in Millimeterwellensystemen zur drahtlosen Datenübertragung wird zunehmend eine Verbesserung der spektralen Effizienz zur Erhöhung der Datenrate angestrebt. Die Modulation zweier orthogonaler Phasen eines HF-Trägers (I-Q-Modulation) ist dafür sehr geeignet und wegen ihrer geringen Komplexität in der digitalen Signalverarbeitung beliebt. Allerdings werden zwei identische Mischer zur I-Q-Modulation bzw. -Demodulation benötigt, die mit um 90° verschobenen Varianten des LO-Signals betrieben werden. In solchen Fällen schlägt eine hohe Leistungsaufnahme der Mischer doppelt zu Buche. Diese Überlegungen motivieren die Suche nach alternativen Schaltungsarchitekturen für I-Q-Mischer im

Millimeterwellenbereich. Dazu werden in dieser Arbeit die in der Radartechnik bereits recht beliebten Sechstor-Schaltungen hinsichtlich ihrer Eignung als Aufwärts- und Abwärtsmischer bei Trägerfrequenzen von bis zu 200 GHz untersucht. In den folgenden Abschnitten wird zunächst die Sechstor-Architektur beschrieben und anschließend eine Implementierung zur I-Q-Abwärts- und Aufwärtsmischung präsentiert.

4.1. Sechstor-Interferometer

Die Sechstor-Architektur ist besonders für integrierte Millimeterwellensysteme als I-Q-Mischer attraktiv, da das Sechstor als zentrales Element rein passiv und theoretisch verlustfrei ist, während seine Größe und die benötigte Chipfläche proportional mit der HF-Wellenlänge verringert werden kann. Gleichzeitig ist das Sechstor als passives Bauelement linear und somit für hohe Signalleistungen geeignet. Für sinnvolle Anwendungen zur Messung oder zum Mischen mit einem LO-Signal sind zusätzliche Nichtlinearitäten erforderlich, die zur Detektion mit dem Sechstor kombiniert werden. Ursprünglich wurde die Sechstor-Architektur für die Messung von komplexwertigen Spannungsverhältnissen (Amplitude und Phase) mittels vier Hüllkurvendektoren in einem Vektornetzwerkanalysator eingesetzt [101]. In späteren Arbeiten wurde diese Architektur auch für andere Anwendungen eingesetzt, insbesondere in Radarsystemen, zum Beispiel zur Bestimmung des Einfallswinkels einer Wellenfront (*angle-of-arrival detection*). Ein ausführlicher Exkurs ist in [102] zu finden.

Das Sechstor

Ein Sechstor besteht aus einem -3 dB-Leistungsteiler und drei 90° -Kopplern mit einem Koppelfaktor von ebenfalls -3 dB, die so miteinander verschaltet werden, dass lediglich sechs HF-Tore verbleiben. In Abbildung 4.1a ist der Aufbau des Sechstors mit nummerierten Toren dargestellt und die einlaufenden (hinlaufenden) Wellen \underline{a}_i und auslaufenden (rücklaufenden) Wellen \underline{b}_i für die anschließende Beschreibung mittels Streuparameter eingezeichnet. Die Wellengrößen sind auf die Wurzel des Wellenwiderstands $\underline{Z}_{L,i}$ des i -ten Tors normierte Spannungswellen und haben somit die Einheit $\sqrt{\text{Watt}}$. Sie lassen sich aus den komplexen Effektivwertzeigern der Klemmenströme \underline{I}_i und Klemmenspannungen \underline{U}_i des Tors berechnen [27], [100]:

$$U_i(t) = \hat{U}_i \cos(\omega t + \phi_{U,i}) \rightarrow \underline{U}_i = \frac{\hat{U}_i}{\sqrt{2}} \exp(j\phi_{U,i}) = \underline{U}_{i,\text{hin}} + \underline{U}_{i,\text{rück}} \quad (4.1)$$

$$I_i(t) = \hat{I}_i \cos(\omega t + \phi_{I,i}) \rightarrow \underline{I}_i = \frac{\hat{I}_i}{\sqrt{2}} \exp(j\phi_{I,i}) = \frac{\underline{U}_{i,\text{hin}}}{\underline{Z}_{L,i}} - \frac{\underline{U}_{i,\text{rück}}}{\underline{Z}_{L,i}} \quad (4.2)$$

$$\underline{a}_i = \frac{\underline{U}_{i,\text{hin}}}{\sqrt{\text{Re}\{\underline{Z}_{L,i}\}}} = \frac{\underline{U}_i + \underline{Z}_{L,i}\underline{I}_i}{2\sqrt{\text{Re}\{\underline{Z}_{L,i}\}}} \quad (4.3)$$

$$\underline{b}_i = \frac{\underline{U}_{i,\text{rück}}}{\sqrt{\text{Re}\{\underline{Z}_{L,i}\}}} = \frac{\underline{U}_i - \underline{Z}_{L,i}\underline{I}_i}{2\sqrt{\text{Re}\{\underline{Z}_{L,i}\}}} \quad (4.4)$$

Aus den komplexen Effektivwertzeigern der Wellengrößen können außerdem die einlaufenden und auslaufenden Signalleistungen als Wirkleistung berechnet werden [27], [100]:

$$P_{i,\text{hin}} = |a_i|^2 = \frac{|U_{i,\text{hin}}|^2}{\text{Re}\{Z_{L,i}\}} \quad (4.5)$$

$$P_{i,\text{rück}} = |b_i|^2 = \frac{|U_{i,\text{rück}}|^2}{\text{Re}\{Z_{L,i}\}} \quad (4.6)$$

Die verwendeten passiven Bauteile des Sechstors sind übliche HF-Komponenten, die für nahezu beliebige Mittenfrequenzen von wenigen Kilohertz, mehreren 100 GHz und sogar im optischen Spektrum realisiert werden können. Außerdem lassen sie sich in diversen Verfahren herstellen, sei es als diskreter Aufbau mit gewickelten Transformatoren, als Koaxialleitungen, als Mikrostreifenleitungen auf Leiterplatten oder in integrierten Schaltungen, und mittels dielektrischer Wellenleiter in photonischen Prozessen.

Die Streumatrix \underline{S}_{90° des in Abbildung 4.1b dargestellten idealen 90° -Kopplers mit reflexionsfrei abgeschlossenen Toren und idealer Isolation ist in Gleichung 4.7 angegeben [27]. Für den Einsatz im Sechstor ist ein Koppelfaktor von $1/\sqrt{2}$ sinnvoll, sodass die an einem Tor einlaufende Leistung gleichmäßig auf zwei andere Tore aufgeteilt wird, während das verbleibende vierte Tor vollständig isoliert bleibt:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & -j1/\sqrt{2} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -j1/\sqrt{2} \\ -j1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & -j1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \end{pmatrix}}_{\underline{S}_{90^\circ}} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix}. \quad (4.7)$$

Als zweites Bauelement des Sechstors wird ein Leistungsteiler benötigt, der die am Eingangstor 1 einlaufende Leistung gleichmäßig auf die beiden Ausgangstore 2 und 3 aufteilt, während zwischen den Toren 2 und 3 vollständige Isolation herrscht. Abbildung 4.1c zeigt das Schaltbild des Teilers mit nummerierten Toren und Kennzeichnungen der einlaufenden (a_i) und auslaufenden (b_i) Wellen. Eine geeignete Realisierung ist der Wilkinson-Teiler, dessen ideale Streumatrix $\underline{S}_{\text{Wilkinson}}$ in Gleichung 4.8 angegeben ist [27].

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = -j \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\underline{S}_{\text{Wilkinson}}} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Mit den Streumatrizen der einzelnen Bauelemente kann die Streumatrix des in Abbildung 4.1a dargestellten idealen Sechstors berechnet werden, die in Gleichung 4.9 angegeben ist.

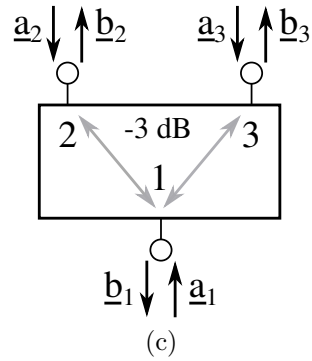
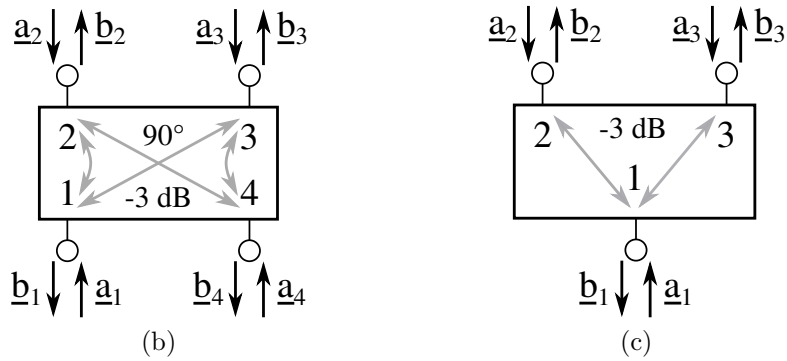
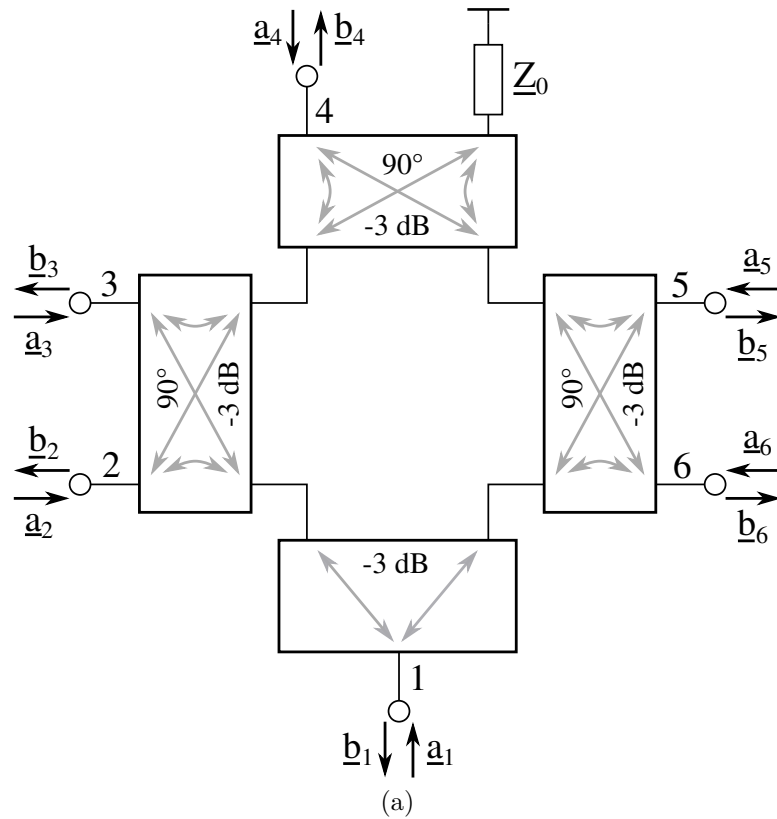


Abbildung 4.1.: Definition der Tornummerierungen und der einlaufenden und auslaufenden Wellen a_i und b_i . a) Schaltung des Sechstors aus einem Leistungsteiler und drei 90° -Kopplern. b) Schaltsymbol des 90° -Kopplers. c) Schaltsymbol des Leistungsteilers.

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \underline{b}_3 \\ \underline{b}_4 \\ \underline{b}_5 \\ \underline{b}_6 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -j0,5 & -0,5 & 0 & -0,5 & -j0,5 \\ -j0,5 & 0 & 0 & -j0,5 & 0 & 0 \\ -0,5 & 0 & 0 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & -j0,5 & 0,5 & 0 & -j0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 0 & 0 & -j0,5 & 0 & 0 \\ -j0,5 & 0 & 0 & -0,5 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\underline{S}_{\text{Sechstor}}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \underline{a}_3 \\ \underline{a}_4 \\ \underline{a}_5 \\ \underline{a}_6 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Anwendung als Interferometer

In der ursprünglichen Anwendung des Sechstors wird es als Interferometer eingesetzt, um das Amplituden- und Phasenverhältnis von zwei Spannungen zu messen [101]. Diese zwei Spannungen können zum Beispiel die Eingangs- und Ausgangsspannung eines Verstärkers sein, sodass das gemessene Spannungsverhältnis die Vorwärts- oder Rückverstärkung repräsentiert. Unabhängig von der physikalischen Interpretation der gemessenen Spannungsverhältnisse dient das Sechstor zur gleichmäßigen Aufteilung der Signalleistung beider an den Toren 1 und 4 einlaufenden Eingangssignalen auf die vier Ausgangstore 2, 3, 5 und 6. Durch die unterschiedliche Phasenverschiebung der einzelnen Pfade werden die vier Varianten beider Eingangssignale mit unterschiedlichen relativen Phasenlagen überlagert. Abhängig von der ursprünglichen Phasenlage beider Eingangssignale kommt es an den Ausgangstoren zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz, die anhand der resultierenden Signalamplitude mit einem Hüllkurven- oder Leistungsdetektor gemessen werden kann. Auf diese Weise lässt sich der Vektor des ursprünglichen Spannungsverhältnisses der Eingangssignale aus den vier Messwerten der Signalamplituden rekonstruieren. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der einfachen und effizienten schaltungstechnischen Realisierbarkeit der Detektoren, die selbst bei Signalfrequenzen weit jenseits der maximalen Transitfrequenzen einer Halbleitertechnologie und sogar im optischen Frequenzbereich möglich ist. Beispielsweise wird in [103] ein Sechstor-Empfänger mit Feldeffekttransistoren aus Graphen (GFET) für die Demodulation eines 90 GHz-HF-Signals mit Amplitudenumtastung und einer Datenrate 10 Mbit/s demonstriert. Auch wenn die Angabe der maximalen Transitfrequenz der verwendeten GFET fehlt, liegt sie vermutlich deutlich unterhalb der LO-Frequenz von 90 GHz.

Die Analyse der Interferometrie mit einem idealen Sechstor kann anhand der in Gleichung 4.9 aufgestellten Streumatrix erfolgen, wobei alle Tore reflexionsfrei angepasst seien. Die beiden Eingangssignale werden als einlaufende Wellen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 an den Toren 1 und 4 repräsentiert. Die resultierenden auslaufenden Wellen an den Toren 2, 3, 5 und 6 sind in den Gleichungen 4.10 bis 4.13 beschrieben.

$$\underline{b}_2 = -j0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 = -j0,5(\underline{a}_1 + \underline{a}_4) \quad (4.10)$$

$$\underline{b}_3 = -0,5\underline{a}_1 + 0,5\underline{a}_4 = -0,5(\underline{a}_1 - \underline{a}_4) \quad (4.11)$$

$$\underline{b}_5 = -0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 = -0,5(\underline{a}_1 + j\underline{a}_4) \quad (4.12)$$

$$\underline{b}_6 = -j0,5\underline{a}_1 - 0,5\underline{a}_4 = -j0,5(\underline{a}_1 - j\underline{a}_4) \quad (4.13)$$

Wie in den Gleichungen dargestellt ist, kommt es an den vier Ausgangstoren jeweils zu einer Überlagerung der beiden einlaufenden Wellen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 , wobei die relative Phasenverschiebung zwischen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 an jedem Ausgangstor unterschiedlich ist. Am Tor 2 beispielsweise überlagern sich \underline{a}_1 und \underline{a}_4 mit gleicher relativer Phasenverschiebung. Wenn \underline{a}_1 und \underline{a}_4 nun am Eingang des Sechstors inphasig einlaufen, addieren sie sich am Tor 2 (konstruktive Überlagerung), während sie sich am Tor 3 subtrahieren (destruktive Überlagerung). Detektiert man in diesem Fall die resultierenden Amplituden von \underline{b}_2 und \underline{b}_3 , so unterscheiden sich $|\underline{b}_2|$ und $|\underline{b}_3|$ maximal stark voneinander, das heißt die Amplitudendifferenz $|\underline{b}_2| - |\underline{b}_3|$ ist maximal.

An den anderen beiden Ausgangstoren 5 und 6 werden \underline{a}_1 und \underline{a}_4 hingegen mit einer relativen Phasenverschiebung von $\pm 90^\circ$ überlagert. Im betrachteten Fall inphasig einlaufender Wellen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 sind die resultierenden Amplituden an diesen Toren gleich groß und ihre Differenz ist null: $|\underline{b}_6| - |\underline{b}_5| = 0$. Bei der Hüllkurvendemodulation zur Messung der jeweiligen Signalamplituden $|\underline{b}_i|$ ist die Phase $\arg\{\underline{b}_i\}$ irrelevant, weshalb die ausgeklammerten Faktoren in den Gleichungen 4.10 bis 4.13 identische Einflüsse auf die einzelnen Messungen haben. In gleicher Weise führt eine Phasenverschiebung von 90° zwischen den einlaufenden Wellen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 zu einer inphasigen Addition bzw. Subtraktion an den Toren 5 und 6, die wiederum als Differenz der detektierten Beträge $|\underline{b}_6| - |\underline{b}_5|$ messbar ist. Gleichzeitig würden in diesem Fall identische Beträge von \underline{b}_2 und \underline{b}_3 detektiert werden, sodass $|\underline{b}_2| - |\underline{b}_3| = 0$.

Üblicherweise dient eine der einlaufenden Wellen als Referenzsignal für den Amplituden- und Phasenvergleich mit dem zweiten Eingangssignal, wobei die Zuordnung grundsätzlich beliebig erfolgen kann. Im Folgenden werden beide einlaufenden Wellen \underline{a}_i allgemein als Effektivwertzeiger mit der Phase ϕ_i und dem Effektivwert $\sqrt{P_i}$ definiert, wobei durch die getroffene Annahme der reflexionsfreien Anpassung als Vereinfachung $|\underline{b}_{1,4}|^2 = P_{1,4,\text{rück}} = 0$ und somit $P_{1,4} = P_{1,4,\text{hin}}$, sowie $\phi_{1,4} = \phi_{1,4,\text{hin}}$ gilt:

$$\underline{a}_1 = \sqrt{P_1} \exp(j\phi_1) \quad (4.14)$$

$$\underline{a}_4 = \sqrt{P_4} \exp(j\phi_4) \quad (4.15)$$

Mit diesen Definitionen können die resultierenden Beträge der auslaufenden Wellen aus den Gleichungen 4.10 bis 4.13 berechnet werden (siehe Herleitung im Anhang A):

$$|\underline{b}_2| = 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 + 2\sqrt{P_1 P_4} \cos(\phi_1 - \phi_4)} \quad (4.16)$$

$$|\underline{b}_3| = 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 - 2\sqrt{P_1 P_4} \cos(\phi_1 - \phi_4)} \quad (4.17)$$

$$|\underline{b}_5| = 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 + 2\sqrt{P_1 P_4} \sin(\phi_1 - \phi_4)} \quad (4.18)$$

$$|\underline{b}_6| = 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 - 2\sqrt{P_1 P_4} \sin(\phi_1 - \phi_4)} \quad (4.19)$$

Es zeigt sich anhand der Gleichungen 4.16 bis 4.19, dass die Beträge $|\underline{b}_i|$ nicht direkt zur Berechnung des Amplituden- und Phasenverhältnisses der Eingangswellen verwendet werden können, weil keine Proportionalität zur Inphasen- oder Quadraturphasenkomponente besteht. Allerdings sind solche Proportionalitäten für die Betragsquadrate

$|\underline{b}_i|^2$ gegeben, die nach Gleichung 4.6 der jeweiligen Signalleistung $P_{i,\text{rück}}$ der vier auslaufenden Wellen entsprechen. Dies ist in den Abbildungen 4.2 über der Phasendifferenz $\phi_1 - \phi_4$ und über dem Leistungsverhältnis P_1/P_4 dargestellt. Mit der getroffenen Annahme reflexionsfrei angepasster Torimpedanzen gilt auch an den Toren 2, 3, 5 und 6, dass $\underline{a}_{2,3,5,6} = 0$ und damit $P_{2,3,5,6} = P_{2,3,5,6,\text{rück}}$ ist. Weiterhin entfallen die störenden phasenunabhängigen Summanden in den Differenzen $|\underline{b}_2|^2 - |\underline{b}_3|^2$ und $|\underline{b}_5|^2 - |\underline{b}_6|^2$:

$$P_2 - P_3 = |\underline{b}_2|^2 - |\underline{b}_3|^2 = 0,5\sqrt{P_1P_4} \cos(\phi_1 - \phi_4) \quad (4.20)$$

$$P_5 - P_6 = |\underline{b}_5|^2 - |\underline{b}_6|^2 = 0,5\sqrt{P_1P_4} \sin(\phi_1 - \phi_4) \quad (4.21)$$

Explizit dargestellt lässt sich mit den vier an den Ausgangstoren gemessenen Signalleistungen $P_{2,3,5,6}$ sowohl die an einem der beiden Eingangstore 1 oder 4 einlaufende Signalleistung P_1 oder P_4 unter Kenntnis der jeweils anderen Leistung P_4 bzw. P_1 , als auch die zugehörige Signalphase ϕ_1 oder ϕ_4 unter Kenntnis von ϕ_4 bzw. ϕ_1 berechnen:

$$P_1 = 4 \frac{(P_2 - P_3)^2 + (P_5 - P_6)^2}{P_4} \iff P_4 = 4 \frac{(P_2 - P_3)^2 + (P_5 - P_6)^2}{P_1} \quad (4.22)$$

$$\phi_1 = \phi_4 + \arctan \frac{P_5 - P_6}{P_2 - P_3} \iff \phi_4 = \phi_1 - \arctan \frac{P_5 - P_6}{P_2 - P_3} \quad (4.23)$$

Für die korrekte Rekonstruktion der Leistung und der Phase eines empfangenen HF-Signals in Bezug zu einem Referenzsignal am zweiten HF-Eingang ist demnach lediglich die reflexionsfreie Messung der vier Ausgangsleistungen des Sechstors erforderlich. Die Messungen können direkt mit Leistungsdetektoren erfolgen, oder indirekt durch Umrechnung von anderen gemessenen Signalparametern bestimmt werden. Beispielsweise kann die Signalleistung aus der detektierten Amplitude oder dem Effektivwert der Ausgangsspannung an einem Lastwiderstand mit $R_{\text{Last}} = \underline{Z}_L = 50 \Omega$ berechnet werden.

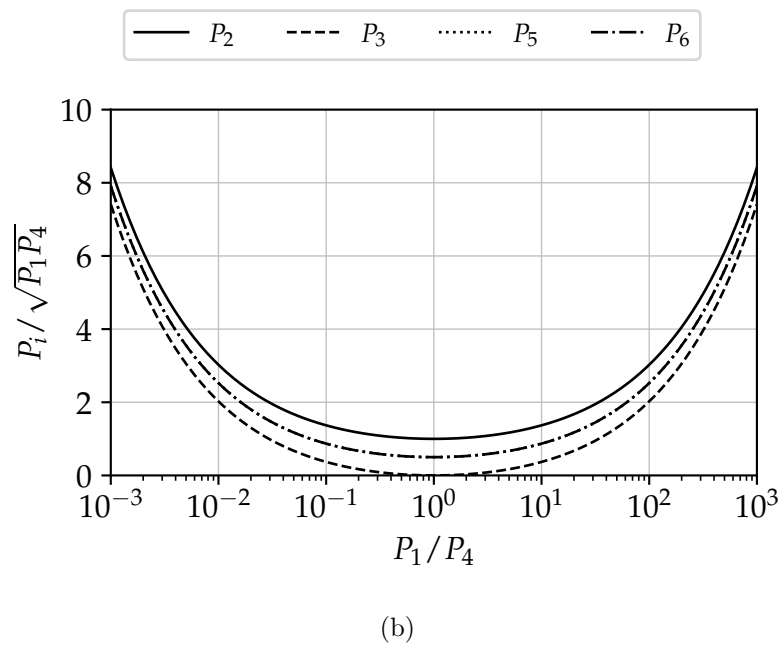
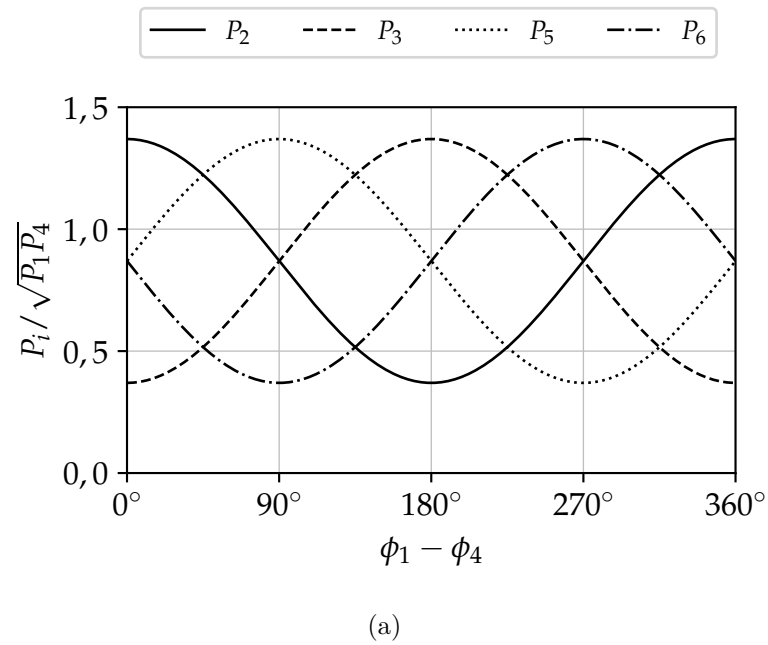


Abbildung 4.2.: Normierte Signalleistungen $P_{2,3,5,6}$ an den vier Ausgängen des Sechstors.
 a) Über der Phasendifferenz $\phi_1 - \phi_4$ mit $P_1/P_4 = 10$. b) Über dem Leistungsverhältnis P_1/P_4 mit $\phi_1 - \phi_4 = 0$.

4.2. Sechststör-Abwärtsmischer

Der in diesem Abschnitt 4.2 beschriebene Sechststör-Abwärtsmischer wurde zuvor in [Rie5] veröffentlicht.

Ein Sechststör-Abwärtsmischer ist eine Implementierung eines additiven I-Q-Mischers. Aufbauend auf dem zuvor im Abschnitt 4.1 beschriebenen Prinzip der Interferometrie wird das Sechststör hierbei mit einem sinusförmigen Referenzsignal (LO-Signal) am Tor 1 und einem modulierten HF-Empfangssignal am Tor 4 betrieben. Hierbei weist das HF-Eingangssignal allgemein eine modulierte Amplitude $\hat{U}_{\text{HF}}(t)$ und eine modulierte Phase $\phi_{\text{HF}}(t)$ auf:

$$U_1(t) = U_{1,\text{hin}}(t) = U_{\text{LO}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \cos(2\pi f_{\text{LO}}t) \quad (4.24)$$

$$U_4(t) = U_{4,\text{hin}}(t) = U_{\text{HF}}(t) = \hat{U}_{\text{HF}}(t) \cos(2\pi f_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (4.25)$$

Unter der Annahme, dass die in der S-Matrix aus Gleichung 4.9 angegebenen Amplituden- und Phasenbeziehungen des Sechststors innerhalb der um die LO-Frequenz zentrierten HF-Bandbreite des Empfangssignals konstant seien, können die vier Ausgangsspannungen $U_i(t)$ als überlagerte Varianten der beiden Eingangssignale an den Ausgängen des Sechststors von den zuvor bestimmten auslaufenden Wellen \underline{b}_i aus den Gleichungen 4.10 bis 4.13 abgeleitet werden. Die Übertragungsfunktionen $\underline{b}_i/\underline{a}_i$ werden also als frequenzunabhängige Konstanten approximiert, was innerhalb des betrachteten HF-Passbands in erster Näherung gültig ist. Auf diese Weise kann der Frequenzgang des Sechststors für die breitbandigen HF-Signale ebenfalls aus den Übertragungsfunktionen abgeleitet werden, die zwar allgemein schmalbandig sind, doch in diesem Sonderfall als Konstanten keine Frequenzabhängigkeit mehr aufweisen. Die negative imaginäre Einheit $-j$ in den Übertragungsfunktionen wird dabei als Phasenverzögerung des HF-Trägersignals um 90° im Zeitbereich interpretiert. In diesen Fällen wird die ursprüngliche Kosinus-Funktion der beiden Eingangssignale aus Gleichung 4.24 und 4.25 im Zeitbereich durch eine Sinusfunktion ersetzt:

$$\underline{b}_2 = -j0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 \Rightarrow U_2(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (4.26)$$

$$\underline{b}_3 = -0,5\underline{a}_1 + 0,5\underline{a}_4 \Rightarrow U_3(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (4.27)$$

$$\underline{b}_5 = -0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 \Rightarrow U_5(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (4.28)$$

$$\underline{b}_6 = -j0,5\underline{a}_1 - 0,5\underline{a}_4 \Rightarrow U_6(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (4.29)$$

Zur Demodulation kann sowohl die Amplitude $\hat{U}_{\text{HF}}(t)$ als auch die Phase $\phi_{\text{HF}}(t)$ aus den vier detektierten Ausgangsleistungen $P_{2,3,5,6}$ berechnet werden. Dies ist in den Gleichungen 4.22 und 4.23 des vorherigen Abschnitts bereits für Sinussignale dargestellt, wobei die detektierten Leistungen zeitlich konstant sind. Im hier betrachteten

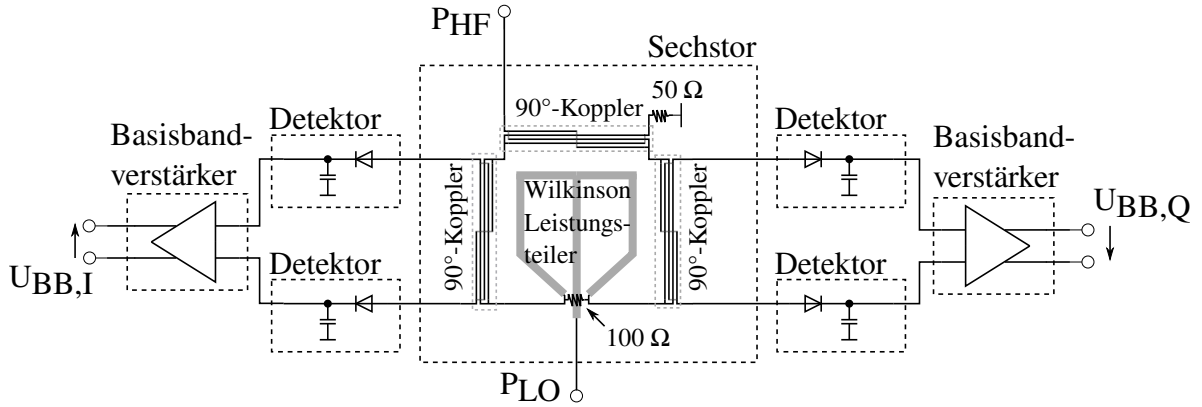


Abbildung 4.3.: Blockdiagramm des Sechstor-Abwärtsmischers [Rie5].

Fall eines modulierten Empfangssignals sind die detektierten Leistungen jedoch zeitlich veränderlich. Einzig das LO-Signal muss zeitlich konstant sein, um als Amplituden- und Phasenreferenz dienen zu können:

$$\hat{U}_{\text{HF}}(t) = \sqrt{2\text{Re}\{Z_0\} P_4(t)} \quad (4.30)$$

$$= \sqrt{2\text{Re}\{Z_0\} 4 \frac{(P_2(t) - P_3(t))^2 + (P_5(t) - P_6(t))^2}{P_1}} \quad (4.31)$$

$$= \frac{4\text{Re}\{Z_0\}}{\hat{U}_{\text{LO}}} \sqrt{(P_2(t) - P_3(t))^2 + (P_5(t) - P_6(t))^2} \quad (4.32)$$

$$\phi_{\text{HF}}(t) = 0 - \arctan \frac{P_5(t) - P_6(t)}{P_2(t) - P_3(t)} \quad (4.33)$$

Entwurf des Sechstor-Mischers

Die Vorteile der Sechstor-Architektur wurden im vorigen Abschnitt bereits erwähnt, doch soll an dieser Stelle in der Anwendung als I-Q-Abwärtsmischer die einfache schaltungstechnischen Umsetzung nochmals betont werden. So ist es in der minimalen Realisierung möglich, die Detektion an den vier Ausgängen des Sechstors mit jeweils lediglich einem nichtlinearen Bauelement und einer Kapazität durchzuführen. Hingegen erfordert der sehr verbreitete Ansatz mit Gilbert-Zellen als Mischer ein Vielfaches an aktiven und passiven Bauelementen und verursacht eine wesentlich höhere Leistungsaufnahme.

Trotz dieser Vorteile sind Sechstor-Empfänger nicht sonderlich verbreitet. Dennoch wurden bereits verschiedene integrierte Realisierungen im Millimeterwellenbereich bei Frequenzen von bis zu 120 GHz veröffentlicht [104]–[106], hauptsächlich für Radaranwendungen. Mit dem hier beschriebene Prototyp soll die Eignung der Sechstor-Architektur als Empfänger in Millimeterwellen-Kommunikationssystemen bei 180 GHz untersucht werden.

Die grundlegende Struktur des Sechstors als Interferometer ist mit einem Gleichakt-Leistungsteiler und drei 90°-Kopplern vorgegeben, doch die Implementierung dieser Funktionsblöcke kann je nach Anwendung und Entwurfsvorgaben variieren. In dieser Schaltung ist das Sechstor aus einem Wilkinson-Leistungsteiler und drei Lange-Kopplern zusammengesetzt. Die Analyse dieser Blöcke mit einer elektromagnetischen Feld-

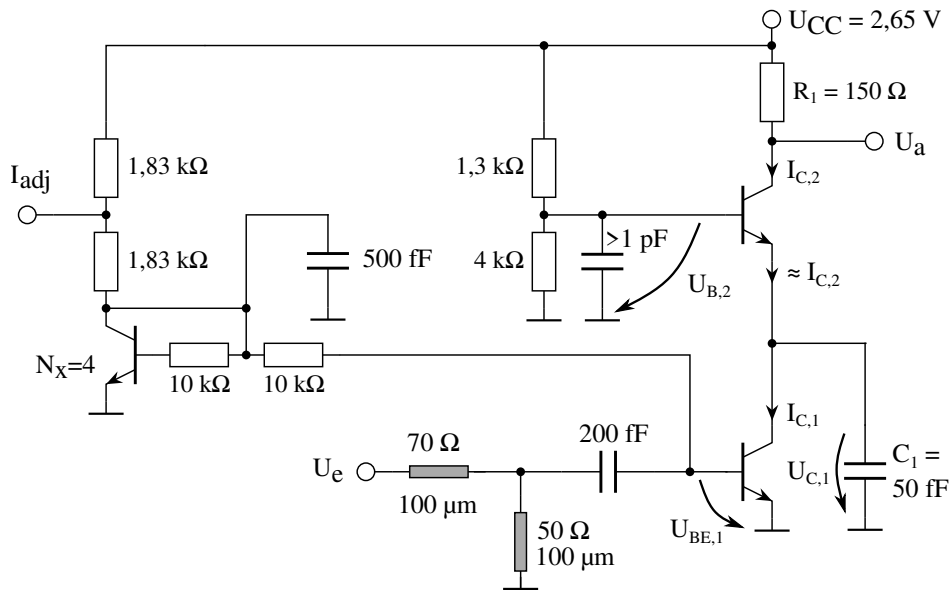


Abbildung 4.4.: Schaltung des Hüllkurvendetektors [Rie5].

simulation ergab eine Dämpfung von einem Eingang zu jedem der vier Ausgänge von rund 8 dB, was sich aus der Dämpfung von 6 dB durch die Verteilung der Leistung und zusätzlichen 2 dB durch tatsächliche elektrische und dielektrische Verluste zusammensetzt. Bei der Mittenfrequenz von 180 GHz beträgt der simulierte Phasenfehler an allen Toren weniger als 1° .

Wie im Blockdiagramm in Abbildung 4.3 dargestellt ist, wird das LO-Signal am Wilkinson-Teiler eingespeist und das HF-Empfangssignal am Lange-Koppler. Für die Verwendung als Empfangs-Frontend wäre ein rauscharmer Vorverstärker (LNA) am HF-Eingang zur Reduktion der Rauschzahl sinnvoll, doch wurde darauf in diesem Entwurf verzichtet, um die Analyse des Sechstors zu ermöglichen. Jedoch wurden zusätzlich zu den vier Detektoren auch zwei identische Basisband-Differenzverstärker für die notwendige Subtraktion der Inphasen- und Quadratur-Signalspaare und zur Erhöhung des Mischgewinns eingesetzt.

Hüllkurvendetektoren

Die verwendeten Hüllkurven-Detektoren zur Messung der zeitveränderlichen Signalleistungen an den vier Ausgängen des Sechstors sind in Abbildung 4.4 dargestellt. Sie basieren auf einer Kaskode mit einem niedrigen Arbeitspunkt-Kollektorstrom von $500 \mu\text{A}$ und einer zusätzlichen 50 fF -Filterkapazität [107]. Das Funktionsprinzip ist den zuvor beschriebenen nichtlinearen Kaskoden der *push-push*-Frequenzverdoppler ähnlich, jedoch ist die Zielgröße nicht die zweite Harmonische im Ausgangssignal, sondern der von der Aussteuerung abhängige Gleichanteil.

Zur Verdeutlichung an einem einfachen Beispiel wird der Kollektorstrom $I_{C,1}(t)$ der dargestellten Kaskode bei Aussteuerung mit einer sinusförmigen Basis-Emitter-spannung $U_{BE,1}(t)$ am unteren Transistor in Emitterschaltung mit Hilfe der exponentiellen

Kollektorstromgleichung des Bipolartransistors berechnet [100]:

$$\begin{aligned}
 I_{C,1}(t) &= I_S \exp\left(\frac{U_{BE,1}(t)}{U_T}\right) \\
 &= I_S \exp\left(\frac{U_{BE,1,A} + \hat{U}_{BE,1} \sin \omega t}{U_T}\right) \\
 &= I_{C,1,A} \exp\left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T} \sin \omega t\right)
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

Der Arbeitspunkt-Kollektorstrom $I_{C,1,A}$ wird von einem Stromspiel eingestellt, der die erforderliche Basis-Emitter-Gleichspannung $U_{BE,1,A}$ über einen $10\text{ k}\Omega$ -Widerstand an die Basis anlegt. Bei einer Aussteuerung von $U_{BE,1}(t)$ durch ein impedanztransformiertes Eingangssignal $U_e(t)$ führt die exponentielle Kennlinie des Bipolartransistors zu einer Expansion des mittleren Kollektorstroms, das heißt, der zeitliche Mittelwert des Kollektorstroms ist größer als im Arbeitspunkt und steigt mit der Amplitude der Aussteuerung:

$$\overline{I_{C,1}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{C,1}(\omega t) d\omega t = I_{C,1,A} \mathbb{I}_0\left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T}\right) \tag{4.35}$$

Das bestimmte Integral über eine Periode des Eingangssignals kann, wie in Gleichung 4.35 beschrieben ist, über die modifizierte Besselfunktion 0. Ordnung, 1. Gattung, $\mathbb{I}_0(x)$, ausgedrückt werden [108]. Der mittlere Kollektorstrom $\overline{I_{C,1}}$ ist damit idealerweise frequenzunabhängig^[a] und hängt lediglich vom Arbeitspunktkollektorstrom $I_{C,1,A}$, der Amplitude der ausgesteuerten Basis-Emitter-Spannung $\hat{U}_{BE,1}$ und der Temperaturspannung $U_T = k_B T/e$ ab. Außerdem zeigt die Darstellung als Reihe, dass $\mathbb{I}_0(x) \approx 1 + x^2$ für kleine Aussteuerungen approximiert werden kann [109]:

$$\overline{I_{C,1}} = I_{C,1,A} \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T}\right)^2 + \frac{1}{64} \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T}\right)^4 + \frac{1}{2304} \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T}\right)^6 + \dots \right] \tag{4.36}$$

$$\approx I_{C,1,A} \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T}\right)^2 \right] \tag{4.37}$$

Der mittlere Kollektorstrom $\overline{I_{C,1}}$ enthält somit einen Summanden, der proportional zum Quadrat der Eingangsamplitude und damit proportional zur Eingangsleistung ist. Allerdings ist dieser quadratische Anstieg über $\hat{U}_{BE,1}$ um einen weiteren Summanden, den Arbeitspunktstrom $I_{C,1,A}$, verschoben und es existieren unendlich viele zusätzliche Summanden höherer Ordnung. Im vorherigen Abschnitt 4.1 zum Sechstor-Interferometer wurde bereits erläutert, dass die Auswertung der detektierten Ausgangsleistungen an den vier Ausgängen anhand der Leistungsdifferenzen $P_2 - P_3$ und $P_5 - P_6$ erfolgt, wodurch zumindest der störende konstante Summand entfällt.

^[a]Die verwendete Modellierung des Kollektorstroms vernachlässigt zur Vereinfachung sämtliche parasitären Bauelemente, obwohl sie in jedem realistischen Transistor und seinen Kontaktierungen enthalten sind. Diese Vereinfachung verursacht einen mit zunehmender Frequenz steigenden Fehler.

Die Ausgangsgröße des Hüllkurvendetektors ist allerdings nicht der berechnete mittlere Kollektorstrom $\overline{I_{C,1}}$ des unteren Transistors, sondern die noch zu bestimmende Ausgangsspannung U_a . Für einen unbelasteten Ausgang ($I_a = 0$) gilt:

$$U_a(t) = U_{CC} - R_1 I_{C,2}(t) \quad (4.38)$$

Der Zusammenhang zwischen dem bereits bestimmten Kollektorstrom $I_{C,1}(t)$ des unteren Transistors und dem gesuchten Kollektorstrom $I_{C,2}(t)$ des oberen Transistors für die Berechnung der Ausgangsspannung $U_a(t)$ des Detektors lässt sich jedoch nicht analytisch bestimmen. Während die beabsichtigte Wirkung der Kapazität C_1 als Tiefpass in Kombination mit dem Eingangswiderstand des oberen Transistors in Basisschaltung leicht aus einer Kleinsignalanalyse hergeleitet werden kann ^[b], führt die Kapazität in der Großsignalrechnung mit dem tatsächlich nichtlinearen „Eingangswiderstand“ der Basisstufe zu einer nichtlinearen Differenzialgleichung (DGL) 1. Ordnung:

$$\begin{aligned} I_{B,2} \approx 0 : I_{C,2}(t) &\approx I_{C,1}(t) + C_1 \frac{dU_{C,1}(t)}{dt} \\ &\approx I_{C,1}(t) + C_1 \frac{d(U_{B,2} - U_{BE,2}(t))}{dt} \\ &\approx I_{C,1}(t) - C_1 \frac{d(U_T \ln(I_{C,2}(t)/I_{S,2}))}{dt} \\ &\approx I_{C,1}(t) - \frac{C_1 U_T}{I_{C,2}(t)} \frac{dI_{C,2}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Zwar lässt sich diese nichtlineare DGL zu einer Bernoulli-DGL umformen und kann dadurch in eine gewöhnliche DGL 1. Ordnung überführt und formal gelöst werden (siehe Anhang B), doch ist die formale Lösung in Gleichung B.13 ihrerseits aufgrund der darin enthaltenen Integrale analytisch nicht für harmonische Zeitsignale bestimmbar.

Um dennoch eine angenährte analytische Beschreibung des Hüllkurvendetektors für die weitere Analyse des Sechststör-Abwärtsmischer zu erhalten, kann die Kapazität C_1 so groß gesetzt werden, dass alle hochfrequenten zeitlichen Änderungen der Spannung $U_{C,1}$ von C_1 ausgeglichen werden und somit zu vernachlässigen sind. Dann gilt $I_{C,2}(t) \approx [I_{C,1}(t)]_{TP}$. Tatsächlich erfolgt die Dimensionierung von C_1 für eine gegebene Trägerfrequenz (hier $f_{LO} = 180$ GHz) unter der Zielsetzung, eine möglichst niedrige Grenzfrequenz f_g des Tiefpasses zu realisieren, um den unerwünschten HF-Rippel in $I_{C,1}(t)$ möglichst stark zu dämpfen. Dabei wird die minimale Grenzfrequenz des Tiefpasses jedoch durch die Bandbreite des zu demodulierenden Nutzsignals bestimmt. Der so gefilterte Strom $[I_{C,1}(t)]_{TP}$ ist deshalb immernoch von der zu detektierenden zeitveränderlichen Hüllkurve abhängig.

^[b]Eine Kleinsignalanalyse der Schaltung aus Abbildung 4.4 führt zu $\frac{U_a}{U_{BE,1}} = \frac{-R_1 g_{m,1}}{1 + \frac{1}{g_{m,2} r_{BE,2}} + j\omega C_1 / g_{m,2}} \approx \frac{-R_1 g_{m,1}}{1 + j\omega C_1 / g_{m,2}}$. Die Übertragungsfunktion $\frac{U_a}{U_{BE,1}} \sim \frac{I_{C,2}}{I_{C,1}} \sim \frac{1}{1 + j\omega \tau}$ entspricht einem Tiefpass 1. Ordnung mit der Zeitkonstante $\tau = C_1 / g_{m,2}$. Mit $C_1 = 50$ fF und $g_{m,2} = 19,2$ mS liegt die -3 dB-Grenzfrequenz des Filters bei 61,2 GHz. Durch nicht in der Analyse berücksichtigte Parasitäten des Transistors, wie dem Emitter-Bahnwiderstand, wird die tatsächliche Grenzfrequenz niedriger sein als hier berechnet.

4. Mischer

Im Falle des eingangs betrachteten sinusförmigen Eingangssignals des Detektors mit konstanter Hüllkurve kann die Ausgangsspannung leicht aus dem bereits berechneten zeitlichen Mittelwert aus Gleichung 4.35 bzw. Gleichung 4.37 bestimmt werden:

$$U_a = U_{CC} - R_1 [I_{C,1}(t)]_{\text{TP: } f \ll f_{LO}} = U_{CC} - R_1 I_{C,1,A} \overline{I_{C,1}} \quad (4.40)$$

$$= U_{CC} - R_1 I_{C,1,A} \mathbb{I}_0 \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T} \right) \quad (4.41)$$

$$\approx U_{CC} - R_1 I_{C,1,A} \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{U}_{BE,1}}{U_T} \right)^2 \right] \quad (4.42)$$

Im Gegensatz dazu ist das Eingangssignal der Detektoren an den vier Ausgängen des Sechstors kein sinusförmiges Signal mit konstanter Amplitude, sondern eine Überlagerung von einem modulierten und einem unmodulierten Sinussignal. Zur Berechnung des Detektorsignals müssen deshalb zunächst alle wesentlichen Mischprodukte bestimmt werden, die in $I_{C,1}$ durch die Aussteuerung an der exponentiellen Kennlinie des Bipolartransistors mit einem solchen modulierten Eingangssignal auftreten. Dazu kann die Exponentialfunktion als unendliche Reihe dargestellt werden, wobei wiederum ersichtlich wird, dass ein Summand mit der gewünschten quadratischen Potenz enthalten ist. Mit der Näherung für die DGL aus Gleichung 4.39 als idealer Tiefpass kann der gefilterte Kollektorstrom in die Detektorspannung $U_a(t)$ aus Gleichung 4.38 umgeformt werden:

$$U_a(t) \approx U_{CC} - R_1 \left[I_{C,1,A} \exp \left(\frac{U_{BE,1}(t)}{U_T} \right) \right]_{\text{TP: } f \ll f_{LO}} \quad (4.43)$$

$$\approx U_{CC} - R_1 I_{C,1,A} \left[1 + \frac{U_{BE,1}(t)}{U_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_{BE,1}(t)}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{BE,1}(t)}{U_T} \right)^3 + \dots \right]_{\text{TP: } f \ll f_{LO}} \quad (4.44)$$

An den vier Ausgangstoren 2,3,5 und 6 des Sechstors werden identische Hüllkurvendetektoren mit den Ausgangsspannungen $U_{a,i}(t) \sim P_i(t)$ für die Messung der zeitveränderlichen Leistungen $P_{2,3,5,6}(t)$ eingesetzt. Wie bereits in den Gleichungen 4.32 und 4.33 dargestellt ist, erfolgt die Auswertung der detektierten Leistungen zur Rekonstruktion der HF-Hüllkurve $\hat{U}_{HF}(t)$ und der HF-Phase $\phi_{HF}(t)$ anhand der Leistungsdifferenzen $P_2(t) - P_3(t)$ und $P_5(t) - P_6(t)$. Zwar werden diese Differenzen erst im Basisband-Differenzverstärker gebildet und verstärkt, was im nachfolgenden Abschnitt beschrieben wird, doch können hier bereits die Differenzen mit einem allgemeinen Spannungsverstärkungsfaktor v berechnet werden. Dabei entfallen die störenden konstanten Summanden U_{CC} und $R_1 I_{C,1,A}$:

$$\begin{aligned} P_2(t) - P_3(t) &\sim U_{a,2}(t) - U_{a,3}(t) \\ &= v R_1 I_{C,1,A} \left[\frac{U_{BE,1,3}(t) - U_{BE,1,2}(t)}{U_T} + \frac{U_{BE,1,3}^2(t) - U_{BE,1,2}^2(t)}{2U_T^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{U_{BE,1,3}^3(t) - U_{BE,1,2}^3(t)}{6U_T^3} + \dots \right]_{\text{TP: } f \ll f_{LO}} \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned}
 P_5(t) - P_6(t) &\sim U_{a,5}(t) - U_{a,6}(t) \\
 &= vR_1 I_{C,1,A} \left[\frac{U_{BE,1,6}(t) - U_{BE,1,5}(t)}{U_T} + \frac{U_{BE,1,6}^2(t) - U_{BE,1,5}^2(t)}{2U_T^2} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{U_{BE,1,6}^3(t) - U_{BE,1,5}^3(t)}{6U_T^3} + \dots \right]_{\text{TP: } f \ll f_{LO}} \quad (4.46)
 \end{aligned}$$

Die Zusammenhänge zwischen den unteren Basis-Emitter-Spannungen $U_{BE,1,i}(t)$ und den zugehörigen am Eingang des Anpassungsnetzwerks am Tor i anliegenden Spannungen $U_{e,i}(t)$ lassen sich für sinusförmige Spannungen und Ströme über die Impedanztransformation des Netzwerk herstellen. Dies ist näherungsweise auch für die betrachteten modulierten Signale gültig, sofern das Anpassungsnetzwerk eine ausreichend breitbandige Anpassung erzielt. Vereinfachend wird von einer idealen reflexionsfreien Impedanzanpassung an beiden Seiten des Anpassungsnetzwerks ausgegangen. Außerdem sei das betrachtete Anpassungsnetzwerk zur einfacheren Berechnung verlustfrei. Dann entspricht die aus dem Sechstör in das Netzwerk laufende Wirkleistung P_i exakt der Scheinleistung $S_{B,i}$ an der Basis des unteren Transistors im Detektor. Unter dieser Annahme der vollständig verlust- und reflexionsfreien Leistungserhaltung verhält sich der Quotient der Klemmenspannungen proportional zur Wurzel des Quotienten der jeweiligen Impedanzen. $R_i = 50 \Omega$ ist dabei die reelle Systemimpedanz des Sechstors, auf die der Detektor mit dem Netzwerk angepasst wird, und $\underline{Z}_{B,i}$ ist die allgemein komplexe Eingangsimpedanz des Detektors an der Basis des unteren Transistors, wo $\hat{U}_{BE,1,i}$ berechnet werden soll:

$$P_i = S_{B,i} \quad (4.47)$$

$$= |P_{B,i} + jQ_{B,i}| \quad (4.48)$$

$$\frac{\hat{U}_i^2}{2R_i} = \frac{\hat{U}_{BE,1,i}^2}{2|\underline{Z}_{B,i}|} \quad (4.49)$$

$$\hat{U}_{BE,1,i} = \hat{U}_i \sqrt{\frac{|\underline{Z}_{B,i}|}{R_i}} \quad (4.50)$$

Wie im Anhang C explizit dargestellt ist, enthalten lediglich die Differenzen der quadratischen Spannungen einen niederfrequenten Term, der nicht vom Tiefpass gefiltert wird. Sowohl die Differenzen der linearen, als auch der kubischen Spannungen enthalten ausschließlich Frequenzanteile oberhalb der Tiefpass-Grenzfrequenz. Unter der Annahme eines idealen Tiefpasses entfallen alle diese hochfrequenten Terme vollständig. Zusammen mit der Impedanztransformation aus der Gleichung 4.50 kann damit eine Näherung für die Leistungsdifferenzen aus den Gleichungen 4.45 und 4.46 nach der Tiefpassfilterung angegeben werden:

$$P_2(t) - P_3(t) \sim U_{a,2}(t) - U_{a,3}(t) \approx vR_1 I_{C,1,A} \frac{|\underline{Z}_{B,i}|}{R_i} \frac{-\hat{U}_{LO} \hat{U}_{HF}(t)}{4U_T^2} \cos(\phi_{HF}(t)) \quad (4.51)$$

$$P_5(t) - P_6(t) \sim U_{a,5}(t) - U_{a,6}(t) \approx vR_1 I_{C,1,A} \frac{|\underline{Z}_{B,i}|}{R_i} \frac{-\hat{U}_{LO} \hat{U}_{HF}(t)}{4U_T^2} \sin(\phi_{HF}(t)) \quad (4.52)$$

Aus diesen beiden Gleichungen ist ersichtlich, dass die Ausgangsspannungen der verwendeten Kaskoden-Hüllkurvendetektoren zur Rekonstruktion des Modulationssignals mit der HF-Hüllkurve $\hat{U}_{\text{HF}}(t)$ und der HF-Phase $\phi_{\text{HF}}(t)$ unter Kenntnis des angelegten LO-Signals geeignet sind. Dies wurde zuvor in den Gleichungen 4.32 und 4.33 bereits für die Hüllkurven an den vier Ausgängen des Sechstors gezeigt und ist hier um die Charakteristik der verwendeten Hüllkurvendetektoren und des Basisband-Differenzverstärkers mit der Spannungsverstärkung v erweitert worden. Hinsichtlich der Phasenrekonstruktion ist die Verstärkung des Basisbandverstärkers und auch die Steilheit der Detektoren irrelevant. Auch bei der Hüllkurvenrekonstruktion entfällt der Verstärkungsfaktor des Basisbandverstärkers, doch die Steilheit der Detektoren ist hier wichtig:

$$\hat{U}_{\text{HF}}(t) = \frac{4R_i}{vR_1 I_{C,1,A} |Z_B| \hat{U}_{\text{LO}}} \sqrt{v^2 (U_{a,2}(t) - U_{a,3}(t))^2 + v^2 (U_{a,5}(t) - U_{a,6}(t))^2} \quad (4.53)$$

$$= \frac{4R_i}{R_1 I_{C,1,A} |Z_B| \hat{U}_{\text{LO}}} \sqrt{(U_{a,2}(t) - U_{a,3}(t))^2 + (U_{a,5}(t) - U_{a,6}(t))^2} \quad (4.54)$$

$$\phi_{\text{HF}}(t) = 0 - \arctan \frac{U_{a,5}(t) - U_{a,6}(t)}{U_{a,2}(t) - U_{a,3}(t)} \quad (4.55)$$

Basisbandverstärker

Obwohl der Verstärkungsfaktor v der Basisbandverstärker in den Rekonstruktionsgleichungen 4.54 für die Hüllkurve und 4.55 für die Phase entfällt, ist dieser Faktor nur theoretisch unwichtig. In praktischen Anwendungen müssen die Signale für eine erfolgreiche Auswertung und Rekonstruktion ein ausreichend hohes Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*Signal-to-Noise Ration, SNR*) aufweisen. Dafür ist neben einer rauscharmen Empfangsschaltung (*low noise amplifier, LNA*) auch eine ausreichend hohe Signalverstärkung notwendig. Mit dem hier vorgestellten Prototypen soll lediglich die Eignung der Sechstor-Architektur als Quadratur-Abwärtsmischer untersucht werden, wobei die unverfälschte Rauschzahl des Mixers von Interesse ist. Damit kann in einem zweiten Schritt der Entwurf eines vollständigen Empfangs-Frontends mit passendem LNA durchgeführt werden. In diesem Prototypen wurde deshalb auf einen LNA am HF-Eingang verzichtet und lediglich ein Differenzverstärker an den beiden Basisband-Ausgängen integriert, der die Verstärkung und somit den Mischgewinn für eine bessere Charakterisierbarkeit erhöht.

In Abbildung 4.5a ist der Schaltplan des Verstärkers dargestellt. Er basiert auf einem Kaskoden-Differenzpaar, das eingangs- und ausgangsseitig mit symmetrischen Kollektorschaltungen als Treiber kombiniert ist. Die Kollektorschaltungen sind an ihren Ausgangsknoten mit zusätzlichen Kapazitäten C_1 bzw. C_2 gegen Masse belastet, die mit der Ausgangsimpedanz der Treiber Tiefpässe 1. Ordnung zur Dämpfung des verbliebenen HF-Rippels bilden. In einer *Harmonic-Balance*-Simulation wurde der Basisbandverstärker zusammen mit den vorgeschalteten Hüllkurvendetektoren simuliert, die nichtideale Spannungsquellen am Eingang des Basisbandverstärkers darstellen. Dabei wurde eine gemeinsame -3 dB-Bandbreite im Basisband von rund 25 GHz simuliert. Diese Bandbreite resultiert aus den Transistorparasitäten im Basisbandverstärker, zum Beispiel aus dem Tiefpass des 250Ω -Kollektorwiderstands mit der parasitären Eingangskapazität des Ausgangstreiber. Die zusätzlich eingefügten Kapazitäten C_1 und C_2 bilden

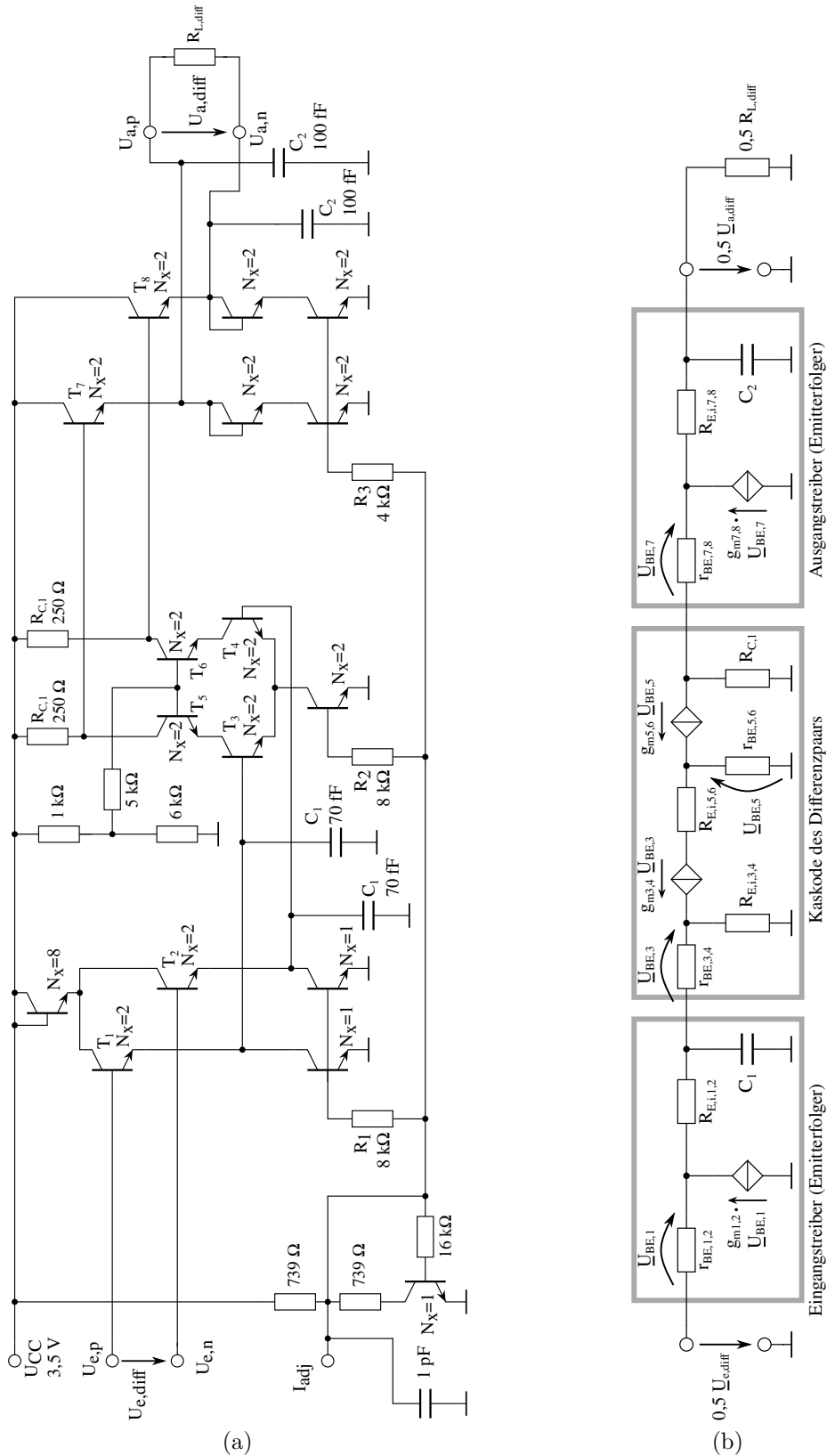


Abbildung 4.5.: Basisband-Differenzverstärker. a) Schaltplan mit den Größenmultiplikatoren N_X [Rie5]. b) Reduziertes Kleinsignal-Ersatzschaltbild für die Berechnung des Frequenzgangs der Gegentaktverstärkung.

nichtdominante Tiefpässe, die den Frequenzgang im Durchlassbereich kaum beeinflussen und lediglich die Dämpfung des HF-Rippels weit außerhalb des Durchlassbereichs erhöhen.

Um die Analyse des gesamten Sechstor-Abwärtsmischers zu vervollständigen und um die Ergebnisse der oben durchgeführten Berechnungen anwenden zu können, beispielsweise zur Berechnung des Mischgewinns, ist eine analytische Beschreibung des Verstärkungsfaktors v der beiden Basisband-Differenzverstärker erforderlich. Dazu wurde die in Abbildung 4.5b dargestellte vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltung des Verstärkers bei idealer Gegentaktaussteuerung erstellt, die als parasitäre Elemente lediglich die Transistor-internen Emitter-Bahnwiderstände $R_{E,i}$ enthält [100]. In dem betrachteten Fall der Gegentaktaussteuerung lässt sich der Verstärker entlang der virtuellen Masse in zwei zueinander symmetrische gegenphasige Teile mit halber Aussteuerung zerlegen. Die Kleinsignal-Ersatzschaltung umfasst deshalb nur die inphasige Hälfte, die zur Berechnung der Gesamtverstärkung ausreichend ist. Mit den ebenfalls berücksichtigten Filterkapazitäten C_1 und C_2 lässt sich der Frequenzgang des komplexen Spannungsverstärkungsfaktors \underline{v} unter Vernachlässigung der Basisströme berechnen:

$$\begin{aligned} \underline{v} &= \frac{U_{a,\text{diff}}}{U_{e,\text{diff}}} \\ &= \frac{-g_{m3,4}R_{C,1}}{\left(1 + \frac{1+g_{m,1,2}R_{E,i,1,2}}{g_{m,1,2}\left(R_{E,i,1,2} + \frac{1}{j\omega C_1}\right)}\right) (1 + g_{m3,4}R_{E,i,3,4}) \left(1 + \frac{1+g_{m7,8}R_{E,i,7,8}}{g_{m7,8}\left(R_{E,i,7,8} + \frac{1}{j\omega C_2 + 2/R_{L,\text{diff}}}\right)}\right)} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Da die Transistoren T_1 bis T_8 gleich groß sind, sind auch die in Gleichung 4.56 getrennt behandelten Emitter-Bahnwiderstände gleich groß und es gilt $R_{E,i,1,2} = R_{E,i,3,4} = R_{E,i,7,8} = R_{E,i}$. Aus dem Kompaktmodell der Transistoren kann ein Widerstandswert von $R_{E,i} \approx 15 \Omega$ als Abschätzung entnommen werden. In dieser Größenordnung hat der konkrete Wert von $R_{E,i}$ einen großen Einfluss auf den resultierenden Verstärkungsfaktor der Schaltung und muss deshalb als parasitäres Element in der Kleinsignalanalyse berücksichtigt werden. Mit unterschiedlichen Arbeitspunktströmen in den einzelnen Stufen sind auch die jeweiligen Transkonduktanzen unterschiedlich, können aber mit $g_m = I_{C,A}/U_T$ berechnet werden: $2g_{m1,2} = 2g_{m3,4} = g_{m7,8} = 138 \text{ mS}$. Der Ausgang wird mit $R_{L,\text{diff}} = 100 \Omega$ belastet.

In Abbildung 4.6 ist der nach Gleichung 4.56 berechnete Betragsfrequenzgang des Verstärkungsfaktors $v = |\underline{v}|$ mit drei verschiedenen Widerstandswerten für die Emitter-Bahnwiderstände $R_{E,i}$ im Vergleich zur Simulation mit dem Kompaktmodell aufgetragen. Die Berechnung ist in guter Übereinstimmung mit der simulierten DC-Verstärkung von $v \approx 6$, wenn $R_{E,i} = 15 \Omega$ aus dem Kompaktmodell eingesetzt wird. Hinsichtlich der Bandbreite herrscht jedoch eine relativ hohe Diskrepanz zwischen der Simulation und der Berechnung, was mit der bereits erwähnten Vernachlässigung der parasitären Tiefpässe in der Kleinsignal-Ersatzschaltung zusammenhängt. Eine Berücksichtigung der wesentlichen Parasitäten zur exakten Reproduktion des simulierten Frequenzgangs würde eine komplexere Ersatzschaltung erfordern und die manuelle Analyse deutlich erschweren. Aus diesem Grund bleibt auch das simulierte Pol-Nullstellen-Paar zwischen 10 MHz und 100 MHz in der Berechnung unberücksichtigt. Die durchgeführte Analyse

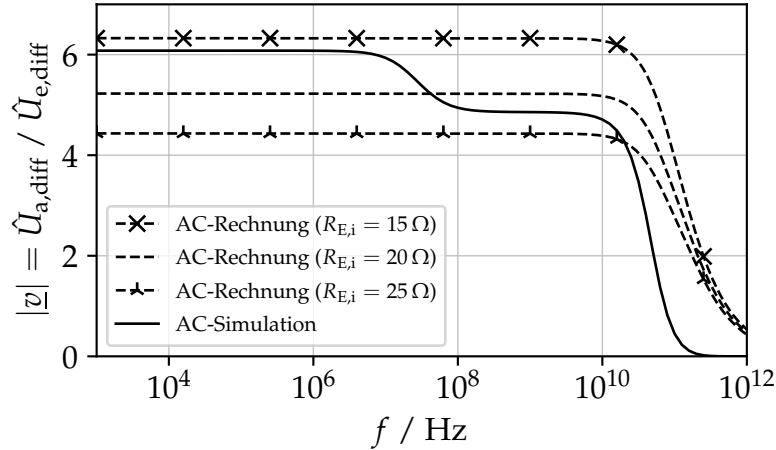


Abbildung 4.6.: Berechneter und simulierter Betragsfrequenzgang der Verstärkung des Basisbandverstärkers.

ist somit lediglich für die Abschätzung des Verstärkungsfaktors v innerhalb des Durchlassbereichs des Tiefpasses geeignet, was allerdings für die Vervollständigung der restlichen Schaltungsanalyse und zur Berechnung des Mischgewinns der Gesamtschaltung ausreichend ist.

Messergebnisse

Zur Überprüfung der entworfenen Schaltung wurde ein Prototypen-Chip in der 130 nm-BiCMOS-Technologie *SG13G2* von IHP hergestellt. Dieser Prozess wurde bereits in Kapitel 2.1 beschrieben. In Abbildung 4.7 ist ein Chipfoto des hergestellten Sechststör-Abwärtsmischers dargestellt, in dem das sehr kompakte Layout des Sechststors mit den U-förmig angeordneten Lange-Kopplern erkennbar ist. Um die Ausnutzung der Chipfläche zu verbessern, wurde der Wilkinson-Teiler in das ansonsten leere Zentrum zwischen den Kopplern gespiegelt, was ohne zusätzliche Leitungskreuzungen möglich ist. In den nachfolgend präsentierten Messungen wurde der Arbeitspunkt der Schaltung, insbesondere der Detektoren, nicht extern angepasst. Wie im Chipfoto ebenfalls sichtbar ist, wurden die DC-Versorgungsspannungen und die ungenutzten Einstellspannungen mit Bonddrähten auf eine Leiterplatte geführt, während die HF-, LO- und Basisbandsignale mit Messspitzen an die externen Messgeräte angeschlossen wurden.

Zunächst wurden die Reflexionsfaktoren des HF- und LO-Eingangstors und der beiden symmetrischen Basisband-Ausgangstore mit einem 67 GHz-Netzwerkanalysator gemessen. Für die Messung an den HF-Eingängen bei bis zu 220 GHz wurden Frequenzbereichserweiterung (*Frequency Extender / Converter Module*) verwendet. Die beiden Basisbandausgänge mit den jeweils symmetrischen Signalteilen wurden als Viertor charakterisiert und anschließend in zwei Gegentakt-Reflexionsfaktoren mit der symmetrischen Last von $R_{0,\text{diff}} = 2R_0 = 100 \Omega$ aus den *Mixed-Mode*-Streuparameter berechnet [110]:

$$\Gamma_{\text{dd}} = \frac{\underline{S}_{i,i} - \underline{S}_{i,j} - \underline{S}_{j,i} + \underline{S}_{j,j}}{2} \quad (4.57)$$

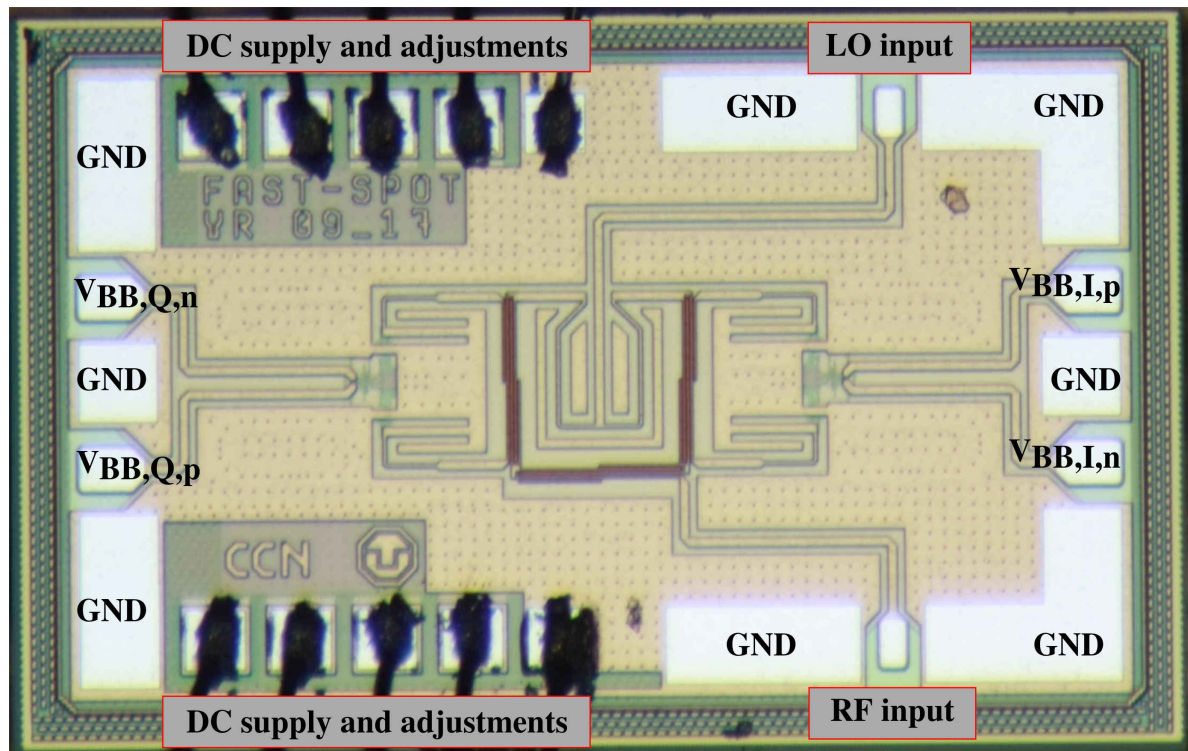


Abbildung 4.7.: Beschriftetes Chipfoto des Sechstor-Abwärtsmischers mit Bonddrähten für die Spannungsversorgung und einer Chipfläche von $A_{\text{chip}} = 1328 \mu\text{m} \cdot 828 \mu\text{m}$ [Rie5] ©2019 IEEE.

Dabei seien die Tore i und j die beiden unsymmetrisch gemessenen Tore eines symmetrischen Ausganges. In Abbildung 4.8 sind die so bestimmten Reflexionsfaktoren der beiden Eingänge und der beiden Ausgänge über den jeweils relevanten Frequenzbereich dargestellt.

Die Messung der Frequenzumsetzung aus dem HF-Band ins Basisband wurden aufgrund messtechnischer Beschränkungen lediglich anhand von sinusförmigen HF-Signalen durchgeführt, das heißt mit getrennten Messungen des unteren und des oberen Seitenbands. In praktischen Anwendungen werden üblicherweise HF-Signale mit beiden modulierten Seitenbändern empfangen, doch ein solches Testsignal stand im Labor nicht zur Verfügung.

Für die Messung wurde ein am Lehrstuhl entwickelter Frequenzvervierfacher als Quelle für das 180 GHz-LO-Signal verwendet, der eine maximale Ausgangsleistung von -9 dBm erreicht [19]. Diese immernoch geringe LO-Leistung ermöglichte Messungen mit einem höheren Mischgewinn, als es mit den restlichen zur Verfügung stehenden Signalquellen möglich gewesen wäre. Das HF-Signal wurde mit einem Modul des Netzwerkanalysators zur Frequenzbereichserweiterung bis 220 GHz erzeugt, das zuvor bereits für die Messung der Reflexionsfaktoren in diesem Frequenzbereich verwendet wurde und eine maximale Ausgangsleistung von -17 dBm erzielt. Zur Kalibrierung der frequenzabhängigen Ausgangsleistungen wurde ein Millimeterwellen-Kalorimeter verwendet, mit dem die an den Messspitzen einlaufende Signalleistung gemessen wurde. Aufgrund der relativ hohen Messgenauigkeit des Kalorimeters bei solchen geringen Signalpegeln

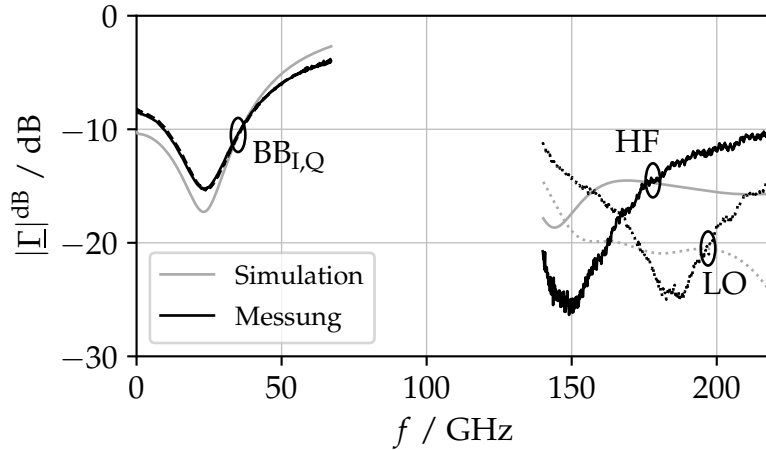


Abbildung 4.8.: Reflexionsfaktoren der LO- und HF-Eingänge und der beiden symmetrischen I/Q-Basisbandausgänge des Sechststör-Mischers [Rie5]. Für die Basisbandausgänge sind die Gegentaktkoeffizienten $\underline{\Gamma}_{\text{dd}}$ aus den *mixed-mode*-Streuparametern mit $R_{0,\text{diff}} = 100 \Omega$ angegeben. Für die unsymmetrischen LO- und HF-Eingänge beträgt die Referenzimpedanz $R_0 = 50 \Omega$.

konnten die starken frequenzabhängigen Pegelschwankungen nicht vollständig aus den kalibrierten Messergebnissen entfernt werden. Die nachfolgenden Messkurven über der HF-Frequenz enthalten deshalb einen Rippel von bis zu 2 dB. Bei der Kalibrierung des LO-Signals waren diese Probleme weniger stark ausgeprägt, da der Frequenzgang der verwendeten Quelle wesentlich glatter ist und gleichzeitig die höhere Signalleistung eine genauere Messung ermöglicht. Die heruntergemischten Basisbandsignale an den symmetrischen Inphasen- und Quadraturausgängen wurden sowohl symmetrisch mit einem *Balun* als auch unsymmetrisch mit nur einer Signalhälfte von einem 67 GHz-Spektrumanalysator erfasst. Auch hierbei wurden die Verluste in den Anschlussleitungen und sonstigen Komponenten in den dargestellten Ergebnissen berücksichtigt. Schließlich sind auch für die verwendeten Messspitzen vom Hersteller gemessene und zur Verfügung gestellte Streuparameter in der Leistungskalibrierung des Messaufbaus verwendet worden.

Mit diesem Messaufbau wurde die separate Charakterisierung beider Seitenbänder anhand einzelner Sinussignale mit HF-Frequenzen oberhalb oder unterhalb der LO-Frequenz durchgeführt. Dieser Fall lässt sich auch mit den oben hergeleiteten analytischen Gleichungen für die HF-Eingangsspannung und die resultierenden Basisband-Ausgangsspannungen abbilden, wenn $\hat{U}_{\text{HF}}(t) = \hat{U}_{\text{HF}}$ die unmodulierte Amplitude des angelegten HF-Signals ist. Die Frequenzverschiebung des HF-Signals gegenüber dem LO-Signal um die Basisbandfrequenz f_{BB} kann dann als zeitveränderliche HF-Phase mit $\phi_{\text{HF}}(t) = \pm 2\pi f_{\text{BB}}t$ dargestellt werden, wobei das Vorzeichen das Seitenband selekt-

4. Mischer

tiert: positiv für das obere Seitenband, negativ für das untere Seitenband:

$$U_{\text{HF}}(t) = \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi(f_{\text{LO}} \pm f_{\text{BB}})t) \quad (4.58)$$

$$U_{\text{LO}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \cos(2\pi f_{\text{LO}}t) \quad (4.59)$$

$$U_{\text{BB,I}}(t) = v(U_{\text{a,2}}(t) - U_{\text{a,3}}(t)) \approx -vR_1 I_{\text{C,1,A}} \frac{|\underline{Z}_{\text{B},i}|}{R_0} \frac{\hat{U}_{\text{LO}} \hat{U}_{\text{HF}}}{4U_{\text{T}}^2} \cos \pm 2\pi f_{\text{BB}}t \quad (4.60)$$

$$U_{\text{BB,Q}}(t) = v(U_{\text{a,5}}(t) - U_{\text{a,6}}(t)) \approx -vR_1 I_{\text{C,1,A}} \frac{|\underline{Z}_{\text{B},i}|}{R_0} \frac{\hat{U}_{\text{LO}} \hat{U}_{\text{HF}}}{4U_{\text{T}}^2} \sin \pm 2\pi f_{\text{BB}}t \quad (4.61)$$

Es fällt auf, dass beim Empfang eines einzelnen Seitenbands die Signalamplitude und damit die Signalleistung an beiden Basisbandausgängen identisch ist. Für den direkten Vergleich mit den Messergebnissen ist eine Umrechnung der berechneten Spannungen in Signalleistungen sinnvoll, was für die hier betrachteten Sinussignale sehr einfach ist. Unter Berücksichtigung der jeweiligen Torimpedanzen von $R_0 = 50 \Omega$ am HF- und LO-Eingang und $R_{0,\text{diff}} = 2R_0 = 100 \Omega$ an den Basisbandausgängen unterscheidet sich der Mischgewinn G_{conv} lediglich um einen Faktor 0,5 vom Quotienten der quadratischen Basisbandspannung zur quadratischen HF-Spannung aus den Gleichungen 4.58 bis 4.61:

$$G_{\text{conv}} = G_{\text{conv,SSB,I}} = G_{\text{conv,SSB,Q}} = \frac{P_{\text{BB,I,Q}}}{P_{\text{HF}}} = \frac{\hat{U}_{\text{BB,I,Q}}^2}{\hat{U}_{\text{HF}}^2} \frac{2R_0}{2R_{0,\text{diff}}} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{\text{BB,I,Q}}^2}{\hat{U}_{\text{HF}}^2} \quad (4.62)$$

$$G_{\text{conv}}^{\text{dB}} = 10 \log_{10}(G_{\text{conv}}) \text{ dB} = -3 \text{ dB} + 20 \log_{10} \left(vR_1 I_{\text{C,1,A}} \frac{|\underline{Z}_{\text{B}}|}{R_0} \frac{\sqrt{2R_0 P_{\text{LO}}}}{4U_{\text{T}}^2} \right) \text{ dB} \quad (4.63)$$

Die Eingangsimpedanz $\underline{Z}_{\text{B}} = (21, 3 - j43, 8) \Omega$ an der Basis des Hüllkurvendetektors wurde mit einer AC-Simulation des Detektors bei 180 GHz ermittelt und in Gleichung 4.63 eingesetzt. \underline{Z}_{B} ist zwar frequenzabhängig, wird jedoch zur Vereinfachung im betrachteten HF-Frequenzbereich als konstant angenommen.

Bislang wurde für die durchgeführte Schaltungsanalyse ein verlustfreies Sechstor angenommen, während mit einer EM-Simulation des verwendeten Sechstors, wie oben bereits beschrieben wurde, ein Verlust von jeweils 2 dB pro Eingangstor simuliert wurde. Um diesen Verlust in der Analyse zu berücksichtigen, können die an den vier Ausgängen des Sechstors detektierten Leistungen um einen entsprechenden Dämpfungsfaktor korrigiert werden. In Gleichung 4.63 rührt der Faktor 4 im Nenner von der idealen (verlustfreien) Aufteilung der einlaufenden HF-Wellen auf die vier Ausgänge her. Dieser Faktor α kann nun für beliebige Verluste A bzw. A^{dB} berechnet werden und beträgt 6,3 für $A^{\text{dB}} = 2 \text{ dB}$:

$$\alpha = 10^{(6 \text{ dB} + A^{\text{dB}})/10 \text{ dB}} \quad (4.64)$$

In den nachfolgenden Abbildungen ist der nach Gleichung 4.63 berechnete Mischgewinn jeweils für Fall eines verlustfreien Sechstors ($\alpha = 4$) und eines realistischeren Sechstors mit 2 dB Verlust ($\alpha = 6,3$) zusammen mit den gemessenen und simulierten Ergebnissen dargestellt.

Zunächst ist in Abbildung 4.9 der Anstieg des Mischgewinns über der eingespeisten LO-Leistung abgebildet. Die Steigung von 10 dB pro Dekade deutet auf einen linearen

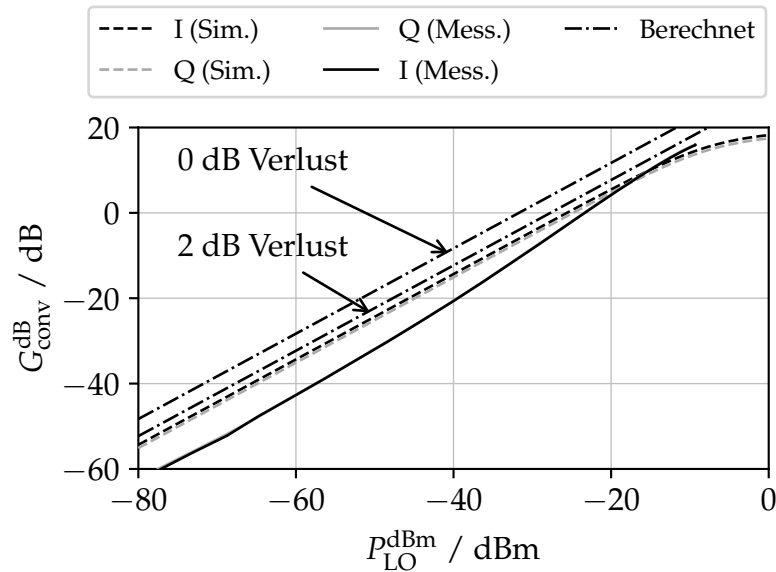


Abbildung 4.9.: Gemessener, simulierter und berechneter Anstieg Mischgewinns (oberes Seitenband) über der LO-Eingangleistung mit $f_{LO} = 180$ GHz, $f_{HF} = 181$ GHz und $P_{HF}^{dBm} = -27,5$ dBm. Die Berechnung ist für ein verlustfreies Sechststör und für ein realistischeres Sechststör mit 2 dB Verlust dargestellt.

Anstieg hin, bis in der Simulation und in der Messung eine Kompression der Detektoren oder der Basisbandverstärker den Anstieg begrenzt. Dieser nichtlineare Effekt der Kompression ist nicht in der verwendeten Gleichung 4.63 modelliert, sodass der berechnete Mischgewinn unbegrenzt ansteigt. Darüber hinaus stimmt der mit 2 dB Verlust berechnete Fall gut mit der Simulation überein. Der gemessene Anstieg verläuft bei sehr geringen LO-Leistungen etwa 10 dB unterhalb des simulierten und berechneten Mischgewinns und steigt dann zunächst stärker an, bevor er ebenfalls komprimiert. Dieser ungewöhnliche Verlauf könnte einem messtechnischen Problem mit dem verwendeten Frequenzmultiplizierer als LO-Quelle geschuldet sein. Die Ausgangsleistung des Frequenzvervierachers, d.h. die erzeugte LO-Leistung, steigt mit 40 dB pro Dekade über der von einem Signalgenerator erzeugten subharmonischen Eingangsleistung an. Diese eingestellte subharmonische Eingangsleistung vom Signalgenerator ist gleichzeitig die Bezugsgröße für die Kalibrierung und für die gemessenen Basisbandleistungen. Erst in der anschließend durchgeführten Aufbereitung der Messdaten wird der Mischgewinn berechnet und gegen die erzeugte LO-Leistung aufgetragen, wobei sich eventuell aufgetretene Messungenauigkeiten der erzeugten LO-Leistung überproportional in das dargestellte Endergebnis fortpflanzen.

In den Abbildungen 4.10 und 4.11 ist der Mischgewinn für die maximal verfügbare LO-Leistung von rund $-9,5$ dBm über der Frequenz des sinusförmigen HF-Signals unter- oder oberhalb der LO-Frequenz dargestellt. Da der gemessene Mischgewinn des oberen Seitenbands deutlich schmalbandiger ist als im Falle des unteren Seitenbands, wurde die LO-Frequenz versuchsweise auf 175 GHz abgesenkt, um die Symmetrie der

4. Mischer

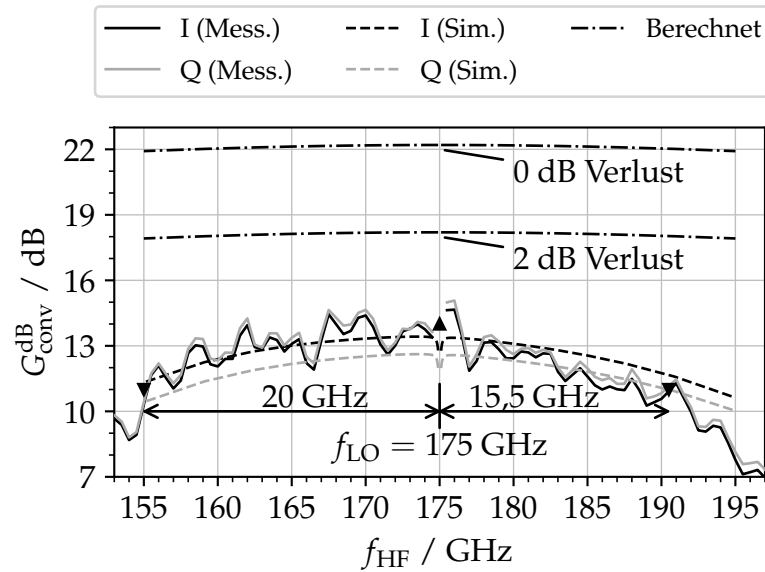


Abbildung 4.10.: Gemessener, simulierter und berechneter Mischgewinn über der HF-Frequenz mit $f_{\text{LO}} = 175 \text{ GHz}$, $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -9,5 \text{ dBm}$ [Rie5]. Die frequenzabhängige HF-Leistung beträgt weniger als $-25,8 \text{ dBm}$ (keine Kompression). Die Berechnung ist für ein verlustfreies Sechstor und für ein realistischeres Sechstor mit 2 dB Verlust dargestellt.

Seitenbänder zu verbessern. Obwohl dabei eine bessere Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation erreicht wird, ist die Bandbreite des unteren Seitenbands immer noch rund 5 GHz höher. Der berechnete Mischgewinn ist in seinem Maximum rund 5 dB höher als in der Messung und in der Simulation, was jedoch in Anbetracht der Vernachlässigung vieler einflussreicher parasitärer Effekte in der Analyse als gute Übereinstimmung zu werten ist.

Die starke Asymmetrie des Mischgewinns beider Seitenbänder ist in der Messung bei der angestrebten LO-Frequenz von 180 GHz in Abbildung 4.11 deutlich erkennbar. In dieser Abbildung wurde auf einen Vergleich mit den berechneten Ergebnissen verzichtet, um die Übersichtlichkeit zu verbessern. Stattdessen ist die gemessene und die simulierte Rauschzahl enthalten. Da keine 180 GHz-Rauschquelle als Referenz für die Bestimmung der Rauschzahl nach Gleichung 4.65 verfügbar war, wurde der HF-Eingang mit der Systemimpedanz $R_0 = 50 \Omega$ abgeschlossen, wodurch die Berechnung der äquivalenten thermischen Rauschleistungsdichte in einer 1 Hz-Bandbreite nach Gleichung 4.66 am HF-Eingang möglich ist [100].

$$F = \frac{\text{SNR}_e}{\text{SNR}_a} = \frac{P_{S,e} P_{N,a}}{P_{S,a} P_{N,e}} = \frac{1}{G_{\text{conv}}} \frac{P_{N,a}}{P_{N,e}} \quad (4.65)$$

$$\frac{P_{N,e}}{1 \text{ Hz}} = \frac{|U_{N,e}|^2}{4R_0} \frac{1}{\text{Hz}} = k_B T \quad (4.66)$$

$$\frac{P_{N,a}}{1 \text{ Hz}} = P_{N,a,\text{mess}} (\Delta f_{a,\text{mess}}) \frac{1}{\Delta f_{a,\text{mess}}} \quad (4.67)$$

$$F = \frac{1}{G_{\text{conv}}} \frac{P_{N,a,\text{mess}} (\Delta f_{a,\text{mess}})}{k_B T \Delta f_{a,\text{mess}}} \quad (4.68)$$

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{N,a,\text{mess}} (\Delta f_{a,\text{mess}})}{k_B T \Delta f_{a,\text{mess}}} \right) \text{ dB} - G_{\text{conv}}^{\text{dB}} \quad (4.69)$$

Mit einem Spektrumanalysator wurde dann die Rauschleistungsdichte an beiden Basisbandausgängen nacheinander gemessen. Diese Rauschleistungsdichte $P_{N,a,\text{mess}}$ hängt von der eingestellten Messbandbreite $\Delta f_{a,\text{mess}} = 10 \text{ kHz}$ des Spektrumanalysators ab. Durch Division mit der Messbandbreite kann die gemessene Rauschleistungsdichte im Basisband auf 1 Hz normiert werden, um sie zusammen mit dem zuvor gemessenen Mischgewinn in den Rauschfaktor F nach Gleichung 4.68 bzw. die Rauschzahl NF in Dezibel 4.69 umzurechnen. Zwar könnte die Messbandbreite des Spektrumanalysators direkt auf 1 Hz eingestellt werden, doch ist dies wegen der damit verbundenen exorbitanten Messdauer unpraktikabel. Die Messbandbreite muss ausreichend klein gewählt werden, sodass das mit der Messbandbreite ansteigende Eigenrauschen des Spektrumanalysators nicht das zu messende Rauschen des Mischers maskiert.

Auf diese Weise wurde die in Abbildung 4.11 zusammen mit dem Mischgewinn dargestellte Rauschzahl der beiden einzelnen Seitenbänder messtechnisch bestimmt und mit den simulierten Ergebnissen verglichen. Dabei fällt auf, dass die Rauschzahl bei Frequenzen dicht an der LO-Frequenz bei 180 GHz am höchsten ist und mit zunehmendem Frequenzabstand, d.h. mit zunehmender Basisbandfrequenz, absinkt. Diesem Verhalten ist der absinkende Mischgewinn bei hohen Basisbandfrequenzen überlagert, sodass die Rauschzahl an den Rändern der Seitenbänder wieder ansteigt. In Übereinstimmung mit der Simulation konnten in der Messung zwei Fälle mit unterschiedlich hoher Rauschzahl bei niedrigen Basisbandfrequenzen nachgewiesen werden, die in der Abbildung mit den Indizes a und b beschriftet sind. Im Fall a wurde das symmetrische Basisbandsignal mit einem externen *Balun* an den unsymmetrischen Spektrumanalysator angeschlossen. Dagegen wurde im Fall b nur eine Hälfte des symmetrischen Basisbandsignals direkt angeschlossen, während die ungenutzte Hälfte mit einem 50Ω -Widerstand abgeschlossen wurde. Berücksichtigt man die kleinere Signalamplitude im Fall b , so kann in beiden Fällen ein identischer Mischgewinn gemessen werden. Dagegen sind die gemessenen Rauschleistungsdichtespektren beider Fälle unterschiedlich, sodass auch die dargestellte Rauschzahl unterschiedlich ist. Da der gleiche Effekt in der Simulation reproduziert werden kann, konnte die Ursache mit einer Rauschsimulation zur Analyse der stärksten Rauschbeiträge ermittelt werden.

Es zeigte sich in der Rauschsimulation, dass der größte Rauschbeitrag von den Serienwiderständen R_1 , R_2 und R_3 an den Basen der Fußstromquellen des Basisbandverstärkers aus Abbildung 4.5a ausgeht. Das thermische Rauschen dieser Widerstände

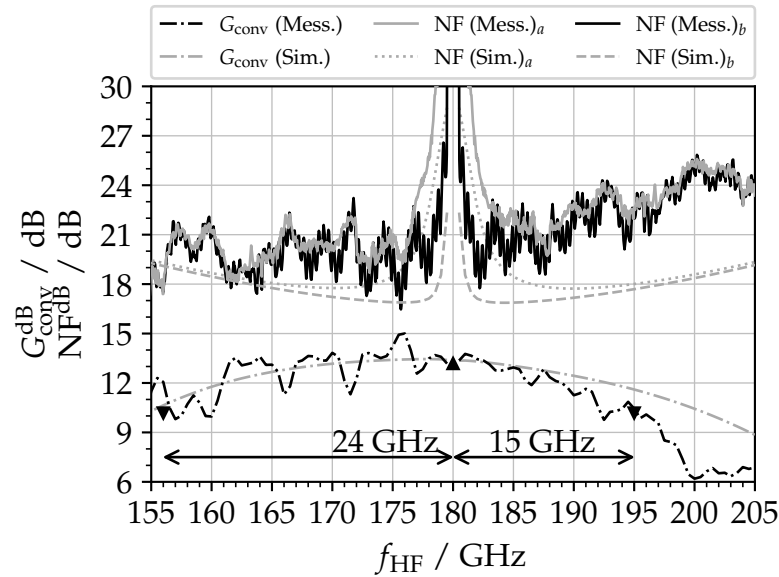
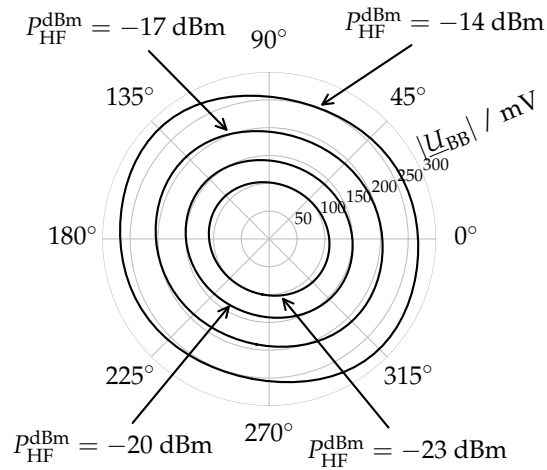


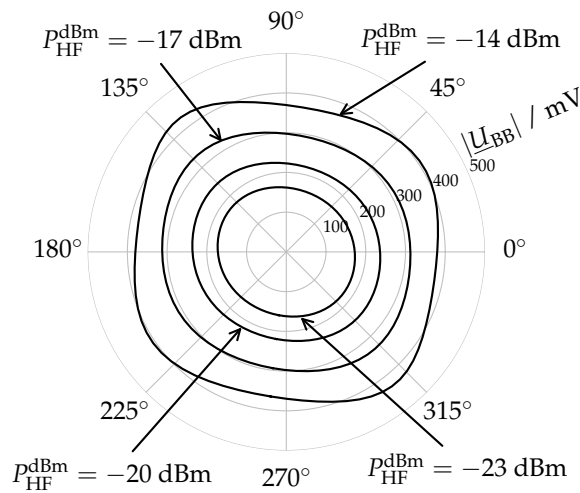
Abbildung 4.11.: Gemessene und simulierte Rauschzahl für zwei verschiedene Messkonfigurationen am Inphasen-Basisbandausgang (I) und zugehöriger Mischgewinn mit $f_{\text{LO}} = 180 \text{ GHz}$, $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -9,3 \text{ dBm}$ und $P_{\text{HF}}^{\text{dBm}} \leq -25,8 \text{ dBm}$ [Rie5]. Index *a*: unsymmetrische Messung am positiven Ausgang mit 50Ω -Terminierung des negativen Ausgangs. Index *b*: Symmetrische Messung mit einem *Balun*.

mit hohem Widerstandswert verursacht eine hohe effektive Rauschspannungsdichte an den Basen der Transistoren, die in einen rauschenden Fußstrom umgesetzt werden. Der rauschende Widerstand bildet dabei einen Tiefpass mit der Basis-Emitter-Kapazität des Transistors, sodass das Rauschen des Fußstroms bei niedrigen Frequenzen am höchsten ist und über der Frequenz abnimmt. Außerdem erzeugt der rauschende Fußstrom korreliertes Rauschen in den Strömen beider symmetrischer Schaltungshälften des Verstärkers, sodass es bei Verwendung eines *Baluns*, wie im Fall *a*, am Ausgang subtrahiert werden kann. In den einzelnen Hälften des symmetrischen Ausgangssignals, wie im Fall *b* gezeigt, ist das Rauschen wesentlich stärker.

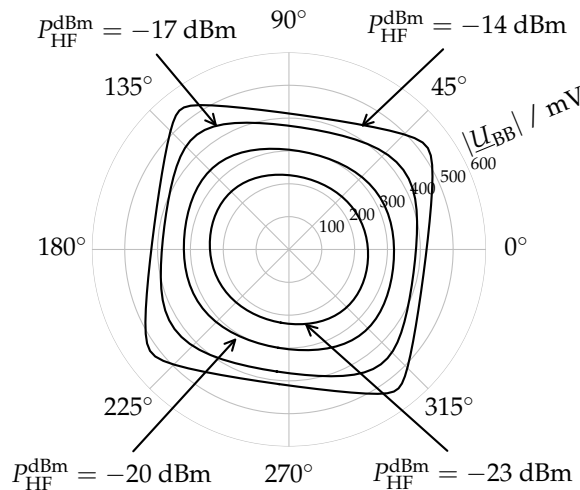
Es verbleibt jedoch auch bei Verwendung eines *Balun* ein starkes Rauschen bei niedrigen Basisbandfrequenzen, was von einem ähnlichen Problem in der Arbeitspunkteinstellung der Hüllkurvendetektoren herrührt. Wie in Abbildung 4.4 dargestellt ist, werden auch die Arbeitspunkt-Basis-Emitter-Spannungen der Hüllkurvendetektoren jeweils mit einem $10 \text{ k}\Omega$ -Serienwiderstand an die Basen angelegt. Auch hierbei überträgt sich die Rauschspannungsdichte des Widerstands mit einer Tiefpassfunktion in eine Rauschstromdichte im Detektorstrom und somit in rauschende Detektorspannungen. Im Gegensatz zum Basisband-Differenzverstärker ist das Rauschen der vier Detektorspannungen unkorreliert und kann deshalb nicht mehr durch Subtraktion oder andere Maßnahmen entfernt werden. Diese Rauschquellen hätten leicht durch eine geänderte Arbeitspunkteinstellung vermieden werden können, doch leider ist dieser Effekt erst bei der Auswertung der Messergebnisse aufgefallen.



(a)



(b)



(c)

Abbildung 4.12.: HB-Simulationen der komplexen Basisbandspannung als Funktion der HF-Phase mit verschiedenen Pegeln des LO- und des doppelseitigen HF-Signals bei $f_{\text{HF}} = 180 \text{ GHz} \pm 1 \text{ GHz}$ [Rie5]. a) $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -15 \text{ dBm}$. b) $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -10 \text{ dBm}$. c) $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -5 \text{ dBm}$.

4. Mischer

Im Gegensatz zu schaltenden Mischern, wie z.B. Gilbert-Mischern, sollte die LO-Leistung des Sechstor-Abwärtsmischers nicht bis zur Sättigung des Mischgewinns erhöht werden. Beim Sechstor-Abwärtsmischer ist die zu detektierende Leistung an den vier Ausgangstoren des Sechstors entscheidend, die sich aus der Überlagerung des LO-Signals mit dem HF-Signal ergibt. Diese Gesamtleistung darf für den linearen Betrieb des Mischers nicht zur Sättigung der Hüllkurvendetektoren führen. Dies ist anhand der Simulationsergebnisse in den Abbildungen 4.12 erkennbar. Dabei wurde die HF-Phase eines doppelseitigen HF-Signals mit $f_{\text{HF}} = 180 \text{ GHz} \pm 1 \text{ GHz}$ um 360° variiert und die beiden resultierenden Basisbandsignale $U_{\text{BB,I}}(t)$ und $U_{\text{BB,Q}}$ als komplexer Zeiger interpretiert und im Polardiagramm dargestellt:

$$\underline{U}_{\text{BB}} = U_{\text{BB,I}} + jU_{\text{BB,Q}} \quad (4.70)$$

In den drei Diagrammen sind stets die gleichen vier HF-Signale mit einer Leistung von $[-23; -20; -17; -14]$ dBm dargestellt, wobei sich die Diagramme durch die verwendete LO-Leistung unterscheiden. Bei der kleinsten LO-Leistung von -15 dBm in Abbildung 4.12a sind die Kurven der vier Basisbandzeiger nahezu ideale Kreise, die nur geringfügig durch die Asymmetrie des nichtidealen Sechstors verzerrt sind. In den beiden anderen Fällen mit 5 dB bzw. 10 dB höherer LO-Leistung ist eine zusätzliche Verzerrung der Kurven erkennbar, die aus der zunehmenden Kompression der Hüllkurvendetektoren bei hohen Gesamtleistungen resultiert. Die inneren Kurven mit einer HF-Leistung von -23 dBm wirken in dieser Darstellung stets unverzerrt und es zeigt sich der Vorteil einer höheren LO-Leistung am gesteigerten Mischgewinn bzw. am größeren Betrag der Basisbandspannung. Bei der Wahl der LO-Leistung muss also zwischen dem Mischgewinn und dem Kompressionspunkt der HF-Leistung abgewogen werden.

Auswertung

Mit dem Sechstor-Abwärtsmischer ist eine leistungseffiziente Implementierung eines Quadratur-Abwärtsmischers mit hohem Mischgewinn bei 180 GHz gelungen. Wie in der Zusammenfassung und im Vergleich zu anderen Arbeiten in Tabelle 4.1 zu sehen ist, sind die restlichen aufgeführten Schaltungen mit der Sechstor-Architektur bei wesentlich niedrigeren HF-Frequenzen realisiert, sodass auch die erzielten Bandbreiten deutlich geringer sind (vgl. [105]). Außerdem sind die Sechstor-Empfänger für Radaranwendungen und deshalb nicht für hohe Basisbandfrequenzen ausgelegt und haben daher hochohmige Spannungsausgänge. Der direkte Vergleich dieser Ergebnisse mit dem hier vorgestellten Sechstor-Abwärtsmischer für Kommunikationssysteme ist wenig aussagekräftig. Für einen besseren Vergleich ist deshalb ein Gilbert-Mischer in der gleichen Technologie und für die exakt gleich HF-Frequenz in der Tabelle aufgeführt [88]. Dieser Gilbert-Mischer arbeitet im nahezu identischen HF-Band (158 GHz bis 195 GHz) und erzielt interessanterweise ebenfalls eine symmetrische Basisbandbreite von nur 15 GHz , die genauso durch das stärker abrollende obere Seitenband begrenzt wird. Auch die Rauschzahl ist mit 16 dB fast gleich. Die restlichen Schaltungseigenschaften werden im Wesentlichen von der Zusatzschaltungen bestimmt, zum Beispiel den Basisbandverstärkern oder dem LO-Treiber, die sich auf die zugehörigen Verstärkungen und auf die Leistungsaufnahme auswirken. Es sei allerdings angemerkt, dass die Gilbert-Zelle in [88]

Tabelle 4.1.: Vergleich integrierter Empfänger und Abwärtsmischer für verschiedene Millimeterwellen-Anwendungen [Rie5].

Referenz	Dieser	[106]	[107]	[105]	[88]	[111]
Technologie	130 nm SiGe BiCMOS	130 nm SiGe BiCMOS	SiGe bipolar	130 nm Bulk CMOS	130 nm SiGe BiCMOS	130 nm SiGe BiCMOS
Architektur	Sechstor				Gilbert-Zelle	
Zus. Verstärker	2x BB	2x HF-VGA	2x LNA	LNA	LO	LO + BB
Anwendung	Komm.	Radar	Radar	Komm.	Komm.	Radar
f_c /GHz	180	120	79,5	62	180	258,5
B_{HF} /GHz	156 – 195	110 – 135	75 – 84	$\approx 60 - 64$	158 – 195	222 – 295
B_{BB} /GHz	15	quasi-dc	quasi-dc	> 2	15	quasi-dc
G_{conv}^{dB} /dB	13	28 ^[b]	≈ 31 ^[b]	≈ 30	5,5 ^[d]	11 ^[b] ^[d]
P_{LO}^{dBm} /dBm	-9,3	-14	N/A	-15,1	-20	-16
$P_{HF,1dB}^{dBm}$ /dBm	-17 ^[a]	-13	-26,3	-22	-15	-7 ^[a]
$NF_{DSB,min}^{dB}$ /dB	17 ^[c]	N/A	N/A	≈ 8	16	16
P_{DC} /mW	17 + 2 · 62 = 141	102,3	95	> 31	17,4 + 22,5 = 39,9	160
A_{chip} /mm ²	1,1	1,4	1,1	$\approx 1,2$	0,63	0,54

nur eine inphasige (*kohärente*) Demodulation ermöglicht, während der hier vorgestellt Sechstor-Mischer als I-Q-Mischer funktioniert und damit auch die hohe Leistungsaufnahme der Basisbandverstärker doppelt zur Gesamtleistung addiert.

Allgemein ist die Leistungsaufnahme von Sechstor-Abwärtsmischern ohne zusätzliche Verstärker vergleichsweise niedrig und beträgt in der hier vorgestellten Schaltung nur 17 mW für die vier Hüllkurvendetektoren. Durch die einfache Schaltungsarchitektur, die nur aus dem passiven, linearen Sechstor und den Hüllkurvendetektoren besteht, ist sowohl die Simulation als auch die analytische Beschreibung mit guter Übereinstimmung zu den Messergebnissen möglich. Die hier durchgeführte Schaltungsanalyse basiert auf vielen Annahmen, Näherungen und wurde unter Vernachlässigen fast aller Schaltungsparasitäten durchgeführt. Trotzdem konnte der maximale Mischgewinn bei 180 GHz mit einer Abweichung zur Messung von lediglich 5 dB berechnet werden.

^[a]Simulationsergebnis

^[b]Spannungsausgang (nur hochohmig belastbar)

^[c] NF_{DSB} berechnet aus gemessener NF_{SSB} : $NF_{DSB}^{dB} = NF_{SSB}^{dB} - 3$ dB

^[d]Nur kohärenter Empfang (inphasig)

4.3. Sechstor-Aufwärtsmischer

Der in diesem Abschnitt 4.3 beschriebene Sechstor-Aufwärtsmischer wurde zuvor in [Rie6] veröffentlicht.

Die Ergebnisse des im vorherigen Abschnitt beschriebenen Sechstor-Abwärtsmischers, insbesondere im Hinblick auf die einfache schaltungstechnische Realisierung und die gute Modellierbarkeit motivieren die Anwendung der Sechstor-Architektur auf die I-Q-Aufwärtswandlung. Im Gegensatz zu den Abwärtsmischern wurden bisher keine integrierten Sechstor-Aufwärtsmischer im Millimeterwellenbereich demonstriert, mit Ausnahme des hier beschriebenen Mischers aus [Rie6]. Allerdings wurden diverse Aufwärtsmischer mit Sechstoren auf Leiterplatten mit FR4- oder Keramiks substraten und mit verschiedenen diskreten HF-Dioden oder Transistoren als Reflektoren veröffentlicht, z.B. mit HF-Schottky-Dioden [112], [113] oder mit GaAs-Transistoren [114], [115]. In den meisten Halbleiterprozessen auf Basis von Silizium sind diese Arten reflektiver Lasten jedoch nicht verfügbar, was ein Grund für den Mangel an integrierten Sechstor-Aufwärtsmischern sein könnte. Immerhin wurde bereits ein integrierter Sechstor-Aufwärtsmischer für eine HF-Frequenz von 1,84 GHz in einem 130 nm-CMOS-Prozess demonstriert [116]. Dabei wurden die Koppler und der Leistungsteiler des Sechstors mit LC-Filtern aufgebaut und die Kanalwiderstände von CMOS-Transistoren als schaltbare Impedanzen für die Reflektoren verwendet.

Mit der hier vorgestellten Schaltung soll die Implementierungslücke der Sechstor-Architektur zur Aufwärtswandlung im Millimeterwellenbereich geschlossen und ihre Eignung als Quadraturmischer in diesem Frequenzbereich erforscht werden. Dazu wurden aktive Reflektoren entwickelt, die im Gegensatz zu den genannten Arten auch in üblichen Silizium-Prozessen integriert und im Millimeterwellenbereich verwendet werden können. Zur Untersuchung der HF-Eigenschaften und ihrer Modellierbarkeit wird der Entwurf in der BiCMOS-Technologie *SG13G2* von IHP bei einer HF-Mittelfrequenz von 190 GHz durchgeführt und validiert.

Entwurf des Sechstor-Mischers

In Abbildung 4.13 ist das Blockdiagramm des entworfenen Sechstor-Aufwärtsmischers dargestellt. Unten am Tor 1 wird das LO-Signal bei 190 GHz in das Sechstor eingespeist. Gemäß der bereits in Gleichung 4.9 definierten Streumatrix eines idealen Sechstors teilt sich die eingespeiste LO-Leistung in vier gleiche Teile, die seitlich an den Toren 2, 3, 5 und 6 aus dem Sechstor in Richtung der dort angeschlossenen Reflektoren laufen. In Abhängigkeit der Reflektor-Impedanzen werden die Leistungen zurück in das Sechstor reflektiert, wo sie teilweise sowohl zum HF-Ausgangstor 4 als auch zum LO-Eingangstor 1 geführt werden. Am HF-Ausgangstor 4 erhöht ein zweistufiger Verstärker die Ausgangsleistung um rund 14 dB. Wie im Folgenden gezeigt wird, führt eine Modulation der Impedanzen $Z_{\text{ref},p}$ und $Z_{\text{ref},n}$ mittels der Basisbandspannung $U_{\text{BB},I}$ zu einer Modulation der Inphasen-Komponente des Trägersignals, während die zweite Basisbandspannung $U_{\text{BB},Q}$ eine Modulation der Quadraturkomponente bewirkt.

Im Gegensatz zum Sechstor des zuvor beschriebenen Abwärtsmischers ist das Sechstor dieses Aufwärtsmischers aus 90°-Hybriden in Form von *Branchline*-Kopplern aufgebaut. Diese Art von Kopplern weist eine deutlich höhere Isolation auf, als die Lange-Kopp-

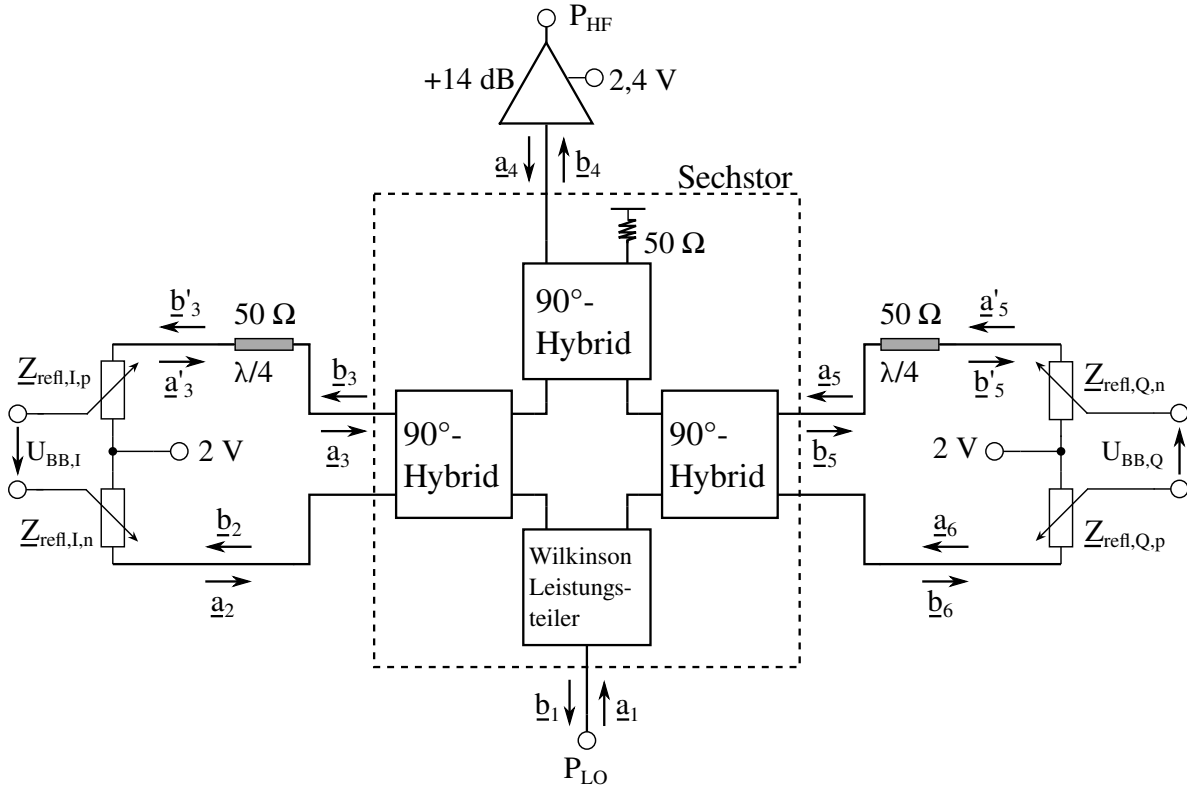


Abbildung 4.13.: Blockdiagramm des Sechstor-Aufwärtsmischers mit der Definition der einlaufenden und auslaufenden Wellen \underline{a}_i und \underline{b}_i [Rie6].

ler, was sich positiv auf die LO-Unterdrückung auswirkt. Als weitere Maßnahme zur LO-Unterdrückung wurde die in [113] vorgestellte Technik angewendet, die mit den beiden eingezeichneten $\lambda/4$ -Leitungen an zwei der vier Reflektorausgängen und den symmetrisch angesteuerten Reflektorpaaren zu einer Auslöschung des LO-Signals im HF-Signal führt.

Zur mathematischen Analyse der Aufwärtswandlung werden zunächst die auslaufenden Wellen $\underline{b}_{2,3,5,6}$, die in Richtung der Reflektoren laufen, in Abhängigkeit einer am Tor 1 einlaufenden Welle \underline{a}_i mit der zuvor in Gleichung 4.9 angegebenen Streumatrix eines idealen Sechstors berechnet. Die $\lambda/4$ -Leitungen an den Toren 3 und 5 bewirken im verlustfreien Fall eine Phasenverzögerung von 90° , die im komplexen Bereich über eine Multiplikation mit $-j$ dargestellt werden kann:

$$\underline{b}_2 = \frac{-j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.71)$$

$$\underline{b}'_3 = -j \underline{b}_3 = \frac{j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.72)$$

$$\underline{b}'_5 = -j \underline{b}_5 = \frac{j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.73)$$

$$\underline{b}_6 = \frac{-j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.74)$$

Diese Wellen werden nun an den Reflektoren in Abhängigkeit von der jeweils einge-

4. Mischer

stellten Impedanz \underline{Z}_i am Tor i reflektiert. Mit der Systemimpedanz \underline{Z}_0 der restlichen Komponenten lässt sich die Reflexion als Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_i$ darstellen [27]:

$$\underline{\Gamma}_i = \frac{a_i}{b_i} = \frac{\underline{Z}_i - \underline{Z}_0}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_0} \quad (4.75)$$

Wie in Abbildung 4.13 dargestellt ist, werden die einstellbaren Impedanzen an den vier Toren nicht nummeriert, sondern zur einfacheren Zuordnung als $\underline{Z}_{\text{ref}}$ des positiven oder negativen Teils des symmetrischen Inphasen- oder Quadratur-Basisbandsignals (I oder Q) bezeichnet, z.B. $\underline{Z}_{\text{ref},I,p}$. Auch die zugehörigen Reflexionsfaktoren werden so bezeichnet, z.B. $\underline{\Gamma}_{I,p}$. Die reflektierten Wellen laufen in das Sechstor zurück und erscheinen als auflaufende Wellen an den Toren 1 und 4, wobei die Aufteilung von den Reflexionsfaktoren abhängig ist. Wie zuvor verursacht die $\lambda/4$ -Leitung auch für die in das Sechstor zurücklaufenden Wellen eine Phasenverzögerung von 90° , was durch die Multiplikation mit $-j$ berücksichtigt wird:

$$\underline{a}_2 = \underline{\Gamma}_{I,n} \underline{b}_2 = \underline{\Gamma}_{I,n} \frac{-j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.76)$$

$$\underline{a}_3 = -j \underline{a}'_3 = -j \underline{\Gamma}_{I,p} \underline{b}'_3 = \underline{\Gamma}_{I,n} \frac{1}{2} \underline{a}_1 \quad (4.77)$$

$$\underline{a}_5 = -j \underline{a}'_5 = -j \underline{\Gamma}_{Q,n} \underline{b}'_5 = \underline{\Gamma}_{Q,n} \frac{1}{2} \underline{a}_1 \quad (4.78)$$

$$\underline{a}_6 = \underline{\Gamma}_{Q,p} \underline{b}_6 = \underline{\Gamma}_{Q,p} \frac{-j}{2} \underline{a}_1 \quad (4.79)$$

Mit der Streumatrix des Sechstors aus Gleichung 4.9 können nun die auslaufenden Wellen $\underline{b}_{1,4}$ an den Toren 1 und 4 berechnet werden. Dabei wird deutlich, warum die Polarität der Quadratur-Basisbandspannung $U_{BB,Q}$ gegenüber der Inphasen-Basisbandspannung $U_{BB,I}$ invertiert definiert ist, denn die Übertragung von \underline{a}_6 zum gewünschten Ausgangstor 4 verursacht im Vergleich zu \underline{a}_3 eine zusätzliche Phasenverzögerung von 90° , während die Übertragung von \underline{a}_2 und \underline{a}_5 identisch ist:

$$\underline{b}_4 = \frac{-j}{2} \underline{a}_2 + \frac{1}{2} \underline{a}_3 + \frac{-j}{2} \underline{a}_5 + \frac{-1}{2} \underline{a}_6 = \frac{1}{4} \left[(\underline{\Gamma}_{I,p} - \underline{\Gamma}_{I,n}) + j (\underline{\Gamma}_{Q,p} - \underline{\Gamma}_{Q,n}) \right] \underline{a}_1 \quad (4.80)$$

Wie in Gleichung 4.80 sichtbar ist, führt die Differenz $\underline{\Gamma}_{I,p} - \underline{\Gamma}_{I,n}$ zu einem Anteil in \underline{b}_4 , der inphasig zum ursprünglichen Eingangssignal \underline{a}_1 ist, während die Differenz $\underline{\Gamma}_{Q,p} - \underline{\Gamma}_{Q,n}$ einen zu \underline{a}_1 orthogonalen Anteil, d.h. die Quadraturphase, erzeugt. Außerdem zeigt sich hier bereits die Wirkung der LO-Unterdrückungstechnik aus [113], denn das Verhältnis $\underline{b}_4/\underline{a}_1$ hängt nur von der Differenz der Reflexionsfaktoren der Reflektorpaare ab. Ein Gleichanteil in den Reflexionsfaktoren führt somit nicht zu einem HF-Ausgangssignal am Tor 4.

In gleicher Weise lassen sich auch die unerwünschten Reflexionen zurück zum ursprünglichen Eingangstor 1 berechnen:

$$\underline{b}_1 = \frac{-j}{2} \underline{a}_2 + \frac{-1}{2} \underline{a}_3 + \frac{-1}{2} \underline{a}_5 + \frac{-j}{2} \underline{a}_6 = \frac{-1}{4} (\underline{\Gamma}_{I,p} + \underline{\Gamma}_{I,n} + \underline{\Gamma}_{Q,p} + \underline{\Gamma}_{Q,n}) \underline{a}_1 \quad (4.81)$$

Diese Betrachtungen verdeutlichen das Funktionsprinzip der Reflektoren. Sie sind als Wellengrößen allerdings nur für konstante Reflexionsfaktoren, d.h. für harmonische

Signale gleicher Frequenz, gültig. In der Anwendung als Mischer soll das am Tor 1 eingespeiste LO-Signal jedoch breitbandig durch eine zeitliche Veränderung der Reflexionsfaktoren moduliert werden, sodass das am Tor 4 auslaufende HF-Signal allgemein kein harmonisches Signal mehr ist. Aufbauend auf Gleichung 4.80 kann die Ausgangsspannung $U_4(t)$ am Tor 4 im Zeitbereich und in Abhängigkeit eines harmonischen LO-Signals $U_{LO}(t)$ und zeitlich veränderlichen Reflexionsfaktoren $\Gamma(t)$ beschrieben werden:

$$U_1(t) = U_{1,\text{einl.}}(t) = U_{LO}(t) = \hat{U}_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t) \quad (4.82)$$

$$U_4(t) = U_{4,\text{ausl.}}(t) = \frac{\hat{U}_{LO}}{4} [\Gamma_{I,p}(t) - \Gamma_{I,n}(t)] \cos(2\pi f_{LO}t) \\ + \frac{\hat{U}_{LO}}{4} [\Gamma_{Q,p}(t) - \Gamma_{Q,n}(t)] \sin(2\pi f_{LO}t) \quad (4.83)$$

Einstellbare Reflektoren

Zur schaltungstechnischen Realisierung der benötigten einstellbaren Widerstände für die Einstellung und Modulation der vier Reflexionsfaktoren aus Gleichung 4.83 wird die Schaltung aus Abbildung 4.14 verwendet. Die Reflexionen sollen dabei an den mit $U_{\text{refl,p}}$ und $U_{\text{refl,n}}$ beschrifteten HF-Klemmen stattfinden und von der symmetrischen Basisbandspannung U_{BB} eingestellt werden. Die Transistoren T_3 und T_4 arbeiten als Basisstufen, deren Ausgangsströme gegen U_{CC} kurzgeschlossen sind. Aus der Kleinsignalanalyse von Basisstufen ist bekannt, dass der Eingangswiderstand am Emitter mit $r_e = 1/g_m = U_T/I_{C,A}$ idealerweise antiproportional zum Arbeitspunktstrom $I_{C,A}$ ist. Daher werden die Transistoren T_1 und T_2 , die normalerweise als Konstantstromquellen den Referenzstrom $I_{C,A}$ spiegeln, in dieser Anwendung mit der Spannung U_{BB} symmetrisch angesteuert. Die Kollektorströme $I_{C,1}$ und $I_{C,2}$ werden somit gegenläufig variiert und führen zu der gewünschten Differenz der beiden Eingangswiderstände. Aufgrund der exponentiellen Kennlinie der HBT ist der Transfer von U_{BB} nach $R_{\text{refl,p}} - R_{\text{refl,n}}$ jedoch nichtlinear, sodass Verzerrungen auftreten. Es zeigt sich, dass die parasitären Emitter-Bahnwiderstände $R_{E,i}$ der Basisstufentransistoren T_3 und T_4 die Eingangswiderstände signifikant beeinflussen und deshalb in der Analyse berücksichtigt werden sollten.

Die $50\ \Omega$ -Widerstände an den Basen der Stromquellen-Transistoren sind Teil des Stromspiegels und dominieren gleichzeitig die Eingangsimpedanz bezüglich U_{BB} , sodass das symmetrische Basisbandtor breitbandig an $R_{0,\text{diff}} = 2R_0 = 100\ \Omega$ angepasst ist. Mit einem Ruhestrom von $I_{C,A} = 800\ \mu\text{A}$ und mit $U_{CC} = 2\ \text{V}$ beträgt die DC-Leistungsaufnahme eines Reflektorpaars im Arbeitspunkt $4,8\ \text{mW}$. Im Betrieb mit dem Sechstor wurde ein Anstieg der DC-Leistungsaufnahme der Reflektoren auf jeweils $6\ \text{mW}$ pro Paar im 1 dB-Kompressionspunkt der HF-Ausgangsleistung simuliert. Die gesamte DC-Leistungsaufnahme der zwei Reflektorpaare beträgt dann $12\ \text{mW}$.

Im Folgenden werden die Widerstände $R_{\text{refl,p/n}}$ und die daraus resultierende Differenz und die Summe der Reflexionsfaktoren berechnet. Die symmetrische Basisbandspannung $U_{BB} = U_{BB,p} - U_{BB,n}$ steuert zunächst die Kollektorströme $I_{C,1}$ und $I_{C,2}$ der Stromquellen-Transistoren T_1 und T_2 gegenläufig aus und bewirkt damit eine gegenläufige Änderung in $I_{C,3}$ und $I_{C,4}$.

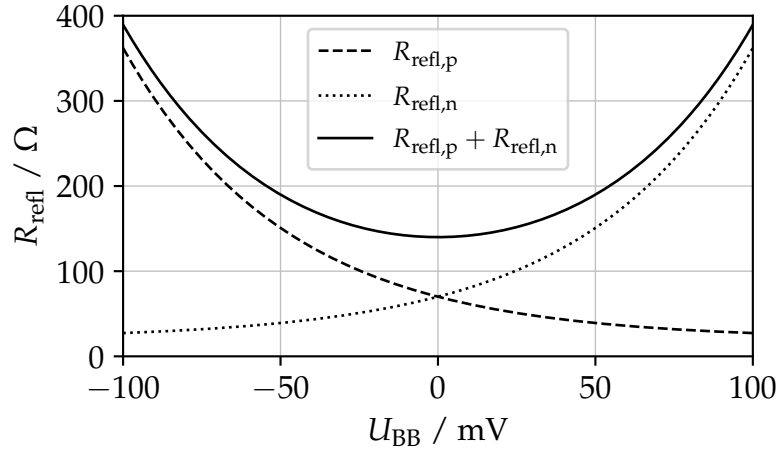


Abbildung 4.15.: Berechnete Reflexionswiderstände $R_{\text{refl},p/n}$ nach den Gleichungen 4.90 und 4.91 und ihre Summe für $U_T/I_{C,A} = R_0 = 50 \Omega$ und mit $R_{E,i} = 15 \Omega$.

In gleicher Weise wird der andere Reflexionswiderstand $R_{\text{refl},n}$ berechnet:

$$R_{\text{refl},n} = \left. \frac{dU_{\text{refl},n}}{dI_{\text{refl},n}} \right|_{I_{\text{refl},n,A}=0} = R_{E,i} + \frac{U_T}{I_{C,A}} \exp\left(\frac{U_{\text{BB}}}{2U_T}\right) \quad (4.91)$$

In Abbildung 4.15 sind die nach den Gleichungen 4.90 und 4.91 berechneten Widerstände der Reflektoren und ihre Summe für $U_T/I_{C,A} = R_0 = 50 \Omega$ in Abhängigkeit der symmetrischen Basisbandspannung U_{BB} dargestellt. Der Wert $R_{E,i} = 15 \Omega$ wurde aus dem VBIC-Simulationsmodell der Transistoren mit dem Emitterflächenmultiplikator $N_X = 2$ extrahiert.

Mit den reflektiven Widerständen kann die Differenz der Reflexionsfaktoren berechnet werden, die nach Gleichung 4.83 die Amplitude der HF-Ausgangsspannung, d.h. die Modulation des Trägers, hervorruft. Zur Vereinfachung wird nachfolgend eine reelle Systemimpedanz $\underline{Z}_0 = R_0$ angenommen, wodurch auch der Reflexionsfaktor reell wird:

$$\begin{aligned} \Gamma_p - \Gamma_n &= \frac{R_{\text{refl},p} - R_0}{R_{\text{refl},p} + R_0} - \frac{R_{\text{refl},n} - R_0}{R_{\text{refl},n} + R_0} \\ &= \frac{2R_0 (R_{\text{refl},p} - R_{\text{refl},n})}{R_{\text{refl},p}R_{\text{refl},n} + R_0^2 + (R_{\text{refl},p} + R_{\text{refl},n})R_0} \\ &= \frac{-4 \sinh\left(\frac{U_{\text{BB}}}{2U_T}\right)}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0} \cosh\left(\frac{U_{\text{BB}}}{2U_T}\right)} \end{aligned} \quad (4.92)$$

Ebenso kann die Summe der Reflexionsfaktoren berechnet werden, die nach Gleichung

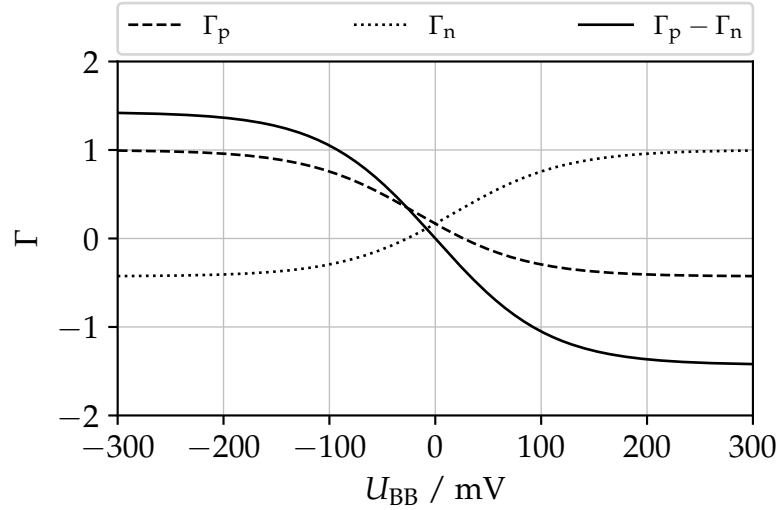


Abbildung 4.16.: Berechnete Reflexionsfaktoren $\Gamma_{p/n}$ nach Gleichung 4.75 und ihre Differenz nach Gleichung 4.92 für $U_T/I_{C,A} = R_0 = 50 \Omega$ und mit $R_{E,i} = 15 \Omega$.

4.81 die Reflexionen am LO-Eingang bestimmt:

$$\begin{aligned}
 \Gamma_p + \Gamma_n &= \frac{R_{\text{refl,p}} - R_0}{R_{\text{refl,p}} + R_0} + \frac{R_{\text{refl,n}} - R_0}{R_{\text{refl,n}} + R_0} \\
 &= \frac{2R_{\text{refl,p}}R_{\text{refl,n}} - 2R_0^2}{R_{\text{refl,p}}R_{\text{refl,n}} + R_0^2 + (R_{\text{refl,p}} + R_{\text{refl,n}})R_0} \\
 &= \frac{2 \left[\left(\frac{U_T}{I_{C,A}} \right)^2 - R_0^2 + R_{E,i}^2 + 2R_{E,i} \frac{U_T}{I_{C,A}} \cosh \left(\frac{U_{BB}}{2U_T} \right) \right]}{R_0^2 + R_{E,i}^2 + 2R_0R_{E,i} + 2 \frac{U_T}{I_{C,A}} (R_{E,i} + 2R_0) \cosh \left(\frac{U_{BB}}{2U_T} \right)}
 \end{aligned} \tag{4.93}$$

In Abbildung 4.16 sind die beiden Reflexionsfaktoren und ihre Differenz über der Basisbandspannung dargestellt. Mit den Reihenentwicklungen von $\sinh(x)$ und $\cosh(x)$ bis zum zweiten Glied [117] kann eine Näherung der Differenz der Reflexionsfaktoren aus den Gleichung 4.92 zur Vereinfachung der transzendenten Funktionen $\sinh(x)$ und $\cosh(x)$ angegeben werden:

$$\sinh(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} x^{2n+1} \approx x + \frac{1}{6} x^3 \tag{4.94}$$

$$\cosh(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} x^{2n} \approx 1 + \frac{1}{2} x^2 \tag{4.95}$$

$$\Gamma_p - \Gamma_n \approx \frac{-4 \left(\frac{U_{BB}}{2U_T} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{BB}}{2U_T} \right)^3 \right)}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + R_0^2 + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{U_{BB}}{2U_T} \right)^2 \right)}
 \tag{4.96}$$

Im Nenner von Gleichung 4.96 kann der quadratische Term aus der Reihe für $\cosh(x)$ für kleine Aussteuerungen ($U_{\text{BB}} \ll 2U_{\text{T}}$) vernachlässigt werden. Mit dieser für die nachfolgende analytische Berechnung der Mischprodukte notwendige Näherung $\cosh(x) \approx 1$ werden sämtliche Kompressionseffekte der Reflexionsfaktoren vernachlässigt.

Diese Näherung kann ebenfalls auf die Summe der Reflexionsfaktoren aus der Gleichung 4.93 angewendet werden:

$$\Gamma_{\text{p}} - \Gamma_{\text{n}} \approx \frac{-4 \left(\frac{U_{\text{BB}}}{2U_{\text{T}}} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{\text{BB}}}{2U_{\text{T}}} \right)^3 \right)}{\frac{R_0 I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C,A}}} + \frac{R_{\text{E,i}}^2 I_{\text{C,A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2R_{\text{E,i}} I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E,i}})}{R_0}} \quad (4.97)$$

$$\Gamma_{\text{p}} + \Gamma_{\text{n}} \approx \frac{2 \left[\left(\frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}} \right)^2 - R_0^2 + R_{\text{E,i}}^2 + 2R_{\text{E,i}} \frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}} \right]}{R_0^2 + R_{\text{E,i}}^2 + 2R_0 R_{\text{E,i}} + 2 \frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}} (R_{\text{E,i}} + 2R_0)} \quad (4.98)$$

Der Arbeitspunkt-Kollektorstrom $I_{\text{C,A}}$ wird, wie im Schaltplan in Abbildung 4.14 dargestellt ist, auf der Referenzseite des Stromspiegels über die beiden Widerstände R_{ref} eingestellt und kann optional mit der externen Spannung U_{adj} verändert werden. Zur Berechnung von $I_{\text{C,A}}$ in Abhängigkeit von U_{adj} kann die Lösung der nichtlinearen Gleichung mit Hilfe der Lambertschen W-Funktion $\mathbb{W}(x)$ ^[c] bestimmt werden:

$$I_{\text{C,A}} = \frac{U_{\text{adj}} - U_{\text{BE,A}}}{R_{\text{ref}}} = \frac{U_{\text{adj}} - U_{\text{T}} \ln \left(\frac{I_{\text{C,A}}}{I_{\text{S}}} \right)}{R_{\text{ref}}} = \frac{U_{\text{T}}}{R_{\text{ref}}} \mathbb{W} \left(\frac{I_{\text{S}} R_{\text{ref}}}{U_{\text{T}}} \exp \left(\frac{U_{\text{adj}}}{U_{\text{T}}} \right) \right) \quad (4.99)$$

Wie in Abbildung 4.14 eingezeichnet ist, beträgt $R_{\text{ref}} = 739 \Omega$. Außerdem wurde der Sättigungssperrstrom $I_{\text{S}} = 17 \text{ fF}$ aus dem Kompaktmodell der verwendeten HBT extrahiert.

Mit dem Arbeitspunkt-Kollektorstrom aus Gleichung 4.99 und ausgehend von b_1 aus Gleichung 4.81 kann schließlich der reelle Reflexionsfaktor Γ_{LO} des LO-Eingangstors 1 in Abhängigkeit der Arbeitspunkt-Einstellspannung U_{adj} berechnet werden. Im Arbeitspunkt, das heißt für $U_{\text{BB,I}} = U_{\text{BB,Q}} = 0$, ist die Näherung der beiden Summen $\Gamma_{\text{p,I/Q}} + \Gamma_{\text{n,I/Q}}$ äquivalent zur ursprünglichen Gleichung 4.93, weil $\cosh(0) = 1$ gilt. Für diesen Fall ist der Reflexionsfaktor des LO-Eingangs in Gleichung 4.100 angegeben und in Abbildung 4.17 dargestellt.

$$\underline{\Gamma}_{\text{LO}} = \Gamma_{\text{LO}} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{R_0^2 - \left(\frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}} \right)^2 - R_{\text{E,i}}^2 - 2R_{\text{E,i}} \frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}}}{R_0^2 + R_{\text{E,i}}^2 + 2R_0 R_{\text{E,i}} + 2 \frac{U_{\text{T}}}{I_{\text{C,A}}} (R_{\text{E,i}} + 2R_0)} \quad (4.100)$$

Außerdem kann nun die HF-Ausgangsspannung am Tor 4 aus Gleichung 4.83 mit den verwendeten Näherungen für die Reflexionsfaktoren der verwendeten Reflektoren aus Gleichung 4.97, dem Arbeitspunkt-Kollektorstrom $I_{\text{C,A}}(U_{\text{adj}})$ aus Gleichung 4.99 sowie

^[c]Die Lambertsche W-Funktion $\mathbb{W}(x)$ ist als Lösung der transzendenten Gleichung $a = xe^x$ mit $x = \mathbb{W}(a)$ definiert [118] und in diversen Mathematikprogrammen implementiert, z.B. *SciPy*.

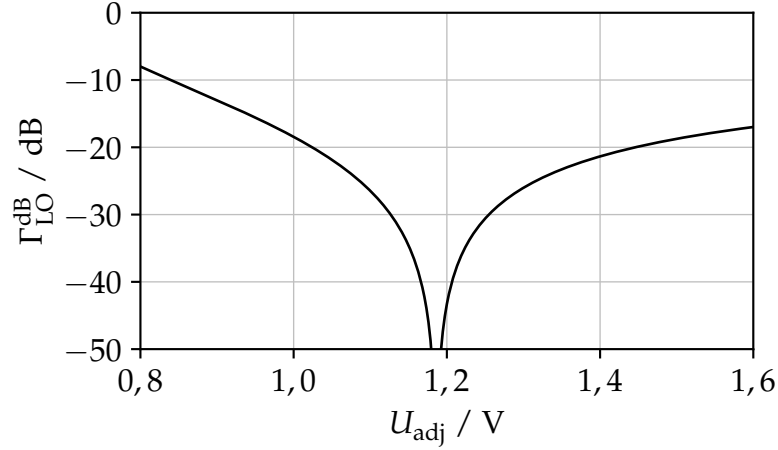


Abbildung 4.17.: Berechneter Reflexionsfaktor Γ_{LO} des LO-Eingangs nach Gleichung 4.100 in Abhängigkeit der Arbeitspunkt-Einstellspannung U_{adj} für ein verlustfreies Sechsthor mit $R_0 = 50 \Omega$ und mit $R_{\text{E},i} = 15 \Omega$.

weiteren Umformungen angegeben werden:

$$\begin{aligned}
 U_4(t) \approx & \frac{\hat{U}_{\text{LO}}}{4} \frac{-4}{\frac{R_0 I_{\text{C},\text{A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C},\text{A}}} + \frac{R_{\text{E},i}^2 I_{\text{C},\text{A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2 R_{\text{E},i} I_{\text{C},\text{A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E},i})}{R_0}}{\left[\left(\frac{U_{\text{BB},\text{I}}}{2U_{\text{T}}} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{\text{BB},\text{I}}}{2U_{\text{T}}} \right)^3 \right) \cos(2\pi f_{\text{LO}} t) \right.} \\
 & \left. + \left(\frac{U_{\text{BB},\text{Q}}}{2U_{\text{T}}} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{\text{BB},\text{Q}}}{2U_{\text{T}}} \right)^3 \right) \sin(2\pi f_{\text{LO}} t) \right]} \quad (4.101)
 \end{aligned}$$

HF-Ausgangsverstärker

Um die Verluste der Aufwärtswandlung durch das verlustbehaftete Sechsthor und durch die prinzipiell unvollständige Reflexion an den Reflektoren teilweise zu kompensieren, ist der Sechsthor-Aufwärtsmischer mit einem HF-Ausgangsverstärker integriert. In Abbildung 4.18 ist die Schaltung des zweistufigen Verstärkers dargestellt. Die Architektur der beiden identischen Verstärkerstufen basiert jeweils auf einer Emitterstufe am Eingang und einer Basisstufe am Ausgang. Im Gegensatz zu einer Kaskode sind die beiden Transistorstufen mit einer Serienleitung verbunden, die die Anpassung der niederohmigen Eingangsimpedanz der Basisstufe an die hochohmige Ausgangsimpedanz der Emitterstufe verbessert und damit die Verstärkung erhöht.

In Abbildung 4.19 sind die simulierten Reflexionsfaktoren und die Vorwärtsverstärkung dargestellt. Diese Simulation der Streuparameter basiert auf Ergebnissen aus EM-Simulationen der passiven Leitungsnetzwerke und ihrer Verbindungen mit den Transistoren. Am Eingang wurde eine sehr breitbandige Anpassung an $R_0 = 50 \Omega$ erzielt und auch am Ausgang ist der Reflexionsfaktor kleiner als -10 dB innerhalb des Passbands. Bei der Mittenfrequenz von 190 GHz beträgt die Vorwärtsverstärkung rund 14 dB . Die

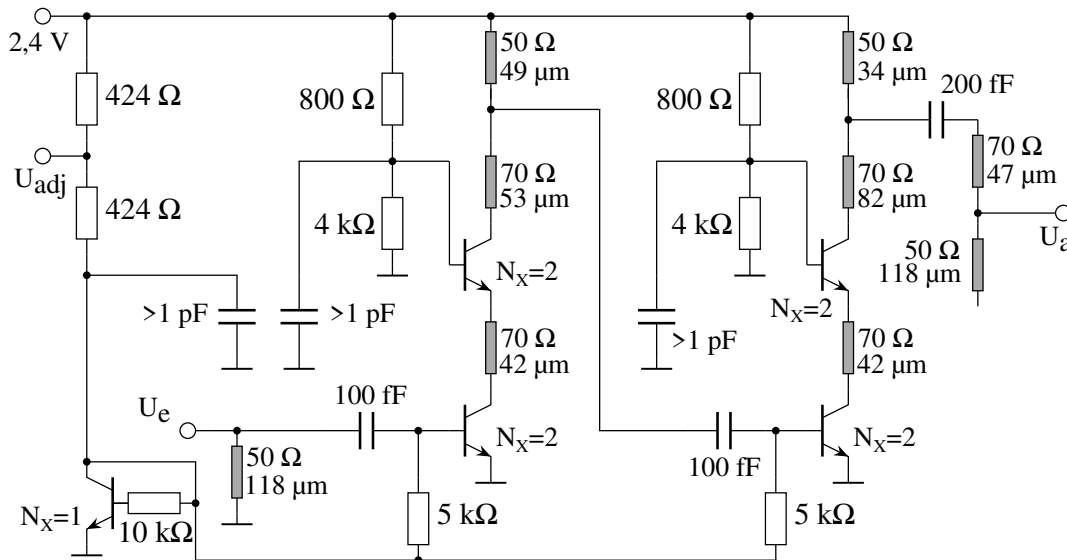


Abbildung 4.18.: Schaltung des zweistufigen HF-Ausgangsverstärkers [Rie6].

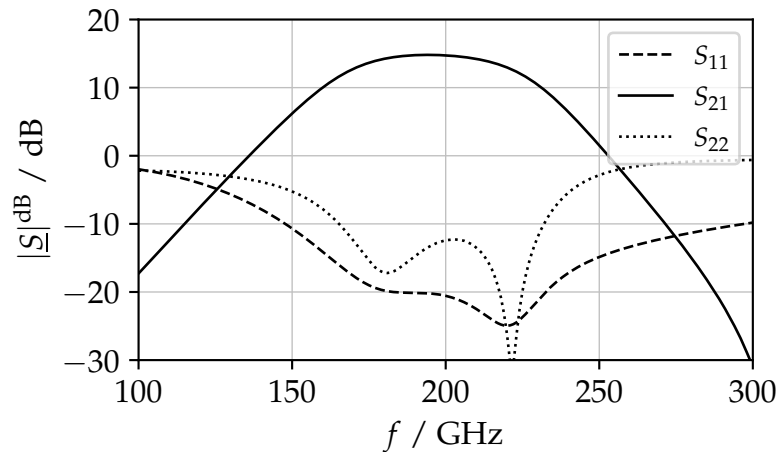


Abbildung 4.19.: SP-Simulation der Vorwärtsverstärkung und der Reflexionskoeffizienten des Ausgangsverstärkers aus Abbildung 4.18 auf Basis von EM-Simulationen der Anpassungsnetzwerke und Transistoranschlüsse.

gesamte DC-Leistungsaufnahme des Verstärkers beträgt inklusive des Stromspiegels zur Arbeitspunkteinstellung 24,5 mW.

Messergebnisse

Für die Verifikation des entworfenen Sechstor-Aufwärtsmischers wurde ein Prototypen-Chip in der 130 nm-BiCMOS-Technologie *SG13G2* von IHP hergestellt. Dieser Prozess wurde bereits in Kapitel 2.1 beschrieben. Der in Abbildung 4.20 dargestellte Chip des Sechstor-Aufwärtsmischers wurde dazu auf eine Leiterplatte geklebt und die Versorgungsspannungen mit Bonddrähten angeschlossen. Das LO- und das HF-Signal wurden

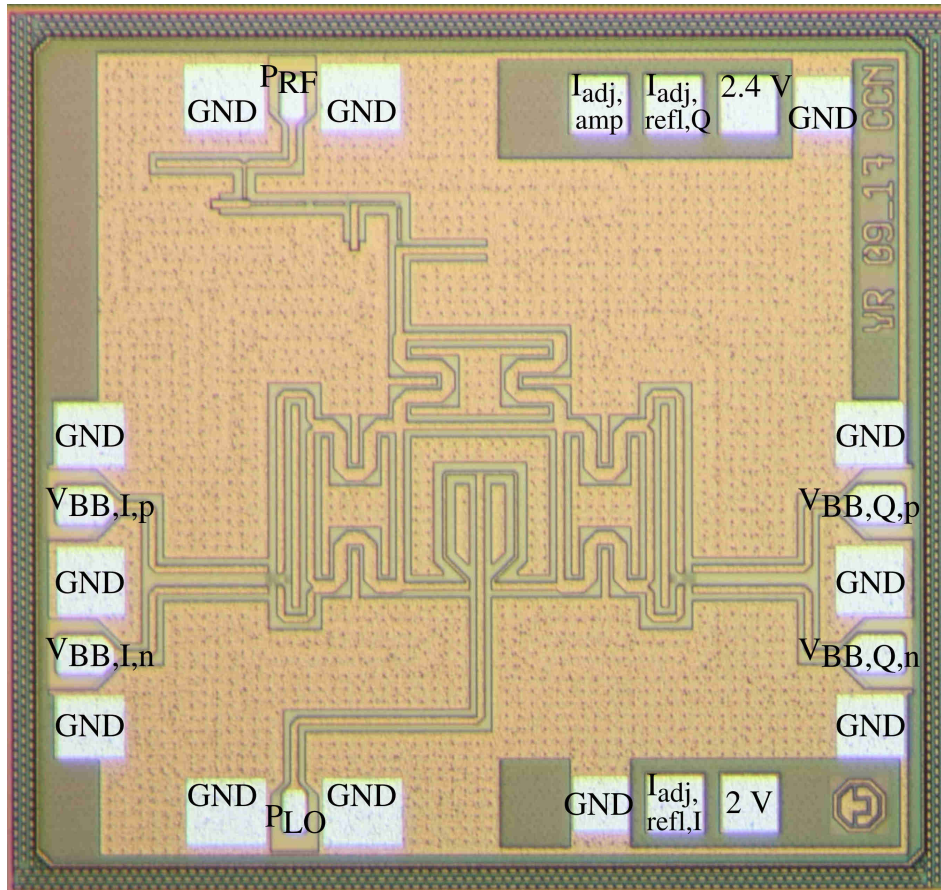


Abbildung 4.20.: Beschriftetes Chipfoto des hergestellten Sechstor-Aufwärtsmischers mit einer Chipfläche von $A_{\text{Chip}} = 1,25 \text{ mm} \cdot 1,17 \text{ mm}$ [Rie6] ©2019 IEEE.

mit 220 GHz-GSG-Messspitzen kontaktiert, während die beiden symmetrischen Basisbandsignale mit 67 GHz-GSG-Messspitzen kontaktiert wurden.

Mit den integrierten 50Ω -Widerständen an den Basisbandeingängen wird eine breitbandige Anpassung erzielt. Bei symmetrischer Anregung wurden Reflexionsfaktoren von weniger als -20 dB zwischen 100 MHz und 67 GHz gemessen. In Abbildung 4.21 sind die gemessenen Reflexionsfaktoren des LO-Eingangs und des HF-Ausgangs des Verstärkers über der Frequenz und in Abhängigkeit der Arbeitspunkteinstellspannung U_{adj} der Reflektoren dargestellt. Diese Messungen wurden mit einem 67 GHz-Netzwerkanalysator mit Frequenerweiterungen für den Messbereich von 140 GHz bis 220 GHz durchgeführt. Erwartungsgemäß ist der Ausgangsreflexionsfaktor des HF-Verstärkers unabhängig von U_{adj} . Wie zuvor berechnet wurde und in Abbildung 4.17 dargestellt ist, variieren die Reflexionen am LO-Eingang in Abhängigkeit vom eingestellten Arbeitspunkt der Reflektoren, wobei das berechnete Minimum bei rund $U_{\text{adj}} = 1,2 \text{ V}$ erreicht wird.

Für die nachfolgend beschriebenen Messungen der HF-Ausgangsleistung wurde das LO-Signal mit einem externen Frequenzvervierfacher erzeugt [19], der in diesem Aufbau bei 190 GHz eine LO-Leistung von $-10,3 \text{ dBm}$ am Pad des Chips generiert. Ein symmetrisches, sinusförmiges Basisbandsignal wurde mit einem weiteren Signalgenerator

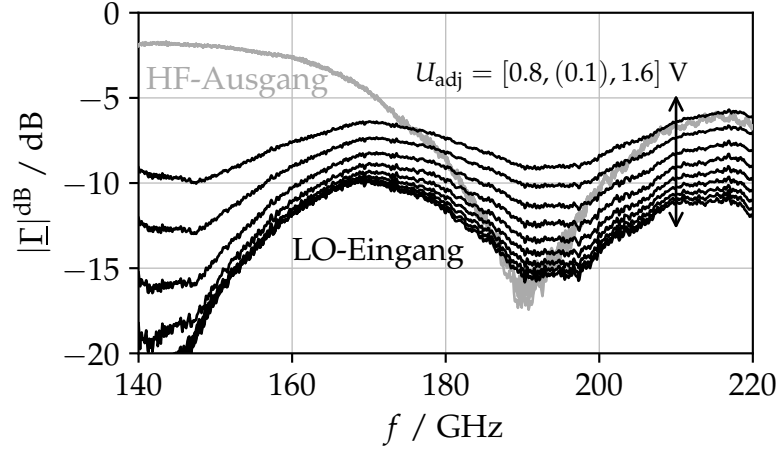


Abbildung 4.21.: Gemessene Reflexionsfaktoren am LO-Eingang und am Ausgang des HF-Verstärkers über der Frequenz und für verschiedene Einstellungen der Spannung U_{adj} [Rie6].

und einem externen *Balun* erzeugt, wobei dieses Signal stets nur an einem der beiden Basisbandeingängen angeschlossen wurde, während der verbliebene Eingang terminiert wurde.

Zum Vergleich mit den so gewonnenen Messergebnissen kann diese Betriebsituation ebenfalls mit der analytischen Gleichung 4.101 für die HF-Spannung $U_4(t)$ dargestellt werden. Dabei ist entweder $U_{\text{BB,I}}(t) = U_{\text{BB}}(t)$ und $U_{\text{BB,Q}}(t) = 0$, oder umgekehrt. Der Betrag von $U_4(t)$ und damit die Signalleistung sind in beiden Fällen identisch:

$$U_{\text{BB}}(t) = \hat{U}_{\text{BB}} \cos(2\pi f_{\text{BB}} t) \quad (4.102)$$

$$U_4(t) = U_{4,\text{I}}(t) + U_{4,\text{Q}}(t) \quad (4.103)$$

$$U_{4,\text{I}}(t) = \frac{\hat{U}_{\text{LO}}}{4} \frac{-4 \left(\frac{U_{\text{BB}}(t)}{2U_{\text{T}}} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{\text{BB}}(t)}{2U_{\text{T}}} \right)^3 \right) \cos(2\pi f_{\text{LO}} t)}{\frac{R_0 I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C,A}}} + \frac{R_{\text{E,i}}^2 I_{\text{C,A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2R_{\text{E,i}} I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E,i}})}{R_0}} \quad (4.104)$$

$$U_{4,\text{Q}}(t) = \frac{\hat{U}_{\text{LO}}}{4} \frac{-4 \left(\frac{U_{\text{BB}}(t)}{2U_{\text{T}}} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_{\text{BB}}(t)}{2U_{\text{T}}} \right)^3 \right) \sin(2\pi f_{\text{LO}} t)}{\frac{R_0 I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C,A}}} + \frac{R_{\text{E,i}}^2 I_{\text{C,A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2R_{\text{E,i}} I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E,i}})}{R_0}} \quad (4.105)$$

In diesem konkreten Fall ist die Signalform des Basisbandsignals als Kosinussignal bekannt und es lassen sich die Mischprodukte erster und dritter Ordnung berechnen, die in Form der jeweiligen doppelseitigen Signalleistung P_{HF} mit den Messungen verglichen werden können. Da die Leistungen bei der Modulation am I- und Q-Eingang jeweils identisch sind und sich nur die für die Signalleistung irrelevante HF-Phase unterscheidet, wird an dieser Stelle nur $U_{4,\text{I}}(t)$ in Gleichung 4.106 angegeben.

$$\begin{aligned}
U_{4,I}(t) = & \frac{\hat{U}_{LO}}{4} \frac{-4}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0}} \left[\right. \\
& \left. \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{4U_T} + \frac{1}{16} \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{2U_T} \right)^3 \right) \left(\cos(2\pi(f_{LO} - f_{BB})t) + \cos(2\pi(f_{LO} + f_{BB})t) \right) \right. \\
& \left. + \frac{1}{48} \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{2U_T} \right)^3 \left(\cos(2\pi(f_{LO} - 3f_{BB})t) + \cos(2\pi(f_{LO} + 3f_{BB})t) \right) \right] \quad (4.106)
\end{aligned}$$

Ähnlich wie im vorherigen Kapitel zum Sechstor-Abwärtsmischer rührt der Faktor $1/4$ am Anfang von Gleichung 4.106 von einer idealen, verlustfreien Vierteilung und Rekombination der eingespeisten Spannungswelle \underline{a}_1 her, die hier in Form der LO-Spannung auftritt. In einem realistischeren Sechstor treten jedoch zusätzliche Verluste auf, die durch eine Erhöhung dieses Teilers berücksichtigt werden können, um einen besseren Vergleich mit den Messergebnissen zu ermöglichen. Nach Gleichung 4.64 lässt sich der Dämpfungsfaktor α aus den simulierten oder gemessenen Verlusten des Sechstors berechnen. Für ein verlustfreies Sechstor gilt $\alpha = 4$. Für das hier verwendete Sechstor wurde hingegen der zusätzlicher Verlust von $A^{\text{dB}} \approx 2$ dB mittels EM-Simulationen bestimmt. Damit beträgt $\alpha = 6,3$, wie zuvor bereits beim Sechstor des Abwärtsmischers. Wie nachfolgend gezeigt wird, geht dieser Faktor quadratisch in die Ausgangsleistung ein, da die eingespeiste LO-Leistung das Sechstor doppelt durchläuft.

$$\begin{aligned}
\hat{U}_{4,f_{LO} \pm f_{BB}} &= \frac{\hat{U}_{LO}}{\alpha} \frac{4}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0}} \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{4U_T} + \frac{1}{16} \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{2U_T} \right)^3 \right) \\
&\approx \frac{\hat{U}_{LO}}{\alpha} \frac{4}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0}} \frac{\hat{U}_{BB}}{4U_T} \quad (4.107)
\end{aligned}$$

$$\hat{U}_{4,f_{LO} \pm 3f_{BB}} = \frac{\hat{U}_{LO}}{\alpha} \frac{4}{\frac{R_0 I_{C,A}}{U_T} + \frac{U_T}{R_0 I_{C,A}} + \frac{R_{E,i}^2 I_{C,A}}{R_0 U_T} + \frac{2R_{E,i} I_{C,A}}{U_T} + \frac{2(R_0 + R_{E,i})}{R_0}} \frac{1}{48} \left(\frac{\hat{U}_{BB}}{2U_T} \right)^3 \quad (4.108)$$

Die Spannungsamplituden der einzelnen Harmonischen können nun in die doppelseitige Signalleistung $P_{4,DSB}$ am Tor 4 umgerechnet werden, die der Eingangsleistung des HF-Ausgangsverstärkers mit der idealisierten Eingangsimpedanz R_0 entspricht. Dabei ist auch die Umrechnung der LO- und Basisband-Spannungsamplituden in die zugehörigen Signalleistungen zweckmäßig, um den leistungsbezogenen Mischgewinn einfacher berechnen zu können. Im Gegensatz zum HF- und dem LO-Signal wird das Basisband-

signal symmetrisch an der Eingangsimpedanz $2R_0$ eingespeist:

$$P_{\text{LO}} = \frac{\hat{U}_{\text{LO}}^2}{2R_0} \quad (4.109)$$

$$P_{\text{BB}} = \frac{\hat{U}_{\text{BB}}^2}{4R_0} \quad (4.110)$$

$$\begin{aligned} P_{4,\text{DSB},1} &= P_{4,\text{f}_{\text{LO}}+\text{f}_{\text{BB}}} + P_{4,\text{f}_{\text{LO}}-\text{f}_{\text{BB}}} = 2 \frac{\hat{U}_{4,\text{f}_{\text{LO}}\pm\text{f}_{\text{BB}}}^2}{2R_0} \\ &\approx \frac{1}{\alpha^2} \left(\frac{4}{\frac{R_0 I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C,A}}} + \frac{R_{\text{E,i}}^2 I_{\text{C,A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2R_{\text{E,i}} I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E,i}})}{R_0}} \right)^2 \frac{1}{2} \frac{R_0 P_{\text{BB}}}{U_{\text{T}}^2} P_{\text{LO}} \end{aligned} \quad (4.111)$$

$$\begin{aligned} P_{4,\text{DSB},3} &= P_{4,\text{f}_{\text{LO}}+3\text{f}_{\text{BB}}} + P_{4,\text{f}_{\text{LO}}-3\text{f}_{\text{BB}}} = 2 \frac{\hat{U}_{4,\text{f}_{\text{LO}}\pm 3\text{f}_{\text{BB}}}^2}{2R_0} \\ &= \frac{1}{\alpha^2} \left(\frac{4}{\frac{R_0 I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{U_{\text{T}}}{R_0 I_{\text{C,A}}} + \frac{R_{\text{E,i}}^2 I_{\text{C,A}}}{R_0 U_{\text{T}}} + \frac{2R_{\text{E,i}} I_{\text{C,A}}}{U_{\text{T}}} + \frac{2(R_0 + R_{\text{E,i}})}{R_0}} \right)^2 \frac{2}{48^2} \left(\frac{R_0 P_{\text{BB}}}{U_{\text{T}}^2} \right)^3 P_{\text{LO}} \end{aligned} \quad (4.112)$$

Zusammen mit der simulierten Verstärkung des HF-Ausgangsverstärkers und der Gleichung 4.99 für die Funktion $I_{\text{C,A}}(U_{\text{adj}})$ kann schließlich die doppel­seitige HF-Ausgangsleistung $P_{\text{HF,DSB}}$ des ersten und dritten Mischprodukts der Aufwärtsmischung berechnet und mit den Mess- und Simulationsergebnissen in Abhängigkeit der Einstellspannung U_{adj} und der LO- und Basisbandleistung verglichen werden. Da eine akkurate Berechnung der Verstärkung des HF-Ausgangsverstärkers die Berücksichtigung verschiedener parasitärer Effekte erfordert, wird an dieser Stelle davon abgesehen und der simulierte Wert von 14 dB aus Abbildung 4.19 eingesetzt. Die Bandpasscharakteristik und das Kompressionsverhalten des Verstärkers bleiben dabei unberücksichtigt.

$$P_{\text{HF,DSB},1}^{\text{dBm}} = P_{4,\text{DSB},1}^{\text{dBm}} + 14 \text{ dB} \quad (4.113)$$

$$P_{\text{HF,DSB},3}^{\text{dBm}} = P_{4,\text{DSB},3}^{\text{dBm}} + 14 \text{ dB} \quad (4.114)$$

In den Messungen wurde zunächst der ideale Arbeitspunkt für die Reflektoren bestimmt. In Abbildung 4.22 ist dazu die doppel­seitige HF-Ausgangsleistung für verschiedene Leistungspegel des Basisbandsignals über der Arbeitspunkt-Einstellspannung dargestellt. Das LO-Signal wurde mit einer Frequenz von 190 GHz und der maximal verfügbaren Leistung von $-10,3 \text{ dBm}$ eingespeist. Um den Einfluss von Tiefpass- bzw. Bandpasseffekten zu minimieren, wurde eine Basisbandfrequenz von lediglich 1 GHz eingestellt. Desweiteren ist in den berechneten Ergebnissen ein Verlust im Sechstor von 2 dB berücksichtigt ($\alpha = 6,3$). Sowohl in den Messungen, als auch in den berechneten und in den nicht dargestellten simulierten Verläufen, existieren Optima der Einstellspannung. Die Positionen der maximale HF-Leistung bezüglich U_{adj} sind dabei von der Basisbandleistung abhängig. Während die berechneten Kurven ein Maximum bei

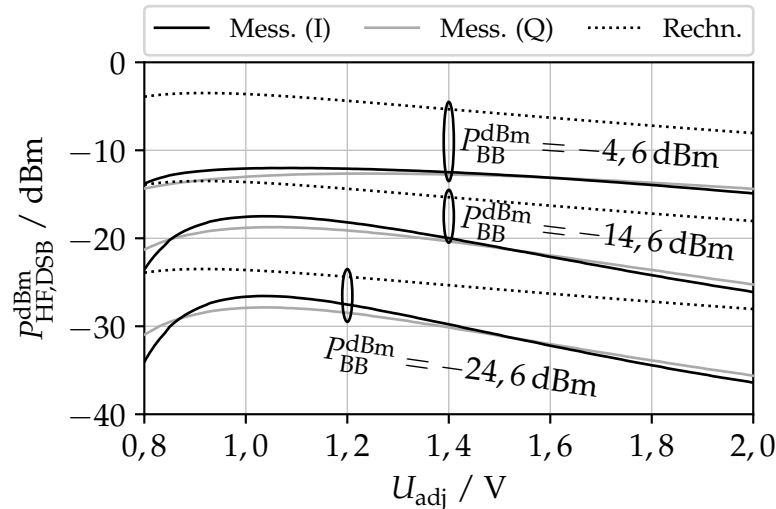
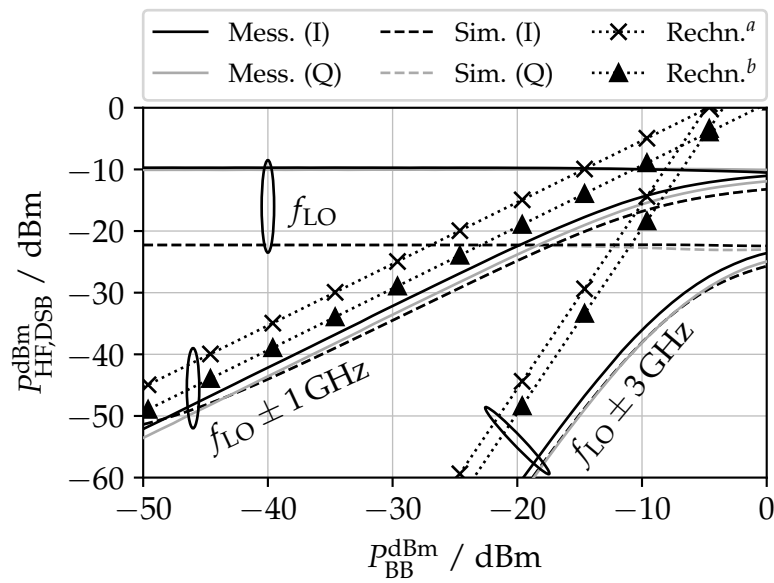


Abbildung 4.22.: Gemessene und mit Gleichung 4.113 berechnete doppel­seitige HF-Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Arbeitspunkt-Einstellspannung U_{adj} der Reflektoren und für verschiedene Pegel der Basis­bandleistung mit $f_{\text{BB}} = 1 \text{ GHz}$ [Rie6]. Der LO-Eingang wurde mit $f_{\text{LO}} = 190 \text{ GHz}$ und $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -10,3 \text{ dBm}$ gespeist. Für das Sechstor wurde ein Verlust von 2 dB angenommen ($\alpha = 6,3$).

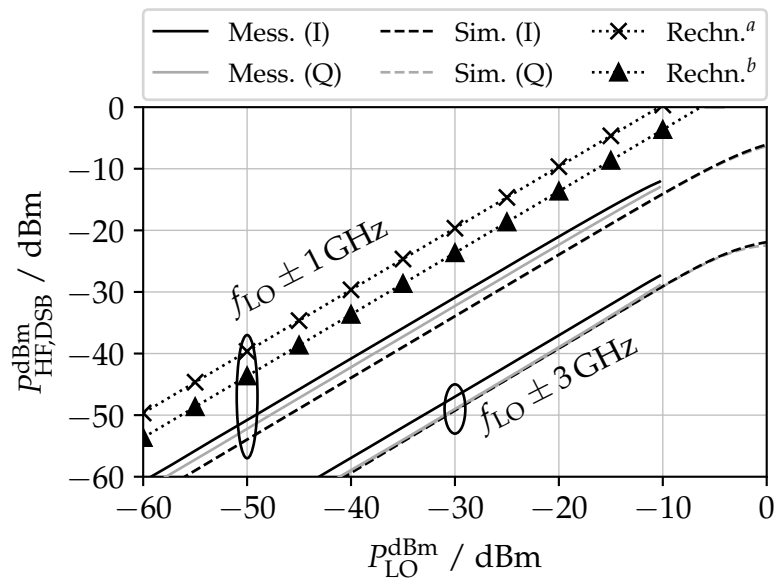
$U_{\text{adj}} = 0,9 \text{ V}$ aufweisen, liegt das gemessene und das simulierte Maximum zwischen 1 V und 1,1 V. Die nachfolgenden Untersuchungen wurden mit $U_{\text{adj}} = 1,1 \text{ V}$ durchgeführt.

Mit unveränderter Signalkonfiguration sind in den Abbildungen 4.23 die Anstiege der doppel­seitigen HF-Leistung über der Basisbandleistung und über der LO-Leistung dargestellt. Dabei wird zwischen den spektralen Anteilen der auftretenden Mischprodukte unterschieden. So sind die doppel­seitigen Leistungen des erwünschten Mischprodukts erster Ordnung bei $f_{\text{LO}} \pm f_{\text{BB}}$ und des unerwünschten Mischprodukts dritter Ordnung bei $f_{\text{LO}} \pm 3f_{\text{BB}}$ abgebildet. Auch die ebenfalls unerwünschte Leistung des HF-Trägers bei f_{LO} wurde gemessen und simuliert. Während dieser Signalanteil in den durchgeführten Berechnungen mit einer idealen Isolation in den Kopplern des Sechstors nicht auftritt, berücksichtigt die Simulation die tatsächlich begrenzte Isolation. Als Folge wurde eine signifikante Leistung des Trägers von rund -22 dB simuliert. An dieser Stelle ist eine große Abweichung zur gemessenen LO-Leistung von rund -10 dBm zu erkennen. Diese Abweichung deutet auf eine erhöhte Kopplung zwischen dem LO-Eingang und dem HF-Ausgang in der Messung hin, die in dieser Stärke nicht in der Simulation abgebildet ist. Ein möglicher Grund hierfür könnten die EM-Simulationen des Sechstors sein, die zur Reduzierung des Rechenaufwands in vier Teilen durchgeführt wurde. Dabei könnten parasitäre Kopplungen zwischen den vier separat simulierten Kopplern des Sechstors ausgeblendet worden sein.

Hinsichtlich der Seitenbänder ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den Messungen und den Simulationen zu erkennen. Mit der eingespeisten LO-Leistung von $-10,3 \text{ dBm}$ liegt der 1 dB-Kompressionspunkt der HF-Leistung bei rund $P_{\text{BB},1\text{dB}}^{\text{dBm}} =$



(a)



(b)

Abbildung 4.23.: Gemessene, simulierte und berechnete doppel­seitige HF-Ausgangsleistung des ersten und dritten Mischprodukts mit $f_{\text{LO}} = 190 \text{ GHz}$ und $f_{\text{BB}} = 1 \text{ GHz}$ [Rie6]. Die Rechnung^a ist für ein verlust­freies Sechstor ($\alpha = 4$), während die Rechnung^b 2 dB Verlust berücksichtigt ($\alpha = 6, 3$). a) Über $P_{\text{BB}}^{\text{dBm}}$ mit $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -10,3 \text{ dBm}$. b) Über $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}}$ mit $P_{\text{BB}}^{\text{dBm}} = -4,6 \text{ dBm}$.

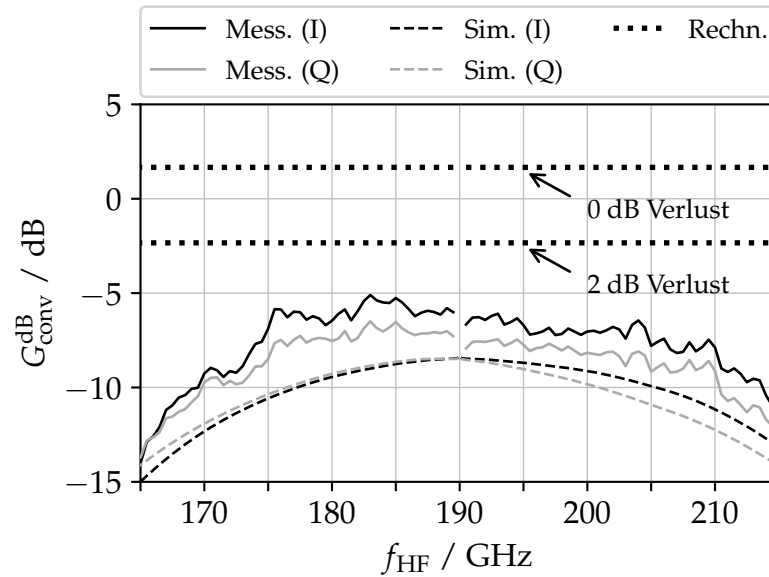


Abbildung 4.24.: Gemessener, simulierter und berechneter Mischgewinn beider Seitenbänder bei Modulation am Inphasen- und Quadratureingang mit $f_{\text{LO}} = 190$ GHz und $P_{\text{LO}}^{\text{dBm}} = -10,3$ dBm [Rie6].

-10 dBm. Wie in der Abbildung 4.23b sichtbar ist, begrenzt die verfügbare LO-Leistung die modulierte HF-Leistung in der Messung. Der simulierte Verlauf zeigt, dass mit einer LO-Leistung von 0 dBm eine HF-Leistung von -6 dBm erreicht werden kann, was mit $P_{\text{BB}}^{\text{dBm}} = -4,6$ dBm einem Mischgewinn von -1,4 dB entspricht.

Die mit den Gleichungen 4.113 und 4.114 berechneten HF-Leistungen sind geeignet, die charakteristischen Anstiege der jeweiligen Mischprodukte von 10 dB pro Dekade bzw. 30 dB pro Dekade nachzubilden. Aufgrund der getroffenen Näherungen in der Analyse sind jedoch keine weiteren nichtlineare Effekte modelliert, sodass die Kompression der HF-Leistung nicht analytisch berechnet werden kann. Im dargestellten Fall eines verlustbehafteten Sechstors (Rechn.^b) in Abbildung 4.23a beträgt die Abweichung zu der gemessenen und der simulierten Leistung des erwünschten ersten Mischprodukts weniger als 4 dB. Beim Mischprodukt dritter Ordnung beträgt die Abweichung hingegen rund 10 dB, was auf eine zu starke Vereinfachung der zugrunde liegenden nichtlinearen Effekte in der Analyse hindeutet. In Abbildung 4.23b ist lediglich die berechnete Leistung erster Ordnung dargestellt, die aufgrund der hohen Basisbandleistung von $P_{\text{BB}}^{\text{dBm}} = -4,6$ dBm und der dadurch auftretenden Kompression um rund 7 dB von den Messungen abweicht.

Zur Bestimmung der erzielten HF-Bandbreite des aufwärtsgemischten Signals ist der Mischgewinn beider Seitenbänder in Abbildung 4.24 über der HF-Frequenz dargestellt. Wie zuvor wurde das LO-Signal bei 190 GHz und mit einer Leistung von -10,3 dBm eingespeist. Die Basisbandleistung für die Messung und die Simulation wurde dabei auf höchstens -14,6 dBm begrenzt, sodass keine signifikanten Kompressionseffekte auftreten. Der dargestellte Mischgewinn wurde dann als Differenz der logarithmierten Leis-

tungen des HF- und des Basisbandsignals für beide Seitenbänder berechnet:

$$G_{\text{conv},f_{\text{LO}}-f_{\text{BB}}}^{\text{dB}} = P_{\text{HF},f_{\text{LO}}-f_{\text{BB}}}^{\text{dBm}} - P_{\text{BB}}^{\text{dBm}} \quad (4.115)$$

$$G_{\text{conv},f_{\text{LO}}+f_{\text{BB}}}^{\text{dB}} = P_{\text{HF},f_{\text{LO}}+f_{\text{BB}}}^{\text{dBm}} - P_{\text{BB}}^{\text{dBm}} \quad (4.116)$$

Wie bereits beschrieben wurde, steigt der Mischgewinn mit der eingespeisten LO-Leistung an. Mit der auf $-10,3\text{ dBm}$ limitierten LO-Leistung in der Messung wurde deshalb ein Mischgewinn von lediglich rund -6 dB pro Seitenband gemessen. Der doppelseitige Mischgewinn, der die gesamte HF-Leistung als Summe beider Seitenbänder berücksichtigt, beträgt in diesem Fall immerhin rund -3 dB . Obwohl stellenweise eine Abweichung zwischen der Messung und der Simulation des Mischgewinns von bis zu 4 dB erkennbar ist, stimmen beide Ergebnisse hinsichtlich der Bandpasscharakteristik sehr gut überein. Bezogen auf das Maximum des Mischgewinns beträgt die gemessene -3 dB -Bandbreite im Basisband 17 GHz , was einer symmetrischen Bandbreite des HF-Passbands von 34 GHz entspricht. Desweiteren wurde eine Imbalance zwischen der Modulation der Inphase und der Modulation der Quadraturphase von etwa $1,5\text{ dB}$ gemessen.

Der berechnete Mischgewinn ist frequenzunabhängig, denn es wurden in der Analyse weder das Tiefpassverhalten der Transistoren in den Reflektoren, noch das Bandpassverhalten des Sechstors berücksichtigt. Dennoch ist die durchgeführte analytische Beschreibung geeignet, den maximalen Mischgewinn bei niedrigen Basisbandfrequenzen, d.h. bei HF-Frequenzen dicht am 190 GHz -Träger, auf wenige Dezibel genau zu berechnen. Für einen möglichst kleinen Fehler sollte der Verlust des Sechstors berücksichtigt werden, der, im Gegensatz zum Abwärtsmischer, quadratisch eingeht, wie Gleichung 4.111 zeigt.

Auswertung

Die erzielten Ergebnisse sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Einleitend wurde bereits der Mangel an veröffentlichten Sechstor-Aufwärtsmischem im Millimeterwellenbereich beschrieben. So konnte dieser Entwurf lediglich mit vier weiteren Sechstor-Aufwärtsmischer verglichen werden, die allerdings bei LO-Frequenzen weit unterhalb der hier verwendeten 190 GHz arbeiten. Dementsprechend sind die erzielten Bandbreiten in den anderen Arbeiten ebenfalls deutlich kleiner. Auch hinsichtlich der verwendeten Technologien ist ein aussagekräftiger Vergleich zwischen den Entwürfen kaum möglich. Auf diesem Grund sind auch zwei klassische Aufwärtsmischer auf der Basis von Gilbert-Zellen in der Vergleichstabelle enthalten [119], [120].

Im Vergleich zu den Gilbert-Mischern ist eine vergleichbar hohe relative Bandbreite von $B_{\text{rel}} = 8,9\%$ im Basisband erreicht worden. Auch hinsichtlich des Mischgewinns und der dafür aufgewendeten LO-Leistung sind die Ergebnisse sehr ähnlich, insbesondere im Vergleich zu [119].

Die Probleme des entworfenen Sechstor-Aufwärtsmischer beschränken sich im Wesentlichen auf die niedrige LO-Unterdrückung, trotz der verwendeten Unterdrückungstechnik mit den $\lambda/4$ -Leitungen und den symmetrisch angesteuerten Reflektoren, die in [113] vorgestellt wurde. Von ähnlichen Problemen wurden auch in [114] und [112] berichtet. Eine tiefere Analyse der Ursache und eine Optimierung des Sechstors hinsichtlich

4. Mischer

Tabelle 4.2.: Zusammenfassung und Vergleich verschiedener Sechstor- und Gilbert-Mischer für die IQ-Aufwärtsmischung [Rie6].

Referenz	Dieser	[116]	[113]	[112]	[115]	[119]	[120]
Architektur	Sechstor					Gilbert-Zelle	
Technologie	130 nm SiGe BiCMOS	130 nm CMOS	PCB Ro4350B	Diskrete koax. Laborkompon.	/	40 nm CMOS	65 nm CMOS
Reflektor	Basis- stufe	MOSFET (R_{on})	Schottky- Diode	Schottky- Diode	MESFET- Schalter		
Auflösung	Analog	9 bit	Analog	Analog	2 bit		
f_c /GHz	190	1,84	7,5	2,6	24	120	28
B_{BB} /GHz	17	0,0014	$> 0,1$	$> 0,01$	$> 0,25$	14	2,2
$B_{rel} = B_{BB}/f_c$	8,9%	0,08%	$> 1,3%$	$> 0,4%$	$> 1%$	11,7%	7,9%
$G_{conv,DSB}^{dB}$	-3	-20	/	/	/	-2	11,4
P_{LO}^{dBm}	-10,3	18	/	-10	15	-10	-13
$P_{HF,max}^{dBm}$	-6 (sim.)	/	/	/	/	/	2
P_{DC} /mW	36,5	/	/	/	/	/	15

der Isolation sollten bei nachfolgenden Entwürfen durchgeführt werden. In [112] wurde die LO-Unterdrückung, wie auch die Reduktion anderer nichtlinearer Effekte, mittels digitaler Vorverzerrung im Basisband verbessert. Bei der dort realisierten Bandbreite von 10 MHz mag dieser Ansatz praktikabel sein, doch ist er bei höheren Bandbreiten nicht sinnvoll anwendbar.

Der entworfene Sechstor-Aufwärtsmischer zeigt bereits das hohe Potential dieser Architektur, die in der minimalen Realisierung lediglich vier einstellbare Reflektoren als aktiven Schaltungsteil erfordert. Zusammen mit dem passiven Sechstor entsteht daraus eine sehr einfache und leistungseffiziente Schaltung eines Quadraturmischers, die sich zudem gut analytisch beschreiben lässt. Selbst bei der relativ hohen HF-Frequenz von 190 GHz, die hier verwendet wurde, ermöglichte die stark vereinfachte und weitgehend idealisierte Schaltungsanalyse eine Abschätzung der HF-Leistung und des Mischgewinns mit einer Abweichung zu den Messergebnissen von nur wenigen Dezibel.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Die durchgeführten Betrachtungen der verfügbaren Halbleitertechnologien und Aufbau- und Verbindungstechniken offenbaren diverse frequenzabhängige Verluste und andere parasitäre Effekte, die die Schaltungseigenschaften mit zunehmender Frequenz negativ beeinflussen. Bereits durch die Anschlüsse eines Transistors an die Metallisierungsschichten für die Verwendung in einer integrierten Schaltung werden die Hochfrequenzeigenschaften gegenüber dem intrinsischen Transistor signifikant verschlechtert, wobei hauptsächlich parasitäre Tiefpässe aus Widerständen und Kapazitäten ursächlich sind. In ähnlicher Weise sorgen auch alle weiteren Verbindungen innerhalb des Chips, zwischen Chip und Leiterplatte, innerhalb einer Leiterplatte sowie zwischen Leiterplatten durch parasitäre Kontaktwiderstände, -kapazitäten und -induktivitäten für ein unerwünschtes Tiefpassverhalten und für Fehlanpassungen der Wellenimpedanz, sofern die Länge der Verbindungsleitungen im Verhältnis zur Wellenlänge der geführten Signale zu groß ist. Diese mit der Signalfrequenz ansteigenden Verluste erschweren den Entwurf von Schaltungen und Systemen im Millimeterwellenbereich, in denen besonders kurze Verbindungen mit kontrollierter Wellenimpedanz erforderlich sind.

Zwar besteht die Möglichkeit, die Qualität der jeweiligen Verbindungen technisch soweit zu verbessern, dass eine ausreichende Qualität auch bei Frequenzen von mehreren 100 GHz gewährleistet werden kann. Dieser Ansatz ist meistens jedoch mit hohen Herstellungskosten verbunden und nicht für die Massenfertigung geeignet. Dem verbreiteten Streben der Halbleiterindustrie nach einem hohen Grad der Integration mehrerer Schaltungs- und Funktionsblöcke folgend, ist es sowohl für die Herstellungskosten als auch für die Qualität der Verbindungen förderlich, Millimeterwellensignale nur innerhalb des Chips und mit kurzen Verbindungsleitungen zu verarbeiten. Die verhältnismäßig groben und verlustreichen externen Verbindungen mit Bonddrähten, auf Leiterplatten oder gar über verbundene Leiterplatten sind dann nur für niederfrequente Signale erforderlich, die geringere Verluste erfahren.

Für eine vollständige Integration sämtlicher Millimeterwellenschaltungen eines HF-Senders oder -Empfängers müssen neben den Mixern auch die LO-Signalerzeugung, die Antennen und idealerweise auch weitere Filter und Verstärker in demselben Halbleiterprozess integriert werden. In dieser Arbeit wurden dazu Aufwärts- und Abwärtsmischer und Frequenzmultiplizierer für die LO-Signalerzeugung entwickelt und für den 130 nm-BiCMOS-Prozess *SG13G2* von IHP entworfen. Mit diesen Schaltungen kann das Millimeterwellen-LO-Signal direkt neben den Mixern aus einem niederfrequenten Referenzsignal erzeugt und verlustarm angeschlossen werden.

Die Verwendung von Frequenzmultiplizierern anstelle eines Millimeterwellenoszillators für die LO-Signalerzeugung wurde bereits in verschiedenen anderen Arbeiten demonstriert. Dabei wurden häufig lange Ketten aus Frequenzverdopplern oder -verdreifachern mit aufwendigen Filtern und Verstärkern zwischen den Multipliziererstufen eingesetzt, wobei sehr hohe DC-Leistungen von mehreren hundert Milliwatt (z.B. 430 mW in [56] und 900 mW in [68]) und große Chipflächen benötigt wurden. Die in dieser Arbeit vorgestellten Frequenzverdoppler und der Frequenzversechsfacher wurden deshalb mit dem Ziel entworfen, die gewünschte Oberwelle möglichst leistungseffizient und mit einer ho-

5. Zusammenfassung und Ausblick

hen Unterdrückung unerwünschter Harmonischer zu erzeugen. Damit ist es im direkten und im verketteten Einsatz nicht notwendig, verlustbehaftete und flächenintensive Zwischenfilter einzusetzen. Gleichzeitig ist die gesamte Leistungsaufnahme reduziert.

Der untersuchte Ansatz mit zwei orthogonal angesteuerten *push-push*-Stufen und einem Polyphasenfilter zur Erzeugung der orthogonalen Paare symmetrischer Signale ist sehr elegant für die Erzeugung der zweiten Harmonischen. Ähnlich wie in einem Leistungsverstärker, bei dem die Ausgangssignale von zwei parallelen Stufen zur Erhöhung der Ausgangsleistung addiert werden, erreicht auch dieser Ansatz zur Frequenzverdopplung eine höhere Ausgangsleistung als eine einzelne *push-push*-Stufe. Wie analytisch und mit Simulationen gezeigt wurde, kann im Falle einer symmetrischen Ansteuerung eine hohe Unterdrückung unerwünschter Harmonischer bis mindestens zur fünften Ordnung erreicht werden. Messtechnisch wurde dies mit der hohen erzielten Unterdrückung der Grundwelle von 43,9 dB gegenüber der erwünschten zweiten Harmonischen bei 60 GHz im Ausgangssignal nachgewiesen. Die präsentierte Implementierung dieser Architektur ist jedoch verbesserungsfähig, insbesondere im Hinblick auf die Dimensionierung der *push-push*-Stufe. Für das Erreichen einer Ausgangsleistung von $-7,6$ dBm wurde deshalb eine unpraktikabel hohe Eingangsleistung benötigt und der resultierende Umwandlungsgewinn betrug bestenfalls -15 dB. Dieser Punkt wurde im zweiten Frequenzverdoppler verbessert, der anstelle des Polyphasenfilters einen aktiven *Balun* am Eingang und einen passiven Dreileitungs-*Balun* am Ausgang zur Erzeugung eines symmetrischen Ausgangssignals enthält. Mit dieser Schaltung wurde ein Umwandlungsgewinn von bis zu 0 dB bei einer Eingangsleistung von lediglich -13 dBm und einer DC-Leistung von 31 mW erzielt. Auch die gemessene Unterdrückung der Grundwelle beträgt hierbei bis zu 35 dB, was für die meisten Anwendungen ausreichend ist. Auch mit der direkten Erzeugung der sechsten Harmonischen bei 180 GHz in einer einzigen Multiplizierstufe wurden gute Ergebnisse erreicht. Selbst in Kombination mit dem verwendeten Ausgangsverstärker zur Erhöhung der Signalleistung auf einen für Mischer nützlichen Pegel von -6 dBm ist die gesamte DC-Leistungsaufnahme mit 63 mW wesentlich geringer als in vergleichbaren Entwürfen mit Multipliziererketten. Gleichzeitig weist der vorgestellte Frequenzversechsfacher einen hohen Umwandlungsgewinn von bis zu 10 dB und eine hohe Unterdrückung unerwünschter Harmonischer von 35 dB auf. Damit wurde der Stand der Technik für BiCMOS-Frequenzmultiplizierer im Frequenzbereich um 200 GHz bezüglich der DC-Leistungsaufnahme und des Umwandlungsgewinns verbessert. Mit Ausnahme der Ausgangsleistung sind die erzielten Ergebnisse teilweise besser als von Schaltungen aus III-V-Prozessen.

Mit der zunehmenden Verwendung von komplexen digitalen Modulationsverfahren, zum Beispiel 16-QAM, und der Steigerung der Trägerfrequenz in den hohen Millimeterwellenbereich nimmt die Bedeutung von I-Q-Mischern in diesem Frequenzbereich zu. Sechstor-Architekturen fanden dabei bislang wenig Beachtung, obwohl sie gerade bei steigenden Trägerfrequenzen an Vorteilen gegenüber schaltenden Mixern, wie den Gilbert-Zellen, gewinnen. In dieser Arbeit wurde diese Architektur deshalb sowohl zur Aufwärts- als auch zur Abwärtswandlung bei 180 GHz eingesetzt und untersucht. Es wurden dazu aktive Reflektoren und Detektoren entwickelt, mit denen der Einsatz der Sechstor-Architektur bei dieser Frequenz und mit einer Bandbreite von über 15 GHz als Mischer ermöglicht wurde. Außerdem wurden geeignete integrierbare Koppler ausgewählt, um die Sechstore des Auswärts- und Abwärtsmischers in kompakter Weise, mit

ausreichender HF-Bandbreite und mit akzeptablen Verlusten zu realisieren.

Mit dem entworfenen Sechstor-Abwärtsmischer wurden ähnlich gute HF-Eigenschaften erzielt, wie sie zuvor in anderen Arbeiten mit Gilbert-Zellen erreicht wurden. Bei der HF-Mittelfrequenz von 180 GHz und mit einer LO-Leistung von $-9,3$ dBm wurde ein Mischgewinn von 13 dB mit einer symmetrischen -3 dB-Bandbreite von 15 GHz in beiden Seitenbändern gemessen. Die gemessenen doppelseitige Rauschzahl beträgt dabei 17 dB, was mit Gilbert-Mischern in diesem Frequenzbereich und in dieser Technologie vergleichbar ist. Gleichzeitig bietet die Sechstor-Architektur im Gegensatz zu einzelnen Gilbert-Zellen eine inhärente Unterstützung der I-Q-Wandlung. In der minimalen Realisierung ist ein passives Sechstor mit vier Hüllkurvendektoren theoretisch als Mischer ausreichend. Die vier verwendeten Detektoren haben insgesamt und inklusive der Stromspiegel zur Arbeitspunkteinstellung eine DC-Leistungsaufnahme von nur 17 mW. Auf diese Weise kann ein sehr leistungseffizienter I-Q-Abwärtsmischer realisiert werden, der sich auch bei hohen HF-Frequenzen einfach analytisch modellieren und berechnen lässt. Allerdings erhöhen die beiden verwendeten Basisbandverstärker die gesamte Leistungsaufnahme mit jeweils 61 mW signifikant und sollten optimiert werden. Zur Erhöhung des Mischgewinns, zur analogen Differenzbildung der Signalaare aus den detektierten Hüllkurven und zur breitbandigen Anpassung an eine 50Ω - oder eine symmetrische 100Ω -Last sind Differenzverstärker mit Ausgangstreibern allerdings sinnvoll. Durch die Verwendung eines LNA am HF-Eingang kann nicht nur die Rauschzahl gegenüber den hier erzielten 17 dB deutlich reduziert werden, sondern auch der Mischgewinn erhöht werden. Zusammen mit sparsameren Basisbandverstärker würde diese Verbesserung zu einer effizienteren Implementierung mit höherem Mischgewinn und niedrigerer Rauschzahl führen.

Ähnlich wie der Sechstor-Abwärtsmischer zeichnet sich der entworfene Sechstor-Aufwärtsmischer durch eine einfache und gut zu modellierende Schaltung aus, die in der minimalen Realisierung nur aus dem passiven Sechstor und vier einstellbaren Reflektoren besteht. Selbst zusammen mit dem verwendeten zweistufigen HF-Verstärker beträgt die DC-Leistungsaufnahme des entworfenen I-Q-Aufwärtsmischers lediglich 36,5 mW. Mit diesem Entwurf bei 190 GHz wurde die Sechstor-Architektur erstmals als integrierter I-Q-Aufwärtsmischer im Millimeterwellenbereich demonstriert, was durch die Entwicklung analoger Reflektoren in Form von Basisstufen ermöglicht wurde. Mit einer LO-Leistung von $-10,3$ dBm bei 190 GHz wurde ein doppelseitiger Mischgewinn von -3 dB mit einer -3 dB-Bandbreite des HF-Signals von 34 GHz gemessen. Obwohl einstellbare HF-Reflektoren für Silizium-Prozesse bislang vergleichsweise wenig erforscht wurden und die verwendeten Reflektoren noch Optimierungspotenzial haben, zum Beispiel hinsichtlich der Nichtlinearität oder ihrer Steilheit bezüglich der Einstellspannung, sind die gemessenen Ergebnisse bereits vergleichbar mit solchen, die mit Gilbert-Zellen in ähnlich hohen Frequenzbereichen erzielt wurden.

Für die Sechstor-Architektur zur Frequenzumsetzung im Millimeterwellenbereich lässt sich als Fazit festhalten, dass diese Mischerarchitektur sowohl zur Abwärts- als auch zur Aufwärtswandlung in modernen Kommunikationssystemen mit komplexen Modulationsverfahren geeignet ist. Während schaltende Mischer wie die Gilbert-Zellen voraussichtlich mit steigender Frequenz jenseits des Millimeterwellenbereichs aufgrund von Schaltverlusten zunehmend ineffizient werden, erscheint die Sechstor-Architektur als aussichtsvolle Alternative im Millimeterwellen- und erst recht im

5. Zusammenfassung und Ausblick

Submillimeterwellenbereich. Insbesondere zur Abwärtsmischung könnten Sechstor-Schaltungen möglicherweise sogar im optischen Bereich realisiert werden, wenn das passive Sechstor mit photonischen Kopplern und Leistungsteilern aufgebaut und mit Photodetektoren integriert wird, wie es beispielsweise in der SiGe-BiCMOS-Technologie *SG25H5_EPIC* von IHP möglich wäre. Ein ähnlicher Ansatz ist auch für die Aufwärtswandlung denkbar, wo jedoch noch geeignete Photoreflektoren erfunden werden müssen, die elektronisch einstellbar und in den Halbleiterprozess integrierbar sind.

Neben den stets möglichen Verbesserungen der vorgestellten Schaltungen sollten zukünftige Arbeiten ihre gemeinsame Integration als Millimeterwellen-Frontend vorantreiben und die Leistungsfähigkeit im Gesamtsystem durch Datenübertragungen verifizieren. Zusammen mit (integrierten) Antennen können auf diesem Weg leistungsfähige, effiziente und kostengünstige Übertragungssysteme für zukünftige drahtlose Kommunikationsnetzwerke realisiert werden.

Anhang A.

Betragsberechnungen der auslaufenden Wellen des Sechstors

Berechnung der Beträge $|b_i|$ der auslaufenden Wellen des Sechstors aus Kapitel 4.1 ausgehend von der S-Matrix des Sechstors und den Effektivwertzeigern der beiden einlaufenden Wellen \underline{a}_1 und \underline{a}_4 (Wiederholung der Gleichungen 4.10 bis 4.15):

$$b_2 = -j0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 = -j0,5(\underline{a}_1 + \underline{a}_4) \quad (\text{A.1})$$

$$b_3 = -0,5\underline{a}_1 + 0,5\underline{a}_4 = -0,5(\underline{a}_1 - \underline{a}_4) \quad (\text{A.2})$$

$$b_5 = -0,5\underline{a}_1 - j0,5\underline{a}_4 = -0,5(\underline{a}_1 + j\underline{a}_4) \quad (\text{A.3})$$

$$b_6 = -j0,5\underline{a}_1 - 0,5\underline{a}_4 = -j0,5(\underline{a}_1 - j\underline{a}_4) \quad (\text{A.4})$$

$$\underline{a}_1 = \sqrt{P_1} \exp(j\phi_1) = \sqrt{P_1} [\cos \phi_1 + j \sin \phi_1] \quad (\text{A.5})$$

$$\underline{a}_4 = \sqrt{P_4} \exp(j\phi_4) = \sqrt{P_4} [\cos \phi_4 + j \sin \phi_4] \quad (\text{A.6})$$

Damit erfolgt die Berechnung des Betrags am Beispiel von $|b_2|$:

$$\begin{aligned} |b_2| &= \left| -j0,5 \left(\sqrt{P_1} \cos \phi_1 + j\sqrt{P_1} \sin \phi_1 + \sqrt{P_4} \cos \phi_4 + j\sqrt{P_4} \sin \phi_4 \right) \right| \\ &= 0,5 \sqrt{\left(\sqrt{P_1} \cos \phi_1 + \sqrt{P_4} \cos \phi_4 \right)^2 + \left(\sqrt{P_1} \sin \phi_1 + \sqrt{P_4} \sin \phi_4 \right)^2} \\ &= 0,5 \sqrt{P_1 (\cos^2 \phi_1 + \sin^2 \phi_1) + P_4 (\cos^2 \phi_4 + \sin^2 \phi_4) + 2\sqrt{P_1 P_4} (\cos \phi_1 \cos \phi_4 + \sin \phi_1 \sin \phi_4)} \\ &= 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 + 2\sqrt{P_1 P_4} \cos(\phi_1 - \phi_4)} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

In gleicher Weise erfolgt die Berechnung der restlichen Beträge $|b_{3,5,6}|$:

$$\begin{aligned} |b_3| &= \left| -0,5 \left(\sqrt{P_1} \cos \phi_1 + j\sqrt{P_1} \sin \phi_1 - \sqrt{P_4} \cos \phi_4 - j\sqrt{P_4} \sin \phi_4 \right) \right| \\ &= 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 - 2\sqrt{P_1 P_4} \cos(\phi_1 - \phi_4)} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

$$\begin{aligned} |b_5| &= \left| -0,5 \left(\sqrt{P_1} \cos \phi_1 + j\sqrt{P_1} \sin \phi_1 + j\sqrt{P_4} \cos \phi_4 - \sqrt{P_4} \sin \phi_4 \right) \right| \\ &= 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 + 2\sqrt{P_1 P_4} \sin(\phi_1 - \phi_4)} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{aligned} |b_6| &= \left| -j0,5 \left(\sqrt{P_1} \cos \phi_1 + j\sqrt{P_1} \sin \phi_1 - j\sqrt{P_4} \cos \phi_4 + \sqrt{P_4} \sin \phi_4 \right) \right| \\ &= 0,5 \sqrt{P_1 + P_4 - 2\sqrt{P_1 P_4} \sin(\phi_1 - \phi_4)} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Anhang B.

Lösung der nichtlinearen Differenzialgleichung

Umformung der nichtlinearen Differenzialgleichung (DGL) aus Gleichung 4.39:

$$I_{C,2}(t) = I_{C,1}(t) - \frac{C_1 U_T}{I_{C,2}(t)} \frac{dI_{C,2}(t)}{dt} \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{-1}{C_1 U_T} I_{C,2}^2(t) = \frac{dI_{C,2}(t)}{dt} - \frac{I_{C,1}(t)}{C_1 U_T} I_{C,2}(t) \quad (\text{B.2})$$

Eine Bernoulli-DGL mit der gesuchten Funktion $y(t)$ hat allgemein folgende Form [117]:

$$r(t)y^a(t) = \frac{dy(t)}{dt} + f(t)y(t) \quad (\text{B.3})$$

Mit $a = 2$ entspricht die Bernoulli-DGL der umgeformten DGL aus Gleichung B.2 und die Funktionen $y(t)$, $r(t)$ und $f(t)$ können substituiert werden:

$$r(t)y^2(t) = \frac{dy(t)}{dt} + f(t)y(t) \quad (\text{B.4})$$

$$y(t) = I_{C,2}(t) \quad (\text{B.5})$$

$$r = \frac{-1}{C_1 U_T} \quad (\text{B.6})$$

$$f(t) = \frac{-I_{C,1}(t)}{C_1 U_T} \quad (\text{B.7})$$

Eine Bernoulli-DGL kann mit der Substitution $u(t) = y^{1-a}(t)$ in eine gewöhnliche (lineare) DGL 1. Ordnung überführt werden [117]:

$$u(t) = \frac{1}{y(t)} \iff y(t) = \frac{1}{u(t)} \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{-1}{y^2(t)} \frac{dy(t)}{dt} \iff \frac{dy(t)}{dt} = -y^2(t) \frac{du(t)}{dt} = \frac{-1}{u^2(t)} \frac{du(t)}{dt} \quad (\text{B.9})$$

Damit Gleichung B.4 substituieren:

$$r \frac{1}{u^2(t)} = \frac{-1}{u^2(t)} \frac{du(t)}{dt} + f(t) \frac{1}{u(t)} \quad (\text{B.10})$$

$$-r = \frac{du(t)}{dt} - f(t)u(t) \quad (\text{B.11})$$

Mit einem Exponentialansatz lässt sich Gleichung B.11 zunächst als homogene DGL lösen und anschließend durch „Variation der Konstanten“ auch eine Lösung der inhomogenen DGL bestimmen. Die Summe beider Teillösungen ist die gesuchte Gesamtlösung

$u(t)$, die durch Resubstitution schließlich in $I_{C,2}(t)$ zurückgewandelt werden kann. k_1 ist dabei eine unbestimmte Konstante mit der Einheit $[k_1] = A^{-1}$, die mit einer Anfangsbedingung bestimmt werden kann.

$$u(t) = \exp\left(\int_{t_0}^t f(t') dt'\right) \left[k_1 - r \int_{t_0}^t \exp\left(-\int_{t_0}^{t'} f(t'') dt''\right) dt' \right] \quad (\text{B.12})$$

$$I_{C,2}(t) = \frac{1}{u(t)} = \frac{\exp\left(\int_{t_0}^t \frac{I_{C,1}(t')}{C_1 U_T} dt'\right)}{k_1 + \frac{1}{C_1 U_T} \int_{t_0}^t \exp\left(\int_{t_0}^{t'} \frac{I_{C,1}(t'')}{C_1 U_T} dt''\right) dt'} \quad (\text{B.13})$$

Anhang C.

Differenzen der Quadrate und Kuben harmonischer Summen

Wiederholung der Definitionen von $U_{2,3,5,6}(t)$ aus den Gleichungen 4.26 bis 4.29:

$$U_2(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.1})$$

$$U_3(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.2})$$

$$U_5(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.3})$$

$$U_6(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}}{2} \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \frac{-\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.4})$$

Die einzelnen Quadrate und Kuben der Spannungen enthalten Summanden, die in den Differenzen zusammengefasst oder gekürzt werden können.

Differenzen der Quadrate:

$$U_3^2(t) - U_2^2(t) = \frac{\hat{U}_{\text{LO}}^2}{4} \cos(2\omega_{\text{LO}}t) - \frac{\hat{U}_{\text{LO}}\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \cos(\phi_{\text{HF}}(t)) + \frac{\hat{U}_{\text{HF}}^2(t)}{4} \cos(2\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.5})$$

$$U_6^2(t) - U_5^2(t) = \frac{-\hat{U}_{\text{LO}}^2}{4} \cos(2\omega_{\text{LO}}t) - \frac{\hat{U}_{\text{LO}}\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{2} \sin(\phi_{\text{HF}}(t)) + \frac{\hat{U}_{\text{HF}}^2(t)}{4} \cos(2\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \quad (\text{C.6})$$

Differenzen der Kuben:

$$\begin{aligned}
 U_3^3(t) - U_2^3(t) = & -\frac{\hat{U}_{\text{LO}}^3}{32} \left[3 \cos(\omega_{\text{LO}}t) - 3 \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \cos(3\omega_{\text{LO}}t) + \sin(3\omega_{\text{LO}}t) \right] \\
 & -\frac{\hat{U}_{\text{HF}}^3(t)}{32} \left[-3 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) + 3 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad \left. - \cos(3\omega_{\text{LO}}t + 3\phi_{\text{HF}}(t)) + \sin(3\omega_{\text{LO}}t + 3\phi_{\text{HF}}(t)) \right] \\
 & +\frac{3\hat{U}_{\text{LO}}^2\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{32} \left[2 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) + 2 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad + \cos(\omega_{\text{LO}}t - \phi_{\text{HF}}(t)) + \sin(\omega_{\text{LO}}t - \phi_{\text{HF}}(t)) \\
 & \quad \left. + \cos(3\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - \sin(3\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right] \\
 & -\frac{3\hat{U}_{\text{LO}}\hat{U}_{\text{HF}}^2(t)}{32} \left[2 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - 2 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad - \sin(\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) + \cos(\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \\
 & \quad \left. + \sin(3\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) + \cos(3\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \right] \tag{C.7}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_6^3(t) - U_5^3(t) = & -\frac{\hat{U}_{\text{LO}}^3}{32} \left[3 \cos(\omega_{\text{LO}}t) - 3 \sin(\omega_{\text{LO}}t) + \cos(3\omega_{\text{LO}}t) + \sin(3\omega_{\text{LO}}t) \right] \\
 & -\frac{\hat{U}_{\text{HF}}^3(t)}{32} \left[3 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - 3 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad \left. + \cos(3\omega_{\text{LO}}t + 3\phi_{\text{HF}}(t)) - \sin(3\omega_{\text{LO}}t + 3\phi_{\text{HF}}(t)) \right] \\
 & -\frac{3\hat{U}_{\text{LO}}^2\hat{U}_{\text{HF}}(t)}{32} \left[2 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - 2 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad - \cos(\omega_{\text{LO}}t - \phi_{\text{HF}}(t)) + \sin(\omega_{\text{LO}}t - \phi_{\text{HF}}(t)) \\
 & \quad \left. - \cos(3\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - \sin(3\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right] \\
 & -\frac{3\hat{U}_{\text{LO}}\hat{U}_{\text{HF}}^2(t)}{32} \left[2 \sin(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) - 2 \cos(\omega_{\text{LO}}t + \phi_{\text{HF}}(t)) \right. \\
 & \quad - \sin(\omega_{\text{LO}}t - 2\phi_{\text{HF}}(t)) + \cos(\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \\
 & \quad \left. + \sin(3\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) + \cos(3\omega_{\text{LO}}t + 2\phi_{\text{HF}}(t)) \right] \tag{C.8}
 \end{aligned}$$

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen – Artikel

- [Rie1] V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Frequency Multiplication With Adjustable Waveform Shaping Demonstrated at 200 GHz“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 67, Nr. 4, S. 1544–1555, Apr. 2019. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2894839.

Eigene Veröffentlichungen – Konferenzbeiträge

- [Rie2] V. Rieß, P. V. Testa, C. Carta und F. Ellinger, „Analysis and Design of a 60 GHz Fully-Differential Frequency Doubler in 130 nm SiGe BiCMOS“, in *Proc. 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Mai 2018, S. 1–5. DOI: 10.1109/ISCAS.2018.8351193.
- [Rie3] V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „A 60 GHz Frequency Doubler with Differential Output in 130 nm SiGe BiCMOS Technology“, in *Proc. 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2018, S. 279–281. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617444.
- [Rie4] V. Rieß, S. Li, P. V. Testa, D. Fritsche, P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „An Integrated 16-Element Phased-Array Transmitter Front-End for Wireless Communication at 185 GHz“, in *Proc. 2020 German Microwave Conference (GeMiC)*, März 2020, S. 136–139.
- [Rie5] V. Rieß, D. Fritsche, P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „A mm-Wave Quadrature Down-Conversion Mixer Based on a Six-Port Junction in 130-nm SiGe BiCMOS“, in *Proc. 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Juni 2019, S. 232–235. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700739.
- [Rie6] V. Rieß, P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „An Integrated mm-Wave Quadrature Up-Conversion Mixer Based on a Six-Port Modulator“, in *Proc. 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Sep. 2019, S. 176–179. DOI: 10.23919/EuMIC.2019.8909459.
- [Rie7] V. Rieß, P. Stärke, M. M. Khafaji, C. Carta und F. Ellinger, „A 3-Bit DAC With Gray Coding for 100-Gbit/s PAM Signal Generation“, in *Proc. 2020 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Aug. 2020. DOI: 10.1109/IMS30576.2020.9224093.

Veröffentlichungen in Mitautorschaft

- [8] P. Stärke, V. Rieß, D. Fritsche, C. Carta und F. Ellinger, „A Wideband Square-Law Power Detector With High Dynamic Range and Combined Logarithmic Amplifier for 100 GHz F-Band in 130 nm SiGe BiCMOS“, in *Proc. 2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, Okt. 2017, S. 118–121. DOI: 10.1109/BCTM.2017.8112924.
- [9] P. V. Testa, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „200 GHz Chip-to-Chip Wireless Power Transfer“, in *Proc. 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Jan. 2018, S. 117–120. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304962.
- [10] P. Stärke, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „A 173-200 GHz Quadrature Voltage-Controlled Oscillator in 130 nm SiGe BiCMOS“, in *Proc. 2017 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, Nov. 2017, S. 97–100. DOI: 10.1109/ASSCC.2017.8240225.
- [11] S. U. Rehman, M. M. Khafaji, V. Rieß, A. Ferchichi, F. Protze, C. Carta und F. Ellinger, „A 20 Gb/s 3.8 pJ/bit 1:4 Demux in 45-nm CMOS“, in *Proc. 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Mai 2019, S. 1–4. DOI: 10.1109/ISCAS.2019.8702240.
- [12] P. V. Testa, V. Rieß, S. Li, C. Carta und F. Ellinger, „200 GHz Power-Efficient BiCMOS Phased-Array Receiver Frontend“, in *Proc. 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2018, S. 527–529. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617363.
- [13] P. V. Testa, V. Rieß, S. Li, D. Fritsche, P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „A 170-190 GHz Two-Elements Phased-Array Receiver Front-End for Low-Power Applications“, in *Proc. 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Dez. 2019, S. 1316–1318. DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038747.
- [14] P. Stärke, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Active Single-Ended to Differential Converter (Balun) for DC up to 70 GHz in 130 nm SiGe“, in *Proc. 2019 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, Nov. 2019, S. 1–4. DOI: 10.1109/BCICTS45179.2019.8972713.
- [15] P. V. Testa, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „An Inductorless 60GHz Down-Conversion Mixer in 22nm FD-SOI CMOS Technology“, in *Proc. 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Sep. 2019, S. 152–155. DOI: 10.23919/EuMIC.2019.8909566.
- [16] P. Stärke, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Continuous 360° Vector Modulator with Passive Phase Generation for 140 GHz to 200 GHz G-Band“, in *Proc. 2019 12th German Microwave Conference (GeMiC)*, März 2019, S. 240–243. DOI: 10.23919/GEMIC.2019.8698129.
- [17] P. V. Testa, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Analysis and Design of Laterally and Vertically Radiating Bondwires Antennas for the 140-220 GHz Band“, in *Proc. 2018 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, Dez. 2018, S. 143–146. DOI: 10.1109/RFM.2018.8846480.

- [18] P. Stärke, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Wideband Amplifier with Integrated Power Detector for 100 GHz to 200 GHz mm-Wave Applications“, in *Proc. 2018 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, Okt. 2018, S. 160–163. DOI: 10.1109/BCICTS.2018.8550856.
- [19] P. Stärke, V. Rieß, C. Carta und F. Ellinger, „Frequency Multiplier=by-4 (Quadrupler) with 52 dB Spurious-Free Dynamic Range for 152 GHz to 220 GHz (G-Band) in 130 nm SiGe“, in *Proc. 2020 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, Aug. 2020, S. 251–254. DOI: 10.1109/RFIC49505.2020.9218386.
- [20] L. Steinweg, V. Rieß, P. Stärke, P. V. Testa, C. Carta und F. Ellinger, „A Low Power 255 GHz Single-Stage Frequency Quadrupler in 130 nm SiGe BiCMOS“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2020. DOI: 10.1109/LMWC.2020.3023256.

Fremde Veröffentlichungen

- [21] *5G Vision*, Samsung, Aug. 2015. Adresse: <https://images.samsung.com/is/content/samsung/p5/global/business/networks/insights/white-paper/5g-vision/global-networks-insight-samsung-5g-vision-2.pdf>.
- [22] *Frequenzplan*, Bundesnetzagentur, Okt. 2019. Adresse: https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/Grundlagen/Frequenzplan/frequenzplan-node.html.
- [23] *The Vision of 6G*, Samsung, Juli 2020. Adresse: <https://cdn.codeground.org/nsr/downloads/researchareas/6G%20Vision.pdf>.
- [24] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 4. Aufl. Wiley, 2016, ISBN: 978-1-118-64206-1.
- [25] H. Heuermann, *Mikrowellentechnik*, 1. Aufl. Springer Vieweg, 2020. DOI: 10.1007/978-3-658-29023-8.
- [26] J. D. Cressler und G. Niu, *Silicon-Germanium Heterojunction Bipolar Transistors*. Artech House, 2003, ISBN: 9781580533614.
- [27] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik*, 3. Aufl. Springer Vieweg, 2018. DOI: 10.1007/978-3-658-23198-9.
- [28] A. Tessmann, „Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für bildgebende Systeme“, Diss., Universität Karlsruhe (TH), 2006.
- [29] P. J. Tasker und B. Hughes, „Importance of Source and Drain Resistance to the Maximum f_T of Millimeter-Wave MODFETs“, *IEEE Electron Device Lett.*, Jg. 10, Nr. 7, S. 291–293, Juli 1989. DOI: 10.1109/55.29656.
- [30] B. Heinemann, H. Rücker, R. Barth u. a., „SiGe HBT with f_T/f_{max} of 505 GHz/720 GHz“, in *Proc. 2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Dez. 2016, S. 3.1.1–3.1.4. DOI: 10.1109/IEDM.2016.7838335.

- [31] M. Schröter, T. Rosenbaum, P. Chevalier, B. Heinemann, S. P. Voinigescu, E. Preisler, J. Böck und A. Mukherjee, „SiGe HBT Technology: Future Trends and TCAD-Based Roadmap“, *Proc. IEEE*, Jg. 105, Nr. 6, S. 1068–1086, 2017. DOI: 10.1109/JPROC.2015.2500024.
- [32] P. Chevalier, M. Schröter, C. R. Bolognesi, V. d’Alessandro, M. Alexandrova, J. Böck, R. Flückiger, S. Fregonese, B. Heinemann, C. Jungemann, R. Lövblom, C. Maneux, O. Ostinelli, A. Pawlak, N. Rinaldi, H. Rücker, G. Wedel und T. Zimmer, „Si/SiGe:C and InP/GaAsSb Heterojunction Bipolar Transistors for THz Applications“, *Proc. IEEE*, Jg. 105, Nr. 6, S. 1035–1050, Juni 2017. DOI: 10.1109/JPROC.2017.2669087.
- [33] M. Alexandrova, R. Flückiger, R. Lövblom, O. Ostinelli und C. R. Bolognesi, „GaAsSb-Based DHBTs With a Reduced Base Access Distance and $f_T/f_{max} = 503/780$ GHz“, *IEEE Electron Device Lett.*, Jg. 35, Nr. 12, S. 1218–1220, Dez. 2014. DOI: 10.1109/LED.2014.2364622.
- [34] C. R. Bolognesi, R. Flückiger, M. Alexandrova, W. Quan, R. Lövblom und O. Ostinelli, „InP/GaAsSb DHBTs for THz Applications and Improved Extraction of their Cutoff Frequencies“, in *Proc. 2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Dez. 2016, S. 29.5.1–29.5.4. DOI: 10.1109/IEDM.2016.7838506.
- [35] N. Kashio, T. Hoshi, K. Kurishima, M. Ida und H. Matsuzaki, „Improvement of High-Frequency Characteristics of InGaAsSb-Base Double Heterojunction Bipolar Transistors by Inserting a Highly Doped GaAsSb Base Contact Layer“, *IEEE Electron Device Lett.*, Jg. 36, Nr. 7, S. 657–659, Juli 2015. DOI: 10.1109/LED.2015.2429142.
- [36] M. Mikulla, A. Leuther, P. Brückner, D. Schwantuschke, A. Tessmann, M. Schlechtweg, O. Ambacher und M. Caris, „High-speed technologies based on III-V compound semiconductors at Fraunhofer IAF“, in *Proc. 2013 European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC)*, Okt. 2013, S. 169–171.
- [37] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler und M. Seelmann-Eggebert, „A High Gain 600 GHz Amplifier TMIC Using 35 nm Metamorphic HEMT Technology“, in *Proc. 2012 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Okt. 2012, S. 1–4. DOI: 10.1109/CSICS.2012.6340102.
- [38] J. C. Guo, C. H. Huang, K. T. Chan, W. Y. Lien, C. M. Wu und Y. C. Sun, „0.13 μm Low Voltage Logic Based RF CMOS Technology with 115GHz f_T and 80GHz f_{MAX} “, in *Proc. 2003 33rd European Microwave Conference*, Okt. 2003, S. 683–686. DOI: 10.1109/EUMA.2003.341045.
- [39] S. Lee, B. Jagannathan, S. Narasimha, A. Chou, N. Zamdmer, J. Johnson, R. Williams, L. Wagner, J. Kim, J. Plouchart, J. Pekarik, S. Springer und G. Freeman, „Record RF performance of 45-nm SOI CMOS Technology“, in *Proc. 2007 IEEE International Electron Devices Meeting*, Dez. 2007, S. 255–258. DOI: 10.1109/IEDM.2007.4418916.

- [40] R. Carter, J. Mazurier, L. Pirro u. a., „22nm FDSOI technology for emerging mobile, Internet-of-Things, and RF applications“, in *Proc. 2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Dez. 2016, S. 2.2.1–2.2.4. DOI: 10.1109/IEDM.2016.7838029.
- [41] S. P. Voinigescu, A. Tomkins, E. Dacquay, P. Chevalier, J. Hasch, A. Chantre und B. Sautreuil, „A Study of SiGe HBT Signal Sources in the 220-330-GHz Range“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 48, Nr. 9, S. 2011–2021, Sep. 2013. DOI: 10.1109/JSSC.2013.2265494.
- [42] M. Schroter und A. Pawlak, „SiGe heterojunction bipolar transistor technology for sub-mm-wave electronics – State-of-the-art and future prospects“, in *Proc. 2018 IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, 2018, S. 60–63. DOI: 10.1109/SIRF.2018.8304230.
- [43] H. Rücker, B. Heinemann und A. Fox, „Half-Terahertz SiGe BiCMOS technology“, in *Proc. 2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Jan. 2012, S. 133–136. DOI: 10.1109/SiRF.2012.6160164.
- [44] J. Böck, K. Aufinger, S. Boguth, C. Dahl, H. Knapp, W. Liebl, D. Manger, T. F. Meister, A. Pribil, J. Wursthorn, R. Lachner, B. Heinemann, H. Rücker, A. Fox, R. Barth, G. Fischer, S. Marschmeyer, D. Schmidt, A. Trusch und C. Wipf, „SiGe HBT and BiCMOS Process Integration Optimization within the DOTSEVEN Project“, in *Proc. 2015 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, Okt. 2015, S. 121–124. DOI: 10.1109/BCTM.2015.7340549.
- [45] P. H. Smith, *Electronic Applications of the Smith Chart*, 2. Aufl. Noble Publishing Corp., 2000, ISBN: 1-884932-39-8.
- [46] *AN 528: PCB Dielectric Material Selection and Fiber Weave Effect on High-Speed Channel Routing*, Dateiversion vom Jan. 2011, Altera. Adresse: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/an/an528.pdf>.
- [47] *AN 672: Transceiver Link Design Guidelines for High-Gbps Data Rate Transmission*, Dateiversion vom 29. Jan. 2020, Intel. Adresse: <https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/documentation/nik1412632494319.html>.
- [48] *Datenblatt: I-Tera MT40 (RF/MW)*, Dateiversion vom 5. März 2020, Isola. Adresse: <https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/i-tera-mt40-rfmw.pdf>.
- [49] *Datenblatt: RO4000 Series*, Dateiversion vom 30. April 2018, Rogers Corporation. Adresse: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/ro4000-laminates-ro4003c-and-ro4350b---data-sheet.pdf>.

- [50] *Datenblatt: RT/duroid 5870/5880*, Dateiversion vom 1. Juni 2017, Rogers Corporation. Adresse: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf>.
- [51] E. Hammerstad und O. Jensen, „Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design“, in *1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Mai 1980, S. 407–409. DOI: 10.1109/MWSYM.1980.1124303.
- [52] P. Seiler und D. Plettmeier, „Measurement of PCB Surface Finishes for Substrate Characterization up to 67 GHz“, in *Proc. 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Juli 2018, S. 1059–1060. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608680.
- [53] P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „Direct Chip-to-Waveguide Transition Realized With Wire Bonding for 140-220 GHz G-Band“, *IEEE Trans. THz Sci. Technol.*, Jg. 10, Nr. 3, S. 302–308, Feb. 2020. DOI: 10.1109/TTHZ.2020.2971690.
- [54] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, V. Hurm, M. Kuri, M. Zink, M. Riessle, H. P. Stulz, M. Schlechtweg und O. Ambacher, „A 600 GHz Low-Noise Amplifier Module“, in *Proc. 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Juni 2014, S. 1–3. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848456.
- [55] H. Hamada, T. Tsutsumi, G. Itami, H. Sugiyama, H. Matsuzaki, K. Okada und H. Nosaka, „300-GHz 120-Gb/s Wireless Transceiver with High-Output-Power and High-Gain Power Amplifier Based on 80-nm InP-HEMT Technology“, in *Proc. 2019 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, Nov. 2019, S. 1–4. DOI: 10.1109/BCICTS45179.2019.8972756.
- [56] P. Rodríguez-Vázquez, J. Grzyb, B. Heinemann und U. R. Pfeiffer, „A 16-QAM 100-Gb/s 1-M Wireless Link With an EVM of 17% at 230 GHz in an SiGe Technology“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 29, Nr. 4, S. 297–299, März 2019. DOI: 10.1109/LMWC.2019.2899487.
- [57] M. Tiebout, H. D. Wohlmuth, H. Knapp, R. Salerno, M. Druml, M. Rest, J. Kaferboeck, J. Wuertele, S. S. Ahmed, A. Schiessl, R. Juenemann und A. Zielska, „Low Power Wideband Receiver and Transmitter Chipset for mm-Wave Imaging in SiGe Bipolar Technology“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 47, Nr. 5, S. 1175–1184, Mai 2012. DOI: 10.1109/JSSC.2012.2185570.
- [58] K. Kibaroglu, M. Sayginer und G. M. Rebeiz, „A Low-Cost Scalable 32-Element 28-GHz Phased Array Transceiver for 5G Communication Links Based on a 2×2 Beamformer Flip-Chip Unit Cell“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 53, Nr. 5, S. 1260–1274, Mai 2018. DOI: 10.1109/JSSC.2018.2791481.

- [59] N. Pohl, T. Klein, K. Aufinger und H. M. Rein, „A Low-Power Wideband Transmitter Front-End Chip for 80 GHz FMCW Radar Systems With Integrated 23 GHz Downconverter VCO“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 47, Nr. 9, S. 1974–1980, Sep. 2012. DOI: 10.1109/JSSC.2012.2201272.
- [60] S. D. Meo, G. Matrone, M. Pasian, M. Bozzi, L. Perregrini, G. Magenes, A. Mazzanti, F. Svelto, P. E. Summers, G. Renne, L. Preda und M. Bellomi, „High-Resolution mm-Wave Imaging Techniques and Systems for Breast Cancer Detection“, in *Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Sep. 2017, S. 1–3. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247409.
- [61] D. Fritsche, P. Stärke, C. Carta und F. Ellinger, „A Low-Power SiGe BiCMOS 190-GHz Transceiver Chipset With Demonstrated Data Rates up to 50 Gbit/s Using On-Chip Antennas“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 65, Nr. 9, S. 3312–3323, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2677908.
- [62] J. Chen, Z. S. He, D. Kuylenstierna, T. Eriksson, M. Hörberg, T. Emanuelsson, T. Swahn und H. Zirath, „Does LO Noise Floor Limit Performance in Multi-Gigabit Millimeter-Wave Communication?“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 27, Nr. 8, S. 769–771, Aug. 2017. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2724853.
- [63] R. Kananizadeh und O. Momeni, „A 190.5GHz Mode-Switching VCO with 20.7% Continuous Tuning Range and Maximum Power of -2.1dBm in 0.13 μ m BiCMOS“, in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, Jan. 2016, S. 46–47. DOI: 10.1109/ISSCC.2016.7417899.
- [64] A. Nikpaik, A. H. M. Shirazi, A. Nabavi, S. Mirabbasi und S. Shekhar, „A 219-to-231 GHz Frequency-Multiplier-Based VCO With 3% Peak DC-to-RF Efficiency in 65-nm CMOS“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 53, Nr. 2, S. 389–403, Feb. 2018. DOI: 10.1109/JSSC.2017.2759116.
- [65] H. Zirath, T. Masuda, R. Kozhuharov und M. Ferndahl, „Development of 60-GHz Front-End Circuits for a High-Data-Rate Communication System“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 39, Nr. 10, S. 1640–1649, Okt. 2004. DOI: 10.1109/JSSC.2004.833568.
- [66] M. Abbasi, R. Kozhuharov, C. Karnfelt, I. Angelov, I. Kallfass, A. Leuther und H. Zirath, „Single-Chip Frequency Multiplier Chains for Millimeter-Wave Signal Generation“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 57, Nr. 12, S. 3134–3142, Dez. 2009. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2034344.
- [67] E. Öjefors, B. Heinemann und U. R. Pfeiffer, „Active 220- and 325-GHz Frequency Multiplier Chains in an SiGe HBT Technology“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 59, Nr. 5, S. 1311–1318, Mai 2011. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2114364.

- [68] A. Ergintav, F. Herzel, J. Borngräber, D. Kissinger und H. J. Ng, „An Integrated 240 GHz Differential Frequency Sixtupler in SiGe BiCMOS Technology“, in *Proc. IEEE 17th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Jan. 2017, S. 43–46. DOI: 10.1109/SIRF.2017.7874366.
- [69] M. Kucharski, M. H. Eissa, A. Malignaggi, D. Wang, H. J. Ng und D. Kissinger, „D-Band Frequency Quadruplers in BiCMOS Technology“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 53, Nr. 9, S. 2465–2478, Sep. 2018. DOI: 10.1109/JSSC.2018.2843332.
- [70] M. Bao, R. Kozhuharov und H. Zirath, „A D-Band Frequency Sixtupler MMIC With Very Low DC Power Consumption“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 26, Nr. 9, S. 726–728, Sep. 2016. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597207.
- [71] Y. Wang, W. L. Goh und Y. Z. Xiong, „A 9% Power Efficiency 121-to-137GHz Phase-Controlled Push-Push Frequency Quadrupler in 0.13 μm SiGe BiCMOS“, in *Proc. 2012 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, Feb. 2012, S. 262–264. DOI: 10.1109/ISSCC.2012.6177008.
- [72] S. Hackl und J. Böck, „42 GHz Active Frequency Doubler in SiGe Bipolar Technology“, in *Proc. 3rd Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Aug. 2002, S. 54–57. DOI: 10.1109/ICMMT.2002.1187633.
- [73] A. Y.-K. Chen, Y. Baeyens, Y.-K. Chen und J. Lin, „A 36-80 GHz High Gain Millimeter-Wave Double-Balanced Active Frequency Doubler in SiGe BiCMOS“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 19, Nr. 9, S. 572–574, Sep. 2009. DOI: 10.1109/LMWC.2009.2027084.
- [74] F. Ellinger und H. Jäckel, „Ultracompact SOI CMOS Frequency Doubler for Low Power Applications at 26.5-28.5 GHz“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 14, Nr. 2, S. 53–55, Feb. 2004. DOI: 10.1109/LMWC.2003.822574.
- [75] B.-J. Huang, B.-J. Huang, C.-C. Chen, K.-Y. Lin und H. Wang, „A 40-to-76 GHz Balanced Distributed Doubler in 0.13- μm CMOS Technology“, in *Proc. 3rd Europ. Microwave Integrated Circuit Conf.*, Okt. 2008, S. 17–19. DOI: 10.1109/EMICC.2008.4772217.
- [76] G. Liu, A. C. Ulusoy, A. Trasser und H. Schumacher, „60-80 GHz Frequency Doubler Operating Close to f_{max} “, in *Proc. 2010 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Dez. 2010, S. 770–773.
- [77] S. Chakraborty, L. E. Milner, X. Zhu, L. T. Hall, O. Sevimli und M. C. Heimlich, „A K-Band Frequency Doubler With 35-dB Fundamental Rejection Based on Novel Transformer Balun in 0.13- μm SiGe Technology“, *IEEE Electron Device Lett.*, Jg. 37, Nr. 11, S. 1375–1378, Nov. 2016. DOI: 10.1109/LED.2016.2611535.
- [78] P.-H. Tsai, Y.-H. Lin, J.-L. Kuo, Z.-M. Tsai und H. Wang, „Broadband Balanced Frequency Doublers With Fundamental Rejection Enhancement Using a Novel Compensated Marchand Balun“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 61, Nr. 5, S. 1913–1923, Mai 2013. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2255618.

- [79] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete und A. A. Abidi, „CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 36, Nr. 6, S. 873–887, Juni 2001. DOI: 10.1109/4.924850.
- [80] C. Cho und K. C. Gupta, „A New Design Procedure for Single-Layer and Two-Layer Three-Line Baluns“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 46, Nr. 12, S. 2514–2519, Dez. 1998. DOI: 10.1109/22.739242.
- [81] M. H. Eissa, A. Malignaggi, R. Wang, M. Elkhoully, K. Schmalz, A. C. Ulusoy und D. Kissinger, „Wideband 240-GHz Transmitter and Receiver in BiCMOS Technology With 25-Gbit/s Data Rate“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 53, Nr. 9, S. 2532–2542, Sep. 2018. DOI: 10.1109/JSSC.2018.2839037.
- [82] R. B. Yishay und D. Elad, „A 230 GHz Quadrupler with 2 dBm Output Power in 90 nm SiGe BiCMOS Technology“, in *Proc. 11th European Microw. Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*, Okt. 2016, S. 101–104. DOI: 10.1109/EuMIC.2016.7777500.
- [83] A. M. Pavio und M. A. Smith, „A 20-40-GHz Push-Push Dielectric Resonator Oscillator“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 33, Nr. 12, S. 1346–1349, Dez. 1985. DOI: 10.1109/TMTT.1985.1133224.
- [84] J. J. Ebers und J. L. Moll, „Large-Signal Behavior of Junction Transistors“, *Proc. of the IRE*, Jg. 42, Nr. 12, S. 1761–1772, Dez. 1954. DOI: 10.1109/JRPROC.1954.274797.
- [85] C. C. McAndrew, J. A. Seitchik, D. F. Bowers, M. Dunn, M. Foisy, I. Getreu, M. McSwain, S. Moinian, J. Parker, D. J. Roulston, M. Schröter, P. van Wijnen und L. F. Wagner, „VBIC95, The Vertical Bipolar Inter-Company Model“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 31, Nr. 10, S. 1476–1483, Okt. 1996. DOI: 10.1109/4.540058.
- [86] M. Schröter und A. Chakravorty, *Compact hierarchical modeling of bipolar transistors with HICUM*. Singapore: World Scientific, 2010, ISBN: 978-981-4273-21-3. DOI: 10.1142/7257.
- [87] S. Seth, J. D. Cressler, J. A. Babcock, G. Cestra, T. Krakowski, J. Tang und A. Buchholz, „A Comparison of Intermodulation Distortion Performance of HICUM and VBIC Compact Models for pnp SiGe HBTs on SOI“, in *Proc. IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Jan. 2012, S. 219–222. DOI: 10.1109/SiRF.2012.6160117.
- [88] D. Fritsche, J. D. Leufker, G. Tretter, C. Carta und F. Ellinger, „A Low-Power Broadband 200 GHz Down-Conversion Mixer with Integrated LO-Driver in 0.13 μ m SiGe BiCMOS“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 25, Nr. 9, S. 594–596, Sep. 2015. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2451353.
- [89] B. J. Huang, H. Wang und K. Y. Lin, „A miniature Q-band CMOS LNA with Triple-cascode Topology“, in *2009 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Juni 2009, S. 677–680. DOI: 10.1109/MWSYM.2009.5165787.

- [90] R. Murji und M. J. Deen, „A Low-Power, 10 GHz Back-Gated Tuned Voltage Controlled Oscillator With Automatic Amplitude and Temperature Compensation“, in *Proc. 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Bd. 4, Mai 2004, S. IV–421. DOI: 10.1109/ISCAS.2004.1329030.
- [91] S. Li, D. Fritsche, C. Carta und F. Ellinger, „A 200-GHz Sub-Harmonic Injection-Locked Oscillator with 0-dBm Output Power and 3.5% DC-to-RF-Efficiency“, in *Proc. 2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC)*, Juni 2018, S. 212–215. DOI: 10.1109/RFIC.2018.8428978.
- [92] I. Kallfass, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, M. Schlechtweg und G. Weimann, „A Broadband Frequency Sixtupler MIMIC for the W-Band with >7 dBm Output Power and >6 dB Conversion Gain“, in *Proc. 2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, Juni 2007, S. 2169–2172. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380355.
- [93] P. V. Testa, C. Carta und F. Ellinger, „A 140-210 GHz low-power vector-modulator phase shifter in 130nm SiGe BiCMOS technology“, in *Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2018, S. 530–532. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617631.
- [94] C. Chen, Y. Lin, Y. Liu, W. Liao, Y. Nien, H. Lu, T. Tsai, T. Huang und H. Wang, „36-40 GHz Tx/Rx beamformers for 5G mm-Wave phased-array“, in *Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2018, S. 756–758. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617146.
- [95] S. Shahramian, M. J. Holyoak und Y. Baeyens, „A 16-element W-band phased-array transceiver chipset with flip-chip PCB integrated antennas for multi-gigabit wireless data links“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 66, Nr. 7, S. 3389–3402, Juli 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2822304.
- [96] W. Lee, C. Ozdag, Y. Aydogan, J. Plouchart, M. Yeck, A. Cabuk, A. Kepkep, E. Apaydin und A. Valdes-Garcia, „A fully-integrated 94-GHz 16-element dual-output phased-array transmitter in SiGe BiCMOS with PSAT>6.5 dBm up to 105 °C“, in *Proc. 2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Okt. 2017, S. 1–4. DOI: 10.1109/CSICS.2017.8240454.
- [97] A. Natarajan, A. Valdes-Garcia, B. Sadhu, S. K. Reynolds und B. D. Parker, „W-band dual-polarization phased-array transceiver front-end in SiGe BiCMOS“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 63, Nr. 6, S. 1989–2002, Juni 2015. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2422691.
- [98] F. Golcuk, T. Kanar und G. M. Rebeiz, „A 90- 100-GHz 4 x 4 SiGe BiCMOS polarimetric transmit/receive phased array with simultaneous receive-beams capabilities“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 61, Nr. 8, S. 3099–3114, Aug. 2013. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2269293.

- [99] K. Koh, J. W. May und G. M. Rebeiz, „A Millimeter-Wave (40-45 GHz) 16-Element Phased-Array Transmitter in 0.18- μ m SiGe BiCMOS Technology“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 44, Nr. 5, S. 1498–1509, Mai 2009. DOI: 10.1109/JSSC.2009.2017971.
- [100] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 15. Aufl. Springer Vieweg, 2016, ISBN: 978-3-662-48354-1.
- [101] C. A. Hoer und K. C. Roe, „Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 23, Nr. 12, S. 978–984, Dez. 1975. DOI: 10.1109/TMTT.1975.1128730.
- [102] A. Koelpin, G. Vinci, B. Laemmle, D. Kissinger und R. Weigel, „The Six-Port in Modern Society“, *IEEE Microw. Mag.*, Jg. 11, Nr. 7, S. 35–43, Dez. 2010. DOI: 10.1109/MMM.2010.938584.
- [103] A. Hamed, O. Habibpour, M. Saeed, H. Zirath und R. Negra, „W-Band Graphene-Based Six-Port Receiver“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 28, Nr. 4, S. 347–349, Apr. 2018. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2808416.
- [104] J. Li, R. G. Bosisio und K. Wu, „Performing PSK Demodulation Using Six-Ports“, in *Proc. 1994 IEEE Symp. on Antenna Techn. and Applied Electromagnetics*, Aug. 1994, S. 15–18.
- [105] C. Wang, H. Chang, P. Wu, K. Lin, T. Huang, H. Wang und C. H. Chen, „A 60GHz Low-Power Six-Port Transceiver for Gigabit Software-Defined Transceiver Applications“, in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Tech. Dig.*, Feb. 2007, S. 192–596. DOI: 10.1109/ISSCC.2007.373359.
- [106] M. Voelkel, H. Hirsch, M. Dietz, R. Weigel, A. Hagelauer und D. Kissinger, „A Low-Power 120-GHz Integrated Sixport Receiver Front-End with Digital Adjustable Gain in a 130-nm BiCMOS Technology“, in *Proc. 2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Tech. Meeting (BCTM)*, Okt. 2017, S. 82–85. DOI: 10.1109/BCTM.2017.8112916.
- [107] B. Laemmle, G. Vinci, L. Maurer, R. Weigel und A. Koelpin, „A 77-GHz SiGe Integrated Six-Port Receiver Front-End for Angle-of-Arrival Detection“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 47, Nr. 9, S. 1966–1973, Sep. 2012. DOI: 10.1109/JSSC.2012.2201271.
- [108] I. S. Gradshteyn und I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 8. Aufl. Academic Press, 2014, ISBN: 978-0-12-384933-5.
- [109] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*, 10. Aufl. Europa-Lehrmittel, 2018, ISBN: 978-3-8085-5789-1.
- [110] D. E. Bockelman und W. R. Eisenstadt, „Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 43, Nr. 7, S. 1530–1539, 1995. DOI: 10.1109/22.392911.

- [111] F. Ahmed, M. Furqan, K. Aufinger und A. Stelzer, „A SiGe-Based Wideband 220–310-GHz Subharmonic Receiver Front-End for High Resolution Radar Applications“, in *Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, Juni 2017, S. 983–986. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058754.
- [112] W. Zhang, A. Hasan, F. M. Ghannouchi, M. Helaoui, Y. Wu, L. Jiao und Y. Liu, „Homodyne Digitally Assisted and Spurious-Free Mixerless Direct Carrier Modulator With High Carrier Leakage Suppression“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 66, Nr. 3, S. 1475–1488, März 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2735408.
- [113] J. Östh, Owais, M. Karlsson, A. Serban, S. Gong und P. Karlsson, „Direct Carrier Six-Port Modulator Using a Technique to Suppress Carrier Leakage“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 59, Nr. 3, S. 741–747, März 2011. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2104972.
- [114] J. Östh, M. Karlsson, A. Serban und S. Gong, „M-QAM Six-Port Modulator Using Only Binary Baseband Data, Electrical or Optical“, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 61, Nr. 6, S. 2506–2513, Juni 2013. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2259255.
- [115] X. Song, J. Li, Y. Fan, F. Yin, Y. Zhou, Y. Dai und K. Xu, „Six-Port Direct Modulator With Carrier Suppression Technology for High-Speed High-Frequency Wireless Communications“, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 27, Nr. 8, S. 745–747, Aug. 2017. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2723950.
- [116] I. Choi, K. Lee, J. Kim, S. Choi, U. Yoon und J. Y. Lee, „A Six-Port Modulator Based RF Transmission System: Application in an OFDM Environment“, in *Proc. 2017 IEEE Int. Conf. Comm. (ICC)*, Mai 2017, S. 1–6. DOI: 10.1109/ICC.2017.7997351.
- [117] G. Merziger, G. Mühlbach, D. Wille und T. Wirth, *Formeln + Hilfen Höhere Mathematik*, 6. Aufl. Binomi, 2010, ISBN: 978-3-923923-36-6.
- [118] R. M. Corless, G. H. Gonnet, D. E. G. Hare, D. J. Jeffrey und E. E. Knuth, „On the Lambert W Function“, *Advances in Computational Mathematics*, Jg. 5, Nr. 1, S. 329–359, 1996.
- [119] C. J. Lee, S. H. Kim, H. S. Son, D. M. Kang, J. H. Kim, C. W. Byeon und C. S. Park, „A 120 GHz I/Q Transmitter Front-end in a 40 nm CMOS for Wireless Chip to Chip Communication“, in *Proc. 2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC)*, Juni 2018, S. 192–195. DOI: 10.1109/RFIC.2018.8429019.
- [120] C. W. Byeon, J. H. Lee, D. Y. Lee, M. Kim und J. H. Son, „A High Linearity, Image/LO-Rejection I/Q Up-Conversion Mixer For 5G Cellular Communications“, in *Proc. 2015 Europ. Microw. Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*, Sep. 2015, S. 345–348. DOI: 10.1109/EuMIC.2015.7345140.
- [121] P. Virtanen, R. Gommers, T. E. Oliphant u. a., „SciPy 1.0: Fundamental Algorithms for Scientific Computing in Python“, *Nature Methods*, Jg. 17, S. 261–272, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41592-019-0686-2>.

Danksagung

Zum Schluss möchte ich verschiedenen Personen für die wertvollen Beiträge zu dieser Arbeit danken:

Herrn Prof. Dr. sc. techn. Frank Ellinger danke ich für die wissenschaftliche Betreuung dieser Arbeit, für das gut ausgestattete Millimeterwellen-Labor an seinem Lehrstuhl für Schaltungstechnik und Netzwerktheorie und für die Ermöglichung der Teilnahme an diversen internationalen Konferenzen, die mich sehr inspiriert und motiviert haben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Udo Jörges danke ich für den lehrreichen Austausch während und nach seiner aktiven Zeit am Lehrstuhl für Schaltungstechnik und Netzwerktheorie und für seine Anmerkungen und Verbesserungsvorschläge zum Manuskript dieser Arbeit.

Den Mitgliedern der Millimeterwellen-IC-Gruppe, insbesondere dem Gruppenleiter Herrn Dr. Corrado Carta, danke ich für die vielen und ehrlichen Diskussionen und die Unterstützung beim Entwurf der Schaltungen, bei den Messungen und bei den Veröffentlichungen der Ergebnisse. In diesem Zusammenhang danke ich auch allen anderen Koautoren für die produktive Zusammenarbeit, namentlich Herrn Dr.-Ing. Paolo Valerio Testa, Herrn Dr.-Ing. David Fritsche, Herrn Dr.-Ing. Mohammad Mahdi Khafaji, Herrn Paul Stärke und Herrn Songhui Li.

Frau Charlotte Poensgen danke ich für das aufmerksame Korrekturlesen des Manuskripts.

Den Entwicklergemeinschaften der Open-Source-Softwarepakete *TeX Live*^[a] und *SciPy*^[b] [121] danke ich für die hochwertigen Programme, die zur Erstellung dieses Dokuments, meiner anderen Veröffentlichungen sowie sämtlicher Plots sehr hilfreich waren.

Dresden im September 2020,

Vincent Rieß

^[a]<https://tug.org/texlive/>

^[b]<https://scipy.org>