

Christian von Vangerow

**Entwurf und Modellierung
von Breitbandverstärkern
mit variablem Gewinn in
SiGe BiCMOS Technologien**



Scientific
Publishing

Christian von Vangerow

**Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern
mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 91

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien

von
Christian von Vangerow

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von M.Sc. Christian von Vangerow, geb. in Wiesbaden

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Februar 2019
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>



The cover page is licensed under a Creative Commons Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>

Print on Demand 2019 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0910-3
DOI 10.5445/KSP/1000091844

Vorwort des Herausgebers

Das Internet und der Mobilfunk haben unser Kommunikationsverhalten und damit die Gesellschaft stark verändert. Um immer höhere Datenraten im Internet verwirklichen zu können, müssen die eingesetzten Technologien ständig weiterentwickelt werden. Die Schnittstelle zwischen dem optischen Datenübertragungssystem und der elektronischen Signalverarbeitung ist dabei einer der wesentlichen limitierenden Faktoren. Die Rechenleistung der Elektronik stieg in jüngster Vergangenheit schneller an als die Geschwindigkeit der Analog-Digital- bzw. Digital-Analog-Umsetzer. Um weiterhin die maximal mögliche Performanz zu erreichen, werden deshalb auch für den analogen Teil der Elektronik Konzepte mit parallelen Datenströmen benötigt. Die Schlüsselkomponenten der Datenübertragungssysteme sind neben den optischen Modulatoren breitbandige Verstärker mit geringer Variation der Gruppenlaufzeit und einstellbarem Gewinn. Genau hier setzt die Arbeit von Herrn von Vangerow an.

In seiner Dissertation hat Herr von Vangerow wichtige wissenschaftliche Grundlagen zum Entwurf und zur Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien erarbeitet. Zur schnellen Synthese von verteilten Verstärkern wurden die bestehenden netzwerktheoretischen Beschreibungsansätze von kaskadierten Zweitoren mithilfe von Bildparametern erfolgreich verbessert und erweitert. Den Nutzen der neuen Entwurfsmethode konnte Herr von Vangerow erfolgreich an mehreren Beispielschaltungen demonstrieren. Es zeigt sich eine hervorragende Übereinstimmung des Modells mit den Ergebnissen der Schaltungssimulation und damit der große Nutzen bei der Optimierung. Dazu zeigen die realisierten Schaltungen eine sehr gute Performanz. Des Weiteren schlägt Herr von Vangerow eine innovative Lösung zur Erzeugung von PAM-4 Signalen mit sehr hoher Datenrate basierend auf einer verteilten Schaltung zur Leistungskombination vor. Das durch Beispielschaltungen verifizierte Prinzip zeigt hohes Bandbreitenpotential bei gleichzeitig niedriger Verlustleistung. Zusätzlich hat er im Laufe seiner Arbeit eine neuartige Kontaktstruktur für differentiell

aufgebaute Schaltungen entwickelt, mit der sich diese präzise und platzsparend kontaktieren lassen.

Das von Herrn von Vangerow gefundene Entwurfsverfahren und die von ihm entworfenen Breitbandverstärker liefern sehr gute Ergebnisse. Ich bin mir sicher, dass seine Ansätze in der Wissenschaft und insbesondere der Industrie weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden. Herrn von Vangerow wünsche ich, dass seine Kreativität und sein enormes Fachwissen ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen werden.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

– Institutsleiter –

Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Sc. Christian von Vangerow

geb. in Wiesbaden

Tag der mündlichen Prüfung:

12.02.2019

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl

Zusammenfassung

Breitbandverstärker stellen insbesondere in der Kommunikationstechnik wichtige Komponenten zur Realisierung zukünftiger Übertragungssysteme dar. Aufgrund des exponentiell steigenden Datenverkehrs werden immer höhere Anforderungen an die Übertragungsrate gestellt, und als ein möglicher Lösungsansatz die Nutzung höherer Bandbreiten untersucht. Insbesondere in Empfangssystemen ist die Verwendung von Verstärkern mit einstellbarem Gewinn ein wichtiger Gesichtspunkt des Systementwurfs, da auf diese Weise verschiedene empfangene Leistungspegel für die weitere Signalverarbeitung im Basisband angepasst werden können.

In dieser Arbeit werden mit dem kompakten Verstärker und dem verteilten Verstärker zwei grundsätzlich unterschiedliche Schaltungstopologien zur Realisierung von Breitbandverstärkern in SiGe BiCMOS Technologien betrachtet. Kompakte Verstärker basieren auf der Kaskadierung klassischer Grundschaltungen wie Emitter- und Kaskodeschaltungen, und ermöglichen hohe Verstärkungen bei geringer Chip-Fläche. Zur Auswahl einer geeigneten Topologie zur Einstellung des Gewinns werden verschiedene aus dem Stand der Technik bekannte Prinzipien hinsichtlich ihrer Eignung zur Breitband-Verstärkung untersucht. Die entwickelte Schaltung nutzt eine Kaskode mit Paralleltransistor zur Einstellung des Gewinns, und ermöglicht in den gemessenen Arbeitspunkten Bandbreiten von mindestens 42 GHz bei einem einstellbaren Gewinn zwischen 0,1 und 18,2 dB. Ein wesentliches Merkmal der entwickelten Schaltung ist die niedrige Variation der Gruppenlaufzeit von nur 5,5 ps im Frequenzbereich von 0,3 bis 63 GHz, die eine wichtige Voraussetzung für die verzerrungsfreie Verstärkung von Breitbandsignalen darstellt.

Um die Entwicklung von verteilten Verstärkern zielführender zu gestalten, wird eine analytische Kleinsignalbeschreibung von verteilten, unilateralen Verstärkern mit homogenen Leitungsstrukturen hergeleitet. Die Kleinsignalbeschreibung basiert auf den aus dem Bereich der Filtertheorie bekannten Bildparametern und ermöglicht auf diese Weise eine anschauliche Beschreibung der Signalausbreitung innerhalb des verteilten Verstärkers analog zur Beschreibung von klassischen Übertragungsleitungen. Hervorzuheben ist neben

der hohen Anschaulichkeit der verwendeten Methode die Berücksichtigung beliebiger Abschlussimpedanzen der künstlichen Leitungen.

Die Nutzbarkeit der entwickelten Modellbeschreibung wird anhand von Beispielschaltungen mit SiGe BiCMOS Transistoren demonstriert. Das Modell zeigt exzellente Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Schaltungssimulation, und ermöglicht die zielgerichtete Optimierung von Schaltungseigenschaften durch systematische Betrachtung der Modellparameter. Neben den theoretischen Betrachtungen wird außerdem die Realisierung von verteilten Verstärkern mit kapazitiver Teilung zur Erhöhung der Bandbreite beschrieben. Die vermessene zweistufige Verstärkerschaltung zeigt einen Einstellbereich des Gewinns von $-3,3$ bis $8,6$ dB bei einer minimalen oberen Grenzfrequenz von 110 GHz.

Neben der Verstärkung von Breitbandsignalen ist auch die Erzeugung von mehrstufigen Basisbandsignalen mit hohen Datenraten eine wichtige Voraussetzung für die Realisierung zukünftiger Kommunikationssysteme. Um die begrenzten Bandbreiten konventioneller Schaltungstopologien aus dem Bereich der Digital-Analog-Wandler zu erhöhen, wird in dieser Arbeit das Prinzip der verteilten Kombinierschaltung zur Erzeugung von PAM-Signalen vorgeschlagen. Mit dem entwickelten Prototyp lässt sich ein 50 GBit/s PAM-4 Signal erzeugen, das die grundsätzliche Realisierbarkeit des Schaltungskonzepts belegt.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie.

An erster Stelle danke ich meinem Hauptreferenten Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick für die Betreuung meiner Promotion und die fortwährende Unterstützung bei der Umsetzung meiner Forschungsideen. Dazu zählt insbesondere die Organisation einer Kooperation mit der IHP GmbH, die eine zeitnahe Realisierung meiner Schaltungsentwürfe ermöglicht hat. In diesem Zusammenhang bedanke ich mich ebenfalls bei Dr.-Ing. Ahmed Awny, Ph.D. Minsu Ko und Prof. Dr.-Ing. habil. Dietmar Kissinger für die Hilfestellungen im Rahmen der Chip-Herstellung bei der IHP GmbH. Außerdem danke ich Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl für sein Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Für die kritische Durchsicht des Manuskripts und des Promotionsvortrages bedanke ich mich bei Jens Schweickhardt, Florian Boes und Sören Marahrens. Ich danke allen Kollegen des Instituts aus den Bereichen Wissenschaft, Technik und Verwaltung, die durch eine durchweg positive Arbeitsatmosphäre zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Außerdem danke ich insbesondere Jochen Schäfer, Heiko Gulan, Dr.-Ing. Daniel Müller und Dr.-Ing. Benjamin Göttel für die Unterstützung bei den Chip-Messungen, die ein wichtiger Baustein für den erfolgreichen Abschluss dieser Arbeit waren. Für die gute Zusammenarbeit bei den Zeitbereichsmessungen im Labor des Instituts für Photonik und Quantenelektronik bedanke ich mich bei Heiner Zwickel.

Ein ganz besonderer Dank gebührt meiner Familie und meiner Freundin Julia, die mich während der Arbeit an meiner Dissertation immer unterstützt und auch in schwierigen Phasen positiv begleitet haben, und nicht zuletzt durch aufmerksame Korrekturen die (hoffentlich) letzten Rechtschreibfehler beseitigt haben.

Mannheim, im Februar 2019

Christian von Vangerow

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Vorwort	iii
Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2 Gliederung der Arbeit	3
2 Kompakte Breitbandverstärker mit variablem Gewinn	5
2.1 Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit	5
2.2 130 nm SiGe BiCMOS Technologien von IHP	10
2.3 Grundsaltungen	14
2.3.1 Emitterschaltung	14
2.3.2 Kaskodeschaltung	17
2.3.3 Emitterfolger	18
2.3.4 Kleinsignalvergleich der Grundsaltungen	20
2.4 Verstärkerschaltungen mit einstellbarem Gewinn	23
2.4.1 AGC-Verstärker und Multiplizierer	23
2.4.2 Speisung mit einstellbarer Stromquelle	25
2.4.3 Variable Gegenkopplung	27
2.5 Entwicklung eines VGAs mit 42 GHz Bandbreite	29
2.5.1 Breitbandige Struktur zur Chip-Kontaktierung	30
2.5.2 Schaltungsentwicklung	33
3 Kleinsignalmodellierung von verteilten Verstärkern	43
3.1 Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit	44
3.2 Beschreibung von kaskadierten Zweitoren mit Bildparametern	48

3.2.1	Einführung der Bildparameter	48
3.2.2	Einführung des Reflexionsfaktors	56
3.3	Bildparameter von Netzwerkstrukturen aus verteilten Verstärkern	57
3.3.1	Übertragungsleitungen mit Lastimpedanz	58
3.3.2	<i>LC</i> -Schaltungen	61
3.4	Kleinsignalbeschreibung des verteilten Verstärkers mithilfe von Bildparametern	63
3.4.1	Herleitung des Spannungsgewinns	63
3.4.2	Berechnung der Streuparameter	68
3.5	Anwendungsbeispiele der Kleinsignalbeschreibung	69
3.5.1	Vergleich mit der Berechnung der Bildparameter nach Guillemin	70
3.5.2	Berücksichtigung der Reflexionen an den Leitungsenden	77
4	Verteilte Verstärker mit variablem Gewinn	87
4.1	Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit	87
4.2	Kleinsignalanalyse und -modellierung von verteilten Verstärkern mit variablem Gewinn	89
4.2.1	Verstärkerzellen mit kapazitiver Teilung	89
4.2.2	Auswirkungen der kapazitiven Teilung auf das Kleinsignalverhalten von verteilten Verstärkern	91
4.2.3	Schaltungsanalyse mithilfe der Bildparameter-Methode	96
4.3	Untersuchung weiterer Schaltungstopologien zur Gewinneinstellung	101
4.3.1	Stromgegenkopplung	101
4.3.2	Spannungsgegenkopplung	104
4.4	Entwicklung von verteilten Verstärkern mit kapazitiver Teilung	106
5	Aktive Leistungskombinierer zur PAM-Signalerzeugung	113
5.1	Schaltungstopologien zur PAM-4 Signalerzeugung	113
5.1.1	Stand der Technik	113
5.1.2	Ansatz dieser Arbeit	116
5.2	Diskret aufgebaute PAM-4 Treiberschaltung	117

5.2.1	Schaltungskonzept	118
5.2.2	Charakterisierung im Kleinsignalbereich und Stabilitätsanalyse	119
5.2.3	Charakterisierung im Zeitbereich	124
5.3	Integrierte Treiberschaltung zur PAM-4 Signalerzeugung	124
5.3.1	Schaltungskonzept	125
5.3.2	Charakterisierung im Kleinsignalbereich	127
5.3.3	Charakterisierung im Zeitbereich	129
6	Schlussfolgerungen	135
	Literaturverzeichnis	139
	Eigene Veröffentlichungen	155

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

ADS	<i>Advanced Design System</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
B	Basis (Transistor)
BiCMOS	<i>Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
C	Kollektor (Transistor)
CB	<i>Common Base</i> (Basisschaltung)
CE	<i>Common Emitter</i> (Emitterschaltung)
CST	<i>CST Microwave Studio</i>
DAC	<i>Digital Analog Converter</i>
DHBT	<i>Double Heterojunction Bipolar Transistor</i>
E	Emitter (Transistor)
EF	Emitterfolger (Kollektorschaltung)
ESB	Ersatzschaltbild
FFE	<i>Feed-Forward Equalization</i>
GaAs	Gallium-Arsenid Verbindungshalbleiter
GSG	<i>Ground-Signal-Ground</i>
HBT	<i>Heterojunction Bipolar Transistor</i>
HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
InP	Indium-Phosphid Verbindungshalbleiter
IHP	Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik
LRRM	<i>Line-Reflect-Reflect-Match</i>
MIM	<i>Metal Insulator Metal</i>
M1-5	<i>Metal 1 – 5</i> (untere Metalllagen)
NMOS	<i>N-type Metal Oxide Semiconductor</i>
pHEMT	<i>Pseudomorphic HEMT</i>
PAM	Pulsamplitudenmodulation
PMOS	<i>P-type Metal Oxide Semiconductor</i>
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
SiGe	Silizium-Germanium Verbindungshalbleiter

SiO_2	Siliziumdioxid
Si_3N_4	Siliziumnitrid
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SMD	<i>Surface-Mount Device</i>
SOLR	<i>Short-Open-Load-Reciprocal Thru</i>
SOLT	<i>Short-Open-Load-Thru</i>
TM1/2	<i>Top Metal 1/2</i> (obere Metalllagen)
VBIC	<i>Vertical Bipolar Inter-Company</i>
VCSEL	<i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser</i>
VGA	<i>Variable Gain Amplifier</i>

Symbole und Variablen

Lateinische Buchstaben

a_i	hinlaufende Welle
A	A -Parameter (Kettenmatrix)
A_E	Emitter-Fläche eines Bipolartransistors
b_i	rücklaufende Welle
B	B -Parameter (Kettenmatrix)
C	Kapazität, C -Parameter (Kettenmatrix)
C''_{ox}	flächenbezogene Oxid-Kapazität eines Transistors
C'_L	Kapazitätsbelag einer Übertragungsleitung
C_{TH}	Thermische Kapazität
C_μ	Basis-Kollektor-Kapazität des Transistormodells
C_π	Basis-Emitter-Kapazität des Transistormodells
D	D -Parameter (Kettenmatrix)
f_g	Grenzfrequenz
f_T	Transitfrequenz
$f_{3\text{dB}}$	Frequenz bei 3 dB Gewinnabfall
g_m	komplexe Transkonduktanz des Transistormodells
$g_{m,0}$	Transkonduktanz des Transistormodells
G_{max}	maximaler Gewinn
G_{min}	minimaler Gewinn
G_u	Spannungsgewinn
$G_{u,\text{dd}}$	differentieller Spannungsgewinn
$G_{u,0}$	Gleichspannungsverstärkung
G_{zelle}	Transferfunktion einer Verstärkerzelle

i	Zählindex
i_k	komplexe Stromamplitude
i_k^+, i_k^-	hin- und rücklaufende Anteile einer Stromamplitude
I_C	Kollektorstrom (Gleichanteil)
I_X	Gleichstrom
k	Zählindex
l_L	Länge einer Übertragungsleitung
L	Induktivität, Kanallänge eines Transistors
L'_L	Induktivitätsbelag einer Übertragungsleitung
M	Teilerfaktor bei der kapazitiven Teilung
M_i	Feldeffekttransistor
n	Gesamtzahl von Elementen, Stufenanzahl
P_{DC}	Leistungsaufnahme (Gleichanteil)
Q_i	Bipolartransistor
r_k	Reflexionsfaktor
R	Widerstand
R_b	Basiswiderstand des Transistormodells
S_{ik}	Streuparameter
$S_{ik,dd}$	differentielle Streuparameter
T_{i21}, T_{i12}	Transformationsfaktoren
u_k	komplexe Spannungsamplitude
u_k^+, u_k^-	hin- und rücklaufende Anteile einer Spannungsamplitude
u_X	Spannung (Großsignal)
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung (Gleichanteil)
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung (Gleichanteil)
U_{GS}	Gate-Source-Spannung (Gleichanteil)
U_T	Schwellspannung
U_{TH}	Temperaturspannung
U_X	Gleichspannung
v_L	Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Übertragungsleitung
W	Kanalbreite eines Transistors
Y_{ik}	Admittanzparameter
Z	Impedanz
Z_{ik}	Impedanzparameter
Z_{i1}, Z_{i2}	Bildimpedanzen
Z_L	Leitungswellenwiderstand
Z_0	Bezugsimpedanz

Griechische Buchstaben

α	Dämpfungskonstante (Bildparameter)
β	Phasenkonstante (Bildparameter)
β_L	Phasenkonstante einer Übertragungsleitung
γ	Ausbreitungskonstante (Bildparameter)
γ_L	Ausbreitungskonstante einer Übertragungsleitung
Γ	Reflexionsfaktor
μ, μ'	Stabilitätsfaktoren
μ_N	Elektronenmobilität
τ_g	Gruppenlaufzeit
$\tau_{g,dd}$	differentielle Gruppenlaufzeit
τ_i	Zeitkonstante
τ_t	Zeitkonstante des Transistormodells
ω	Kreisfrequenz
ω_g	Grenzkreisfrequenz

1 Einleitung

Die in dieser Arbeit entwickelten Verstärker weisen Bandbreiten von mehreren 10 GHz auf, und ermöglichen damit die Verstärkung von Signalen mit sehr großen Frequenzspektren. Das Hauptanwendungsgebiet für Breitbandverstärker mit solch hohen Bandbreiten sind Kommunikationssysteme mit hohem Datenaufkommen. Sowohl bei kabelgebundenen Anwendungen als auch bei drahtlosen Übertragungen steigt die Datenrate exponentiell an, und verzehnfacht sich etwa alle fünf Jahre [DFS18]. Laut dem Cisco Visual Networking Index [Cis17] von 2016 wird sich der IP-Datenverkehr bis 2021 auf 3,3 ZByte pro Jahr erhöhen. Anwendungsbeispiele sind z.B. die immer höheren Auflösungen bei der Übertragung von Videosignalen (*Ultra-High Definition Television* (UHDTV) [Uni15]) oder die wachsende Zahl von Smartphones, Laptops etc., die z.B. durch Video-Streaming oder den Datenaustausch mit Clouds immer höhere Anforderungen an die Datenrate stellen. Eine weitere Rolle spielt auch die zunehmende Vernetzung von Fahrzeugen und Geräten innerhalb von Haushalten, sowie die Verbreitung von medizinischen Überwachungssystemen [Cis17] [KD18].

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Aufgrund der steigenden Anforderungen an die Datenrate in kabelgebundenen und drahtlosen Übertragungssystemen ist die Nutzung höherer Bandbreiten ein Lösungsansatz zur Realisierung zukünftiger Systeme. In drahtlosen Systemen werden dazu immer höhere Übertragungsfrequenzen interessant, da dort die verfügbare Bandbreite steigt. Ein Beispiel ist der Mobilfunkstandard 5G, bei dem zukünftig auch Übertragungsfrequenzen im Millimeterwellen-Bereich (z.B. 71 – 76 GHz und 81 – 86 GHz [DGD⁺14]) genutzt werden sollen. Auch im Frequenzbereich zwischen 200 und 300 GHz werden vermehrt Übertragungssysteme erforscht, da dieser Frequenzbereich durch niedrige atmosphärische Dämpfungen gekennzeichnet ist [Uni16]. In der optischen Kommunikationstechnik werden durch die Bereitstellung neuartiger elektrooptischer Modulatoren ebenfalls immer höhere Datenraten möglich. Bereits

im Jahr 2014 wurde ein Silizium-basierter Modulator mit einer Bandbreite von mehr als 100 GHz vorgestellt [APD⁺14].

Verstärker mit einstellbarem Gewinn (*Variable Gain Amplifier* (VGA)) dienen in Übertragungssystemen insbesondere dazu, veränderliche Empfangsleistungen auszugleichen, und für die weiterverarbeitenden Komponenten wie den Analog-Digital-Wandler ein Signal in einem geeigneten Leistungsbe- reich bereitzustellen. Ein Anwendungsbeispiel ist der Empfänger im Bereich der mobilen Datenübertragung, da sich hier die räumliche Distanz zwischen Sende- und Empfangseinheit verändert. Im Bereich der optischen Kommuni- kationstechnik können z.B. in rekonfigurierbaren photonischen Schaltnetz- werken [RPR⁺15] unterschiedliche Glasfaserlängen zwischen Sender und Empfänger auftreten, sodass auch hier ein Empfangsverstärker mit variablem Gewinn zur Erhöhung des Dynamikbereichs eingesetzt werden kann. Im Sen- desystem kann ein Verstärker mit variablem Gewinn ebenfalls sinnvoll sein, um die abgegebene Leistung anzupassen, und damit die Verlustleistung des Senders zu minimieren.

Neben der Nutzung höherer Bandbreiten ist auch die Verwendung von Mo- dulationsformaten mit höherer spektraler Effizienz eine wichtige Maßnah- me zur Erhöhung der Übertragungskapazität. Besonders im Bereich der opti- schen Kommunikation findet die Übertragung von sog. PAM-4 Signalen (Pulsamplitudenmodulation) anstelle von Binärsignalen zunehmend Verwen- dung [NFF⁺18], d.h. die Übertragung von amplitudenmodulierten Signalen mit vier unterschiedlichen Amplitudenstufen. Eine wichtige Aufgabe für die Realisierung zukünftiger Systeme ist deshalb die Erzeugung solcher mehrstu- figer Signale, da die Ausgangssignale von Prozessoren, *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs), etc. typischerweise aus vielen parallelen Binärsignalen bestehen.

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen zweier Projekte der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG), die sich mit der Erforschung zukünftiger Kommunikationssysteme beschäftigen. Im Projekt *Real100G.RF2* entwickelt das Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) in Zusammenar- beit mit dem Lehrstuhl für Hochfrequenzsysteme in der Kommunikationstechnik (IHCT) der Bergischen Universität Wuppertal analoge Sende- und Empfangssysteme bei Übertragungsfrequenzen von 240 GHz, die im Basis- band eine Bandbreite von etwa 25 GHz aufweisen sollen. Im Projekt *HIP- ES* (Hybrid Integrierte Photonisch-Elektronische Systeme) werden zusam- men mit dem Institut für Photonik and Quantenelektronik (IPQ) am Karlsru- her Institut für Technologie (KIT) Schaltungstopologien zur Erzeugung von

PAM-Signalen erforscht. In beiden Projekten kommen zur Realisierung der Schaltungen Silizium-Germanium (SiGe) BiCMOS (*Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor*) Technologien zum Einsatz. Die Vorteile dieser Silizium-basierten Technologien gegenüber reinen III-V Verbindungshalbleiter-Technologien wie GaAs (Gallium-Arsenid) oder InP (Indium-Phosphid) sind die Bereitstellung von schnellen Bipolartransistoren zum Aufbau von Hochfrequenzschaltungen, und die gleichzeitige Verfügbarkeit von CMOS-Transistoren, die zur Realisierung von komplexen digitalen Funktionen genutzt werden können. Zudem wird in den letzten Jahren auch die Herstellung von photonischen Komponenten wie z.B. elektro-optischen Modulatoren in Silizium-basierten Prozessen erforscht, sodass inzwischen auch die Co-Integration von elektronischen und photonischen Komponenten auf einem Chip möglich ist.

1.2 Gliederung der Arbeit

In dieser Arbeit werden zwei grundsätzlich unterschiedliche Schaltungstopologien zur Realisierung von Verstärkern mit hoher analoger Bandbreite betrachtet. Dies sind zum einen kompakte Verstärker, die aus konzentrierten Bauelementen wie Transistoren und Widerständen aufgebaut sind, und durch die Kaskadierung mehrerer Stufen hohe Verstärkungen bei geringer Chipfläche ermöglichen. In dieser Schaltungstopologie wird der Transistor als gesteuerte Quelle genutzt, wobei die parasitären Kapazitäten des Transistors die mögliche Bandbreite begrenzen. Demgegenüber stehen verteilte Verstärker, die explizit die parasitären Kapazitäten des Transistors nutzen, um durch die Realisierung künstlicher Übertragungsleitungen hohe Bandbreiten zu ermöglichen.

In Kapitel 2 werden zunächst die Grundbausteine von kompakten Verstärkern betrachtet, und ein Überblick zu den verwendeten SiGe BiCMOS Technologien gegeben. Einen Schwerpunkt des Kapitels bildet die Analyse des Kleinsignalverhaltens verschiedener Schaltungsblöcke, die zur Einstellung des Verstärkergewinns genutzt werden können. Anschließend werden die Entwicklungsschritte des realisierten Verstärkers mit hoher analoger Bandbreite vorgestellt, und dabei insbesondere auf die breitbandige Kontaktstruktur zur Signalführung eingegangen.

Die Herleitung eines analytischen Kleinsignalmodells für den verteilten Verstärker ist Gegenstand von Kapitel 3. Zunächst wird die Beschreibung von

kaskadierten Zweitoren mithilfe der sog. Bildparameter erläutert, und anschließend eine Beschreibung für den unilateralen verteilten Verstärker mit homogenen Leitungsstrukturen hergeleitet.

Basierend auf dem in Kapitel 3 vorgestellten Kleinsignalmodell wird in Kapitel 4 die Nutzbarkeit der analytischen Beschreibung anhand verschiedener Verstärkerschaltungen mit variablem Gewinn untersucht, und darauf basierend die zielgerichtete Schaltungsoptimierung demonstriert. Außerdem wird die Entwicklung von mehrstufigen verteilten Verstärkern beschrieben, die zur Erhöhung der Bandbreite das Prinzip der kapazitiven Teilung nutzen.

Kapitel 5 beschäftigt sich mit dem Einsatz des verteilten Verstärkerkonzepts zur Erzeugung von PAM-4 Signalen. Anhand von diskret aufgebauten und integrierten Prototyp-Schaltungen wird das Funktionsprinzip des verteilten Kombinierers zur Erzeugung von PAM-4 Signalen demonstriert.

2 Kompakte Breitbandverstärker mit variablem Gewinn

In Basisbandverstärkern kommt häufig die kompakte Verstärkertopologie zum Einsatz, die sich durch die Aneinanderreihung mehrerer Grundsaltungen auf geringer Chipfläche auszeichnet. Den Schwerpunkt dieses Kapitels bildet die Analyse der Breitbandeigenschaften verschiedener solcher Grundsaltungen sowie von Verstärkerzellen, die die Einstellung des Verstärkergewinns ermöglichen. Basierend auf diesen Erkenntnissen wird anschließend die Entwicklung eines Breitbandverstärkers in einer SiGe BiCMOS Technologie beschrieben, der in allen gemessenen Arbeitspunkten eine Bandbreite von mindestens 42 GHz aufweist.

2.1 Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit

In diesem Abschnitt soll ein Überblick zu kompakten, breitbandigen Verstärkern mit variablem Gewinn aus dem Stand der Technik gegeben werden. Der Fokus liegt dabei auf den Schaltungstopologien, die zur Einstellung des Verstärkergewinns genutzt werden können, sowie den schaltungstechnischen Maßnahmen zur Realisierung hoher analoger Bandbreiten.

Aus den veröffentlichten Forschungsarbeiten lassen sich die folgenden grundlegenden Schaltungstopologien bzw. -techniken zur Einstellung des Gewinns einer Verstärkerschaltung ableiten:

- Stromteilung mit Paralleltransistor (AGC-Verstärker)
- Multiplizier-Schaltung
- Speisung mit einstellbarer Stromquelle
- Variable Gegenkopplung

Die beiden erstgenannten Schaltungsvarianten sind in ihrer typischen Ausführung in Abb. 2.1 gezeigt und wurden bereits Ende der 60er Jahre vor-

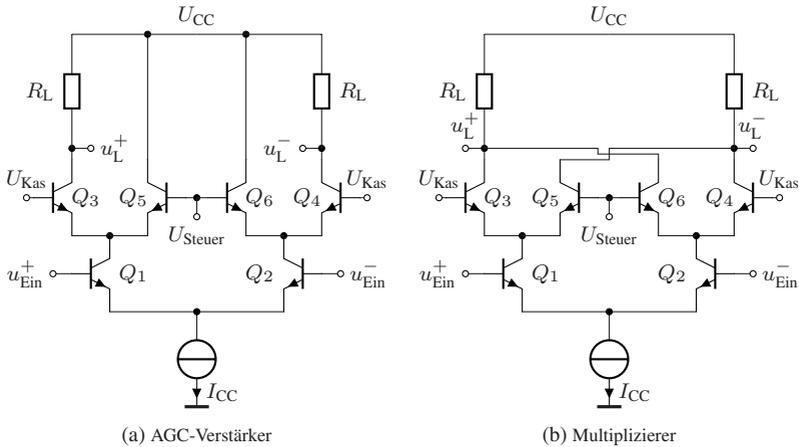


Abbildung 2.1: Schaltungstopologien mit Paralleltransistor zur Einstellung des Verstärkergewinns

gestellt [DS68] [Gil68]). Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden für die beiden gezeigten Schaltungen im Folgenden die in den zugehörigen Veröffentlichungen verwendeten Bezeichnungen AGC-Verstärker (*Automatic Gain Control*) bzw. Multiplizierer verwendet. Beide Schaltungen nutzen zur Einstellung des Gewinns eine differentielle Verstärkerzelle aus einer kombinierten Emitter- und Basisschaltung (Kaskode), bei der ein Transistor parallel zur Basisschaltung hinzugefügt wird. Bei der AGC-Variante ist dieser direkt mit der Versorgungsspannung verbunden, während bei der Multiplizier-Schaltung der Ausgang des Paralleltransistors mit dem Ausgang des jeweils anderen Schaltungszweigs verbunden ist. Die Verstärkung wird mithilfe der Spannung U_{Steuer} eingestellt, was zu einer Veränderung der Kollektorströme von Q_3/Q_4 bzw. Q_5/Q_6 führt. Die Änderung der Kollektorströme resultiert in einer veränderten Kleinsignal-Transkonduktanz $g_{m,0}$ des Transistors und damit einer Änderung der Verstärkung. Für einen Bipolartransistor lässt sich die Beziehung $g_{m,0} = I_C/U_{TH}$ angeben [JB08, S. 682], wobei I_C den Kollektorstrom und U_{TH} die Temperaturspannung bezeichnen. In modernen Schaltungen kommen sowohl der AGC-Verstärker (z.B. [ANW⁺15] [ANK⁺18] [SFW09] [GGA⁺17]) als auch die Multiplizier-Schaltung (z.B. [ASZM16] [LCCF06] [OAM⁺01] [OMOW99] [ZWW⁺12] [Kob03] [WNK⁺16]) häufig zum Einsatz. In [FTS⁺17] wird außerdem eine abgewandelte Variante des

AGC-Verstärkers vorgestellt, bei der sich der zusätzliche Transistor parallel zur Emitterschaltung befindet, und nicht parallel zur Basisstufe. Da auf diese Weise der Strom durch die Basischaltung konstant bleibt, ist der Gleichanteil der Ausgangsspannung ebenfalls konstant und unabhängig vom eingestellten Gewinn.

Ein Beispiel für eine Schaltung mit AGC-Verstärker ist die Arbeit von GAVELL ET AL. [GGA⁺17]. Die gezeigte Schaltung besteht aus einer Kaskode mit Paralleltransistor, drei kaskadierten Emitterfolgern und einer weiteren Kaskode am Ausgang der Schaltung. Die in einer InP DHBT (*Double Heterojunction Bipolar Transistor*) Technologie mit einer Transitfrequenz f_T von 370 GHz hergestellte Schaltung erreicht einen einstellbaren Gewinn zwischen -13 und 31 dB, und bei maximalem Gewinn beträgt die 3 dB-Bandbreite 40 GHz. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass sich der Begriff Bandbreite im Zusammenhang mit konkreten Zahlenwerten auf die Grenzen des Frequenzbereichs bezieht, an denen die Verstärkung bezogen auf einen Referenzpunkt um 3 dB abgefallen ist.

OHHATA ET AL. [OMOW99] nutzen zur Gewinneinstellung zwei breitbandige Multiplizier-Schaltungen mit aktiven Transimpedanz-Stufen als Lastimpedanz. Die Transimpedanz-Stufen sind aus aktiv rückgekoppelten Emitterschaltungen aufgebaut und werden zur Erhöhung der Bandbreite genutzt. In der zweiten Stufe mit variablem Gewinn werden die Eingänge für das zu verstärkende Signal und die Steuerspannung des Multiplizierers vertauscht. Diese aus [MRW94] bekannte Kombination zweier Multiplizier-Schaltungen in unterschiedlicher Beschaltung kann dazu genutzt werden, um eine möglichst von der Gewinneinstellung unabhängige Grenzfrequenz sowie eine verbesserte Linearität der Schaltung zu erreichen [MRW94]. Mit der verwendeten SiGe *Heterojunction Bipolar Transistor* (HBT) Technologie ($f_T = 92$ GHz) erreicht die Schaltung aus [OMOW99] eine Verstärkung im Bereich -6 bis 13 dB, und die Bandbreiten bei maximalem und minimalem Gewinn betragen 32,7 bzw. 31,6 GHz.

Neben der Stromeinstellung über einen parallelen Transistor lässt sich auch der Versorgungsstrom der gesamten Verstärkerstufe ändern, um den Gewinn zu beeinflussen. Dieses Prinzip lässt sich grundsätzlich für jede Verstärkerstufe anwenden, bei der der Gewinn durch die Transkonduktanz der verwendeten Transistoren beeinflusst wird.

In [KMY12] wird der Versorgungsstrom einer Emitterschaltung über eine variable Stromquelle eingestellt, wobei die Stromquelle aus geschalteten NMOS-Transistoren (*N-type Metal Oxide Semiconductor*) besteht, sodass der Strom

in diskreten Schritten eingestellt werden kann. Die in einer SiGe BiCMOS Technologie realisierte Schaltung zeigt eine Verstärkung zwischen -16,5 und 6,5 dB bei einer Bandbreite von 5,6 GHz.

Eine weitere Möglichkeit zur Einstellung der Verstärkung ist eine variable Gegenkopplung. In differentiellen Verstärkern ist ein variabler Widerstand zur Stromgegenkopplung verbreitet, der z.B. mithilfe von Feldeffekttransistoren realisiert wird (z.B. [MVL⁺18] [YKLC15] [DKG⁺16]).

Ein Beispiel für das Prinzip der Gewinneinstellung mit einem variablen Emitterwiderstand ist die Arbeit von DU ET AL. [DKG⁺16]. Bei dieser in einer SiGe BiCMOS Technologie hergestellten Schaltung werden zur Verstärkung fünf Kaskode-Stufen aus HBTs verwendet, wobei die Verstärkung der Emitterschaltung durch einen variablen Gegenkopplungswiderstand eingestellt werden kann. Der variable Emitterwiderstand wird in dieser Schaltung mit einem NMOS-Transistor realisiert. Über eine 5-Bit Steuerschaltung kann der Gewinn der Schaltung in 1 dB-Schritten im Bereich -6 bis 25 dB eingestellt werden. Die Bandbreite der Schaltung bei maximalem Gewinn beträgt 10,1 GHz.

Neben der Stromgegenkopplung kann prinzipiell auch eine Spannungsgegenkopplung zur Einstellung der Verstärkung genutzt werden. In Breitbandschaltungen mit unteren Grenzfrequenzen im kHz-Bereich sind die Verstärkerstufen gleichstromgekoppelt, sodass der Rückkopplungswiderstand in der Regel mit einer seriellen Kapazität entkoppelt werden muss. Aufgrund der begrenzten Fläche in integrierten Schaltungen lässt sich diese Entkopplung mit integrierten Kondensatoren nicht bis in den kHz-Bereich hin realisieren, weshalb in Zuständen mit niedrigem Gewinn die Verstärkung zu niedrigen Frequenzen hin stark ansteigt [KOU⁺93]. Zwar können zur Erhöhung der seriellen Kapazität externe Kondensatoren verwendet werden, aber die vollständig integrierte Variante der Stromgegenkopplung stellt eine praktikablere Lösung dar, da hier die parasitären Effekte der externen Bauteile und der Verbindungselemente entfallen.

Zur Erhöhung der Bandbreite durch passive Bauteile sind die Prinzipien der induktiven Resonanzüberhöhung (z.B. [SFW09] [GGA⁺17]) sowie der kapazitiven Emitter-Degeneration (z.B. [ANW⁺15] [ANK⁺18] [ASZM16] [SFW09] [OMOW99]) weit verbreitet.

Bei der induktiven Resonanzüberhöhung wird an einer oder mehreren Stellen der Schaltung mit hoher kapazitiver Belastung eine Induktivität hinzugefügt, die ähnlich wie bei einem Schwingkreis zu einer Resonanz führt und damit das Tiefpassverhalten über einen gewissen Frequenzbereich kompen-

siert [Raz12, S. 110-114]. Je nach Dimensionierung der Induktivität kann es zu einer Überhöhung des Gewinns und einem stark nichtlinearen Phasenverlauf kommen [MHBL00]. Da ein System zur verzerrungsfreien Übertragung von Breitbandsignalen idealerweise einen konstanten Amplitudengang und einen linearen Phasengang aufweist, müssen diese Effekte bei der Auslegung der induktiven Resonanzüberhöhung beachtet werden. Ein häufig verwendetes Maß zur Beurteilung der Phasenlinearität ist die Gruppenlaufzeit, die als Ableitung des Phasengangs ϕ einer Übertragungsfunktion nach der Frequenz definiert ist [Voi13, S. 508]:

$$\tau_g = -\frac{\partial\phi}{\partial\omega} \quad (2.1)$$

Entsprechend weist ein ideales System mit linearem Phasenverlauf eine konstante Gruppenlaufzeit auf. In Breitbandsystemen werden hohe Anforderungen an die Gruppenlaufzeit gestellt - für optische Empfänger wird beispielsweise oftmals eine Variation der Gruppenlaufzeit unterhalb von $\pm 10\%$ der Symboldauer gefordert [KB10].

Bei der kapazitiven Emitter-Degeneration befindet sich in der Regel an einer Emitterschaltung eine RC -Schaltung zur Stromgegenkopplung. Für niedrige Frequenzen wird der Gewinn dieser Schaltung durch den Widerstand verringert, der für hohe Frequenzen durch die Kapazität kurzgeschlossen wird. Damit wird der typischen Verringerung des Gewinns bei hohen Frequenzen entgegengewirkt.

Zur Erhöhung der Bandbreite existieren außerdem verschiedene aktive Schaltungsmaßnahmen. Zum einen lassen sich die bei der Kaskadierung von Emitterfolger-Schaltungen auftretenden Resonanzen nutzen, um die Bandbreite zu erhöhen [TKA⁺07] [SFW09]. Hierbei wird der Effekt ausgenutzt, dass sich aus der kapazitiven Eingangsimpedanz und der induktiven Ausgangsimpedanz des Emitterfolgers ein Schwingkreis ausbilden kann, der zu einer Überhöhung des Gewinns führt [TKA⁺07]. Da diese Konfiguration aufgrund des in bestimmten Frequenzbereichen negativen Realteils der Eingangsimpedanz ein hohes Stabilitätsrisiko darstellt und zu Oszillationen führen kann, ist die Sicherstellung der Stabilität ein wesentlicher Aspekt des Schaltungsentwurfs [TKA⁺07].

LAI ET AL. [LCCF06] nutzen zur Erhöhung des Gewinn-Bandbreite-Produkts einen negativen Widerstand zur Stromgegenkopplung, der durch einen Schaltungsblock aus Transistoren erzeugt wird, der typischerweise in Oszillatoren eingesetzt wird. Der negative Rückkopplungswiderstand bewirkt das Gegen-

teil eines positiven Rückkopplungswiderstands und erhöht die Verstärkung der Stufe. Aufgrund des negativen Widerstands besteht auch bei dieser Technik ein hohes Stabilitätsrisiko, das bei der Auslegung der Schaltung betrachtet werden muss [LCCF06]. Zur Einstellung des Gewinns nutzt die Schaltung die Multiplizierer-Topologie. Die in einer InP-InGaAs Technologie ($f_T = 300$ GHz) realisierte Schaltung zeigt eine Bandbreite von 50 GHz bei einem maximalen Gewinn von 17 dB.

Die betrachteten Schaltungen zeigen, dass in modernen Halbleitertechnologien mit verschiedenen Schaltungstopologien Bandbreiten von mehreren 10 GHz möglich sind. Im Rahmen des Projekts *Real100G.RF2* ist das Ziel dieser Arbeit die Entwicklung eines Breitbandverstärkers mit variablem Gewinn, der eine Bandbreite von etwa 40 GHz aufweisen soll. Aufgrund der Anwendung der Schaltung zur Übertragung von Datensignalen wird bei der Entwicklung besonderes Augenmerk auf einen flachen Amplitudengang und eine niedrige Variation der Gruppenlaufzeit gelegt. Im Folgenden werden nach einer kurzen Einführung zur verwendeten Technologie zur Herstellung der integrierten Schaltung zunächst wichtige Kleinsignaleigenschaften der später verwendeten Schaltungsblöcke analysiert, und insbesondere verschiedene Schaltungstopologien zur Einstellung des Gewinns verglichen. Basierend auf dieser Analyse wird anschließend die Entwicklung des realisierten Verstärkers beschrieben.

2.2 130 nm SiGe BiCMOS Technologien von IHP

In diesem Abschnitt soll ein Überblick zum Lageraufbau und den Bipolartransistoren der in dieser Arbeit verwendeten Technologien SG13S bzw. SG13G2 von IHP (Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik) gegeben werden. Beide Technologien sind SiGe BiCMOS Technologien, und ermöglichen dementsprechend die Herstellung sowohl von Feldeffekt- als auch von Bipolartransistoren. Dadurch lassen sich Hochfrequenz- und Digitalerschaltungen auf einem einzigen Chip realisieren.

Bei den Bipolartransistoren handelt es sich um *Heterojunction Bipolar Transistors*. Im Gegensatz zu konventionellen Bipolartransistoren wird dabei der Basis-Region Germanium hinzugefügt, was die Transitfrequenz des Transistors erhöht [Jae02, S. 257]. Die npn13p-Transistoren der SG13S Technologie sind mit einer Transitfrequenz von 240 GHz [fiM16b] spezifiziert, die npn13G2-Transistoren der SG13G2-Technologie mit 300 GHz [fiM16a].

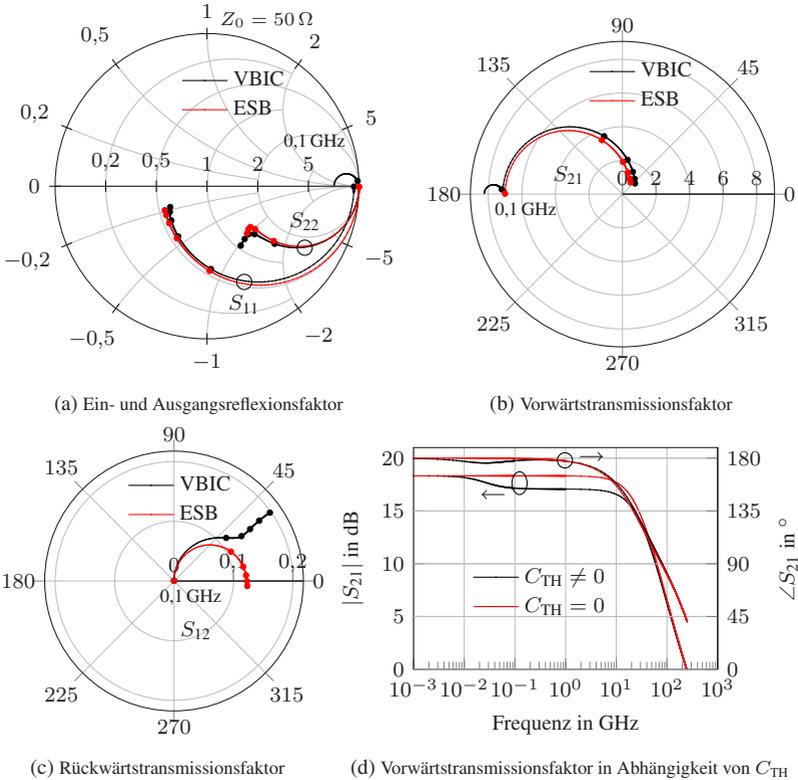


Abbildung 2.2: Simulierte Streuparameter eines npn13p-Transistors mit $U_{CE} = 1\text{ V}$, $U_{BE} = 0,943\text{ V}$, $A_E = 4 \times 0,12 \times 0,48\ \mu\text{m}^2$ im Frequenzbereich $0,001 - 250\text{ GHz}$ (markierte Frequenzpunkte bei 100 MHz sowie $50, 100, 150, 200, 250\text{ GHz}$)

Die Streuparameter eines npn13p-Transistors der SG13S-Technologie mit einer Emittierfläche von $A_E = 4 \times 0,12 \times 0,48\ \mu\text{m}^2$ sind in Abb. 2.2 gezeigt. Um das Kleinsignalverhalten vereinfacht zu modellieren, wird das in Abb. 2.3 gezeigte Kleinsignal-Ersatzschaltbild (ESB) verwendet. Das Ersatzschaltbild entspricht im Wesentlichen dem Modell des intrinsischen Transistors aus [OMB11]. Die im Modell von [OMB11] zusätzlich vorhandenen hochohmigen Widerstände parallel zur Basis-Emitter-Kapazität bzw. der Stromquelle werden vernachlässigt, da sie hauptsächlich Einfluss im nied-

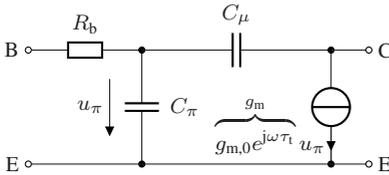


Abbildung 2.3: HBT-Ersatzschaltbild

Tabelle 2.1: ESB-Parameter

Bauteil	Wert
R_b	24 Ω
C_π	42 fF
C_μ	7 fF
$g_{m,0}$	70 mS
τ_τ	0,25 ps

rigen Frequenzbereich haben. Mit den in Tab. 2.1 aufgelisteten Parametern zeigen die simulierten Streuparameter des einfachen Modells eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen des komplexen VBIC-Modells (*Vertical Bipolar Inter-Company*) [MSB⁺96] des Transistors, das von IHP zur Verfügung gestellt wird. Zur Schaltungssimulation kommt in dieser Arbeit die Software *Keysight Advanced Design System (ADS)* zum Einsatz.

Auffällig ist die beim VBIC-Modell bei niedrigen Frequenzen auftretende Erhöhung des Betrages von S_{21} (s. Abb. 2.2b). Diese lässt sich durch die Selbstaufheizung des Transistors durch die aufgenommene Leistung erklären, die im VBIC-Modell durch eine lokale Temperaturerhöhung gegenüber der Umgebungstemperatur berücksichtigt wird. Die elektrothermische Verkopplung wird im VBIC-Modell mithilfe einer Parallelschaltung aus einem thermischen Widerstand R_{TH} und einer thermischen Kapazität C_{TH} beschrieben [MSB⁺96] [McA92]. Diese Parallelschaltung stellt einen Tiefpass dar, der das Transistorverhalten bei niedrigen Frequenzen beeinflusst. In Abb. 2.2d werden Betrag und Phase der Vorwärtstransmission durch das reguläre VBIC-Modell und einer Version mit $C_{TH} = 0$ verglichen. Es ist klar erkennbar, dass das dynamische Verhalten des RC -Tiefpasses das Kleinsignalverhalten im niedrigen Frequenzbereich beeinflusst.

Neben den vom Hersteller zur Verfügung gestellten Transistormodellen wird in dieser Arbeit intensiv auf die elektromagnetische Feldsimulation der passiven Strukturen auf dem Chip zurückgegriffen, um das Verhalten der Schaltungen möglichst genau vorherzusagen. Die Feldsimulationen werden mit der Software *CST Microwave Studio (CST)* durchgeführt. Der zur Feldsimulation verwendete Lagenaufbau ist in Abb. 2.4 gezeigt. Die Metalllagen bestehen

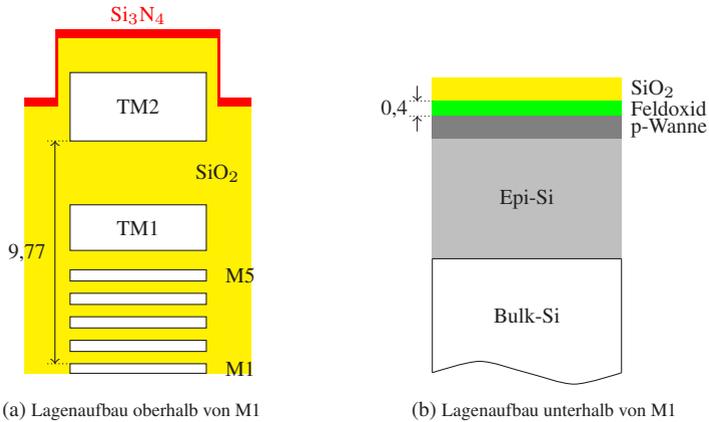


Abbildung 2.4: Für die elektromagnetische Feldsimulation verwendeter Lagenaufbau der IHP SG13-Technologien (Abmessungen in μm)

aus Aluminium und können durch Vias aus Wolfram miteinander verbunden werden. In dieser Arbeit werden für die unteren fünf Metallschichten die Bezeichnungen M1-5 verwendet, und für die beiden oberen Metalllagen die Bezeichnungen TM1/2. Zwischen den Metalllagen befindet sich als Dielektrikum Siliziumdioxid (SiO_2), das eine relative Permittivität von 4,1 aufweist. Die aktiven Bauteile, d.h. die CMOS- bzw. Bipolartransistoren befinden sich unterhalb von M1 etwa auf Höhe der Feldoxid-Schicht. In den Technologien stehen außerdem ein MIM-Kondensator (*Metal Insulator Metal*) sowie verschiedenen Widerstände zur Verfügung. Die MIM-Kapazität wird mit einer 40 nm dicken dielektrischen Schicht realisiert, die sich zwischen M5 und TM1 befindet. Die Widerstände werden als dotierte Schichten aus Polysilizium auf der Feldoxid-Schicht unterhalb von M1 abgeschlossen.

Die nichtplanare Passivierungsschicht oberhalb von TM2 wird in der Simulation mit dem in Abb. 2.4a gezeigten treppenförmigen Verlauf angenähert. Die in Abb. 2.4b gezeigte SiO_2 -Schicht unterhalb von M1 besteht laut Prozessspezifikation [fiM16b] [fiM16a] aus einer 590 nm dicken SiO_2 -Schicht und einer 50 nm dicken Schicht aus Siliziumnitrid (Si_3N_4). Um die Anzahl der Meshzellen des Simulationsmodells aufgrund der sehr dünnen Siliziumnitrid-Schicht nicht stark zu erhöhen, wird ein vereinfachter Lagenaufbau aus einer einzelnen Siliziumdioxid-Schicht verwendet. Die Dicke dieser Schicht ergibt

sich dabei aus dem äquivalenten Kapazitätsbelag der Einzelschicht bzw. der Schichtkombination.

2.3 Grundschaltungen

In diesem Abschnitt sollen wichtige Kleinsignaleigenschaften von häufig in Verstärkern zu findenden Grundschaltungen vorgestellt werden. Der Großteil der in diesem Kapitel betrachteten Schaltungen ist in differentieller Topologie ausgeführt, d.h. die Schaltungen weisen einen symmetrischen Aufbau mit zwei Eingangssignalen unterschiedlicher Polarität auf. Die differentielle Topologie wird häufig in Basisbandverstärkern genutzt, da sich auf diese Weise z.B. die Arbeitspunkteinstellung der Transistoren vereinfacht und die Einflüsse durch Nichtidealitäten der Chip-Anbindung (z.B. durch Bonddrähte) verringert werden [Raz12, S. 151ff.].

Bei der folgenden Analyse von Verstärkerschaltungen wird bei den betrachteten differentiellen Schaltungen immer von rein differentiellen Eingangssignalen ausgegangen. Die Bezeichnung von Spannungen und Strömen folgt dabei dem in [JB08, S. 510] vorgeschlagenen Konzept. Gleichsignal-Größen werden dabei mit einem Großbuchstaben bezeichnet und mit einem Index versehen, der ebenfalls mit einem Großbuchstaben beginnt, z.B. U_{CC} . Reine Kleinsignalgrößen werden durch einen Kleinbuchstaben und einen Index in Kleinbuchstaben beschrieben, z.B. u_{ein} . Für Größen, die sich aus einem Gleichsignal und einem überlagerten Kleinsignal zusammensetzen, wird ein Kleinbuchstabe mit einem Index gewählt, der mit einem Großbuchstaben beginnt, z.B. u_{Ein} .

2.3.1 Emitterschaltung

Die Verschaltung eines Transistors in differentieller Emitter-Konfiguration (*Common Emitter* (CE)) ist in Abb. 2.5a gezeigt, und die zugehörige Kleinsignalschaltung bei rein differentieller Anregung in Abb. 2.6. Der Transistor wird in der Kleinsignalschaltung durch das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.3 ersetzt. Bei der Kleinsignalschaltung wird außerdem das Konzept der virtuellen Masse am Emitter-Knoten genutzt, das sich durch die rein differentielle Anregung ergibt [JB08, S. 849].

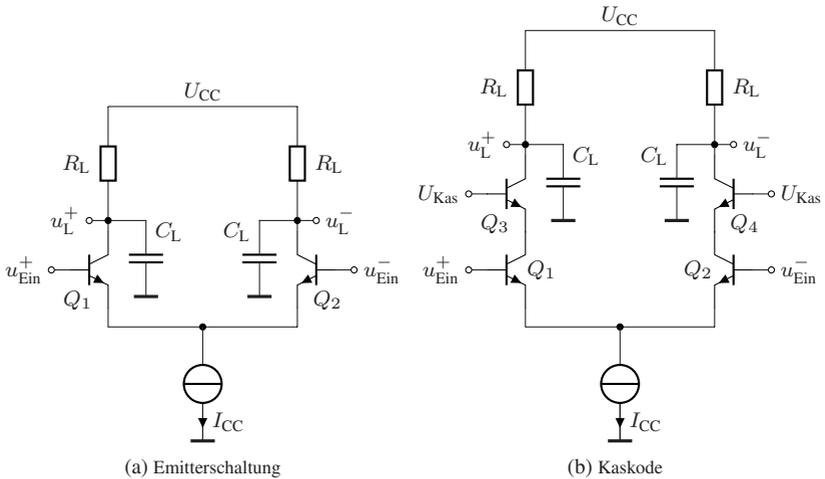


Abbildung 2.5: Schaltbilder grundlegender Verstärkertopologien

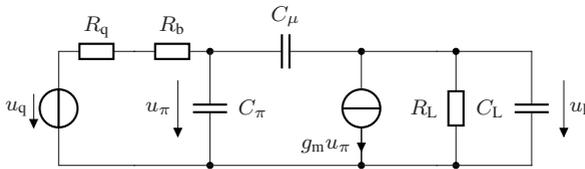


Abbildung 2.6: Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Emitterschaltung

Analysiert man das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.6, so ergibt sich der Gleichspannungsgewinn der Emitterschaltung zu

$$G'_{u,0} = -g_{m,0}R_L \tag{2.2}$$

Um den Einfluss der einzelnen Kapazitäten auf den Frequenzverlauf abzuschätzen, bietet sich die Methode der sog. *Zero-Value* Zeitkonstanten [Haj10] an. Dabei werden mit Ausnahme des betrachteten Kondensators alle anderen Kondensatoren durch einen Leerlauf ersetzt, und dann an den Klemmen des betrachteten Kondensators ein Ersatzwiderstand berechnet. Durch Multiplikation dieses Ersatzwiderstands mit der Kapazität des betrachteten Kondensators

ergibt sich eine Zeitkonstante τ_i . Näherungsweise lässt sich die Grenzfrequenz der Schaltung aus der Summe der Zeitkonstanten über

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi \sum_{i=1}^n \tau_i} \quad (2.3)$$

abschätzen [Haj10]. Der Einfluss der Zeitkonstanten τ_t des Transistors wird bei dieser Methode vernachlässigt. Für die Emitterschaltung aus Abb. 2.6 ergeben sich die einzelnen Zeitkonstanten zu:

$$\tau_\pi = C_\pi (R_q + R_b) \quad (2.4)$$

$$\tau_\mu = C_\mu (R_L + (R_q + R_b) (1 + g_{m,0} R_L)) \quad (2.5)$$

$$\tau_1 = C_L R_L \quad (2.6)$$

Auffällig bei τ_μ ist der Term $(R_q + R_b) (1 + g_{m,0} R_L)$, der dem häufig in der Literatur erwähnten Miller-Effekt (z.B. [Ell08, S. 245]) entspricht. Der Term entspricht einer Zeitkonstanten, die sich aus einem Kondensator parallel zu C_π mit dem Wert $C_m = C_\mu (1 - G_{u,0})$ ergibt, der sog. Miller-Kapazität. Insbesondere in Schaltungen mit hoher Verstärkung kann die durch C_μ verursachte Zeitkonstante deshalb wesentlich zur Grenzfrequenz der Schaltung beitragen. Die Eingangsimpedanz der Emitterschaltung aus Abb. 2.6 kann für eine reelle Lastimpedanz unter Vernachlässigung der Zeitkonstanten τ_t der Stromquelle zu

$$Z_{\text{ein}} \Big|_{C_L=0, \tau_i=0} = R_b + \frac{R_L + \frac{1}{j\omega C_\mu}}{1 + g_{m,0} R_L + \frac{C_\pi}{C_\mu} + j\omega R_L C_\pi} \quad (2.7)$$

berechnet werden. Mithilfe der Näherung $\omega R_L C_\pi \ll 1 + g_{m,0} R_L + \frac{C_\pi}{C_\mu}$ lässt sich der Ausdruck zu einer RC -Schaltung vereinfachen:

$$Z_{\text{ein}} \approx R_b + \frac{R_L}{1 + g_{m,0} R_L + \frac{C_\pi}{C_\mu}} + \frac{1}{j\omega (C_\pi + C_\mu (1 + g_{m,0} R_L))} \quad (2.8)$$

Die Eingangskapazität entspricht dabei einer Parallelschaltung der Basis-Emitter-Kapazität und der Miller-Kapazität.

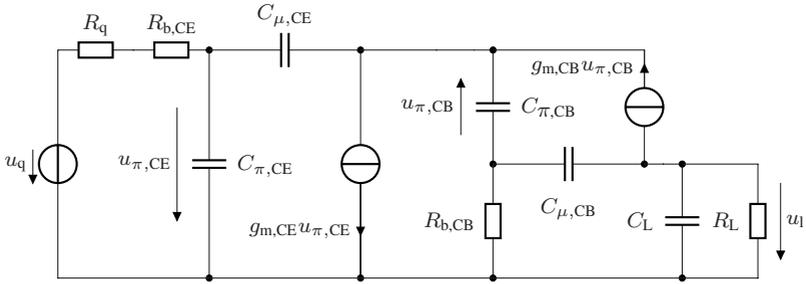


Abbildung 2.7: Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Kaskode

2.3.2 Kaskodeschaltung

Die in Abb. 2.5b gezeigte Kaskode besteht aus der Kombination einer Emitter- und einer Basisschaltung (*Common Base* (CB)), und das zugehörige Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist in Abb. 2.7 dargestellt. In der Regel werden in Emitter- und Basisschaltung die gleichen Transistoren bei praktisch identischen Arbeitspunkten verwendet, sodass die Kleinsignalgrößen der beiden Verstärkerstufen im Folgenden als identisch angenommen werden. Die Kaskodeschaltung hat denselben Gleichspannungsgewinn wie die Emitterschaltung:

$$G_{u,0} = -g_{m,0,CE} R_L \quad (2.9)$$

In Hochfrequenzschaltungen wird die Kaskode häufig aufgrund des hohen Bandbreitenpotentials eingesetzt. Die Zeitkonstanten ergeben sich zu

$$\tau_{\pi,CE} = C_{\pi,CE} (R_q + R_{b,CE}) = C_{\pi} (R_q + R_b) \quad (2.10)$$

$$\tau_{\mu,CE} = C_{\mu,CE} \left(\frac{1}{g_{m,0,CB}} + \frac{g_{m,0,CE} (R_q + R_{b,CE})}{g_{m,0,CB}} + R_q + R_{b,CE} \right) \quad (2.11)$$

$$= C_{\mu,CE} \left(\frac{1}{g_{m,0}} + 2(R_q + R_b) \right) \quad (2.12)$$

$$\tau_{\pi,CB} = \frac{C_{\pi,CB}}{g_{m,0,CB}} = \frac{C_{\pi}}{g_{m,0}} \quad (2.13)$$

$$\tau_{\mu,CB} = C_{\mu,CB} (R_{b,CB} + R_L) = C_{\mu} (R_b + R_L) \quad (2.14)$$

$$\tau_1 = C_L R_L \quad (2.15)$$

Die Zeitkonstante $\tau_{\mu,CE}$ lässt sich auch aus (2.5) ableiten, wenn für den Lastwiderstand der Emittierstufe der Gleichsignal-Eingangswiderstand der Basischaltung eingesetzt wird, der $Z_{\text{ein},0} = 1/g_{m,0}$ beträgt. In der Kaskode beträgt die Spannungsverstärkung der Emittierstufe dementsprechend -1, sodass der Miller-Effekt gegenüber der reinen Emittierschaltung deutlich abgeschwächt wird. In praktischen Schaltungen überwiegt diese Reduzierung von $\tau_{\mu,CE}$ in der Regel den Effekt der zusätzlichen Zeitkonstanten $\tau_{\pi,CB}$ und $\tau_{\mu,CB}$, sodass die Kaskode eine höhere Bandbreite aufweist als die Emittierschaltung [JB08, S. 1041] [EII08, S. 262].

Unter der vereinfachenden Annahme einer Eingangsimpedanz von $1/g_{m,0}$ der Basisschaltung lässt sich die Eingangsimpedanz der Kaskode zu

$$Z_{\text{ein}} \Big|_{Z_{\text{ein},CB}=1/g_{m,0}, \tau_t=0} = R_b + \frac{\frac{1}{g_{m,0}} + \frac{1}{j\omega C_\mu}}{2 + \frac{C_\pi}{C_\mu} + j\omega \frac{C_\pi}{g_{m,0}}} \quad (2.16)$$

bestimmen. Mithilfe der Näherung $\omega C_\pi/g_{m,0} \ll 2 + \frac{C_\pi}{C_\mu}$ lässt sich der Ausdruck wieder zu einer RC -Schaltung vereinfachen:

$$Z_{\text{ein}} \approx R_b + \frac{\frac{1}{g_{m,0}}}{2 + \frac{C_\pi}{C_\mu}} + \frac{1}{j\omega (C_\pi + 2C_\mu)} \quad (2.17)$$

Vergleicht man diesen Ausdruck mit der Eingangsimpedanz der Emittierschaltung aus (2.8), so lässt sich schließen, dass die Eingangskapazität der Kaskode niedriger ist als die der Emittierschaltung, da typischerweise $1 + g_{m,0}R_L \gg 2$ gilt. Diese Eigenschaft der Kaskode lässt sich vorteilhaft in kaskadierten Schaltungen einsetzen, da auf diese Weise die kapazitive Belastung der vorangehenden Stufe verringert werden kann.

2.3.3 Emittierfolger

Eine ebenfalls häufig eingesetzte Grundsaltung ist die in Abb. 2.8a gezeigte Kollektorschaltung, die auch als Emittierfolger (EF) bezeichnet wird. Der Gleichspannungsgewinn dieser Schaltung beträgt etwa 1:

$$G_{u,0} = \frac{g_{m,0}R_L}{1 + g_{m,0}R_L} \stackrel{g_{m,0}R_L \gg 1}{\approx} 1 \quad (2.18)$$

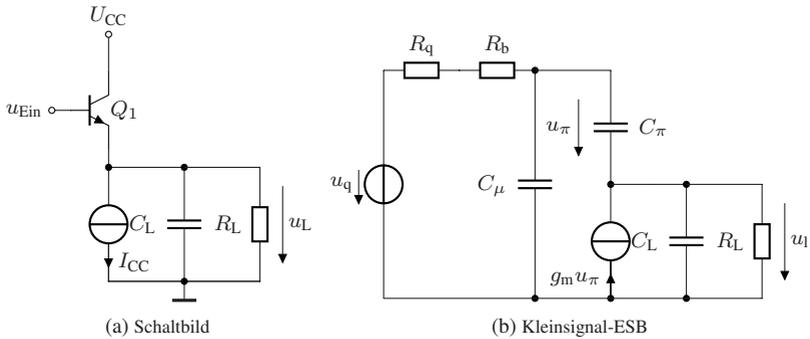


Abbildung 2.8: Emitterfolger-Schaltung

Die Zeitkonstanten können wie folgt aus dem in Abb. 2.8b gezeigten Ersatzschaltbild berechnet werden:

$$\tau_{\pi} = C_{\pi} \frac{R_q + R_b + R_L}{1 + g_{m,0} R_L} \quad (2.19)$$

$$\tau_{\mu} = C_{\mu} (R_q + R_b) \quad (2.20)$$

$$\tau_1 = C_L \frac{R_L}{1 + g_{m,0} R_L} \quad (2.21)$$

Da für typische Lastwiderstände $g_{m,0} R_L \gg 1$ bzw. $R_L \gg R_q + R_b$ gilt, lassen sich die Zeitkonstanten zu $\tau_{\pi} \approx C_{\pi}/g_{m,0}$ und $\tau_1 \approx C_L/g_{m,0}$ vereinfachen. Da im Normalfall $1/g_{m,0} \ll R_q + R_b$ bzw. $1/g_{m,0} \ll R_L$ gilt, sind diese Zeitkonstanten kleiner als im Fall der Emitter- und Kaskodeschaltung. Der Emitterfolger hat deshalb eine deutlich höhere Bandbreite als die genannten Schaltungen.

Der wesentliche Nutzen dieses Schaltungsblocks liegt in der niedrigen Ausgangsimpedanz der Stufe, für den Gleichsignal-Fall ergibt sich ein Ausgangswiderstand von $Z_{\text{aus},0} = 1/g_{m,0}$. Sowohl bei der Emitter- als auch bei der Kaskodeschaltung ist aus den Zeitkonstanten erkennbar, dass ein hochohmiger Quellwiderstand R_q die Bandbreite begrenzt. Der Emitterfolger kann deshalb

als Treiberschaltung mit niedriger Ausgangsimpedanz verwendet werden. Die Eingangsimpedanz der Schaltung ergibt sich zu:

$$Z_{\text{ein}} \Big|_{C_L=0, \tau_t=0} = R_b + \frac{R_L + (1 + g_{m,0}R_L) \frac{1}{j\omega C_\pi}}{1 + \frac{C_\mu}{C_\pi} (1 + g_{m,0}R_L) + j\omega R_L C_\mu} \quad (2.22)$$

Die Eingangsimpedanz des Emitterfolgers lässt sich mit den Annahmen $\omega R_L C_\mu \ll \frac{C_\mu}{C_\pi} (1 + g_{m,0}R_L)$ und $1 \ll \frac{C_\mu}{C_\pi} (1 + g_{m,0}R_L)$ zu

$$Z_{\text{ein}} \approx R_b + \frac{R_L}{\frac{C_\mu}{C_\pi} (1 + g_{m,0}R_L)} + \frac{1}{j\omega C_\mu} \quad (2.23)$$

vereinfachen. Die Eingangskapazität ist also deutlich geringer als die der Emitter- bzw. Kaskodeschaltung.

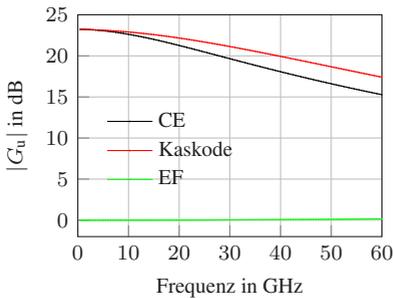
Aufgrund der hohen Eingangs- und niedrigen Ausgangsimpedanz wird der Emitterfolger häufig dazu eingesetzt, um als Impedanzwandler zwischen verschiedenen Verstärkerstufen zu fungieren. Die hohe Eingangsimpedanz sorgt dabei für eine geringe Belastung der vorangehenden Verstärkerstufe, und die niedrige Ausgangsimpedanz für eine geringe Zeitkonstante in Verbindung mit der Eingangskapazität der nachfolgenden Verstärkerstufe.

2.3.4 Kleinsignalvergleich der Grundschaltungen

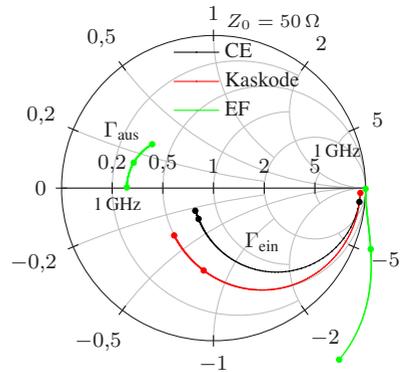
Die bisher diskutierten Kleinsignaleigenschaften sollen nun durch Beispielschaltungen veranschaulicht werden. Dazu werden Emitter- und Kaskodeschaltungen mit einem Lastwiderstand von 200Ω und einer Lastkapazität von 10 fF betrachtet. Beim Emitterfolger wird ein Lastwiderstand von $50 \text{ k}\Omega$ verwendet, der in etwa dem Gleichsignal-Eingangswiderstand einer Emitterstufe entspricht. Eine Übersicht der verwendeten Bauteile und der Versorgungsspannungen ist in Tab. 2.2 aufgelistet. Die Basisspannung U_B wird über eine ideale Induktivität zugeführt, und die Quellspannung u_q wird über einen idealen Kondensator in die Schaltung eingespeist. In Abb. 2.9a sind die simulierten Spannungsverstärkungen gezeigt. Bei Emitter- und Kaskodeschaltung werden dabei die differentiellen Spannungsverstärkungen $G_{u,dd}$ ausgewertet, d.h. $G_{u,dd} = (u_1^+ - u_1^-) / (u_q^+ - u_q^-)$. Die mithilfe der Kleinsignalparameter aus Tab. 2.1 berechneten Zeitkonstanten sind in Tab. 2.3 aufgelistet. Wie erwartet zeigt sich bei der Emitterschaltung ein wesentlicher Einfluss der Basis-

Tabelle 2.2: Parameter der untersuchten Grundschaltungen

Parameter	CE	Kaskode	EF
Q_i	npn13p $4 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$	npn13p $4 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$	npn13p $4 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$
R_L in Ω	200	200	50000
C_L in fF	10	10	10
U_{CC} in V	3	4	2
U_B in V	1,55	1,55	1,94
U_{Kas} in V	-	2,55	-
I_{CC} in mA	14	14	7



(a) Spannungsverstärkung



(b) Reflexionsfaktoren im Frequenzbereich 0,5 – 150 GHz (markierte Frequenzpunkte bei 1, 75, 150 GHz)

Abbildung 2.9: Vergleich der Verstärker-Grundschaltungen

Tabelle 2.3: Berechnete Zeitkonstanten der Verstärker-Grundsaltungen

Größe	CE	Kaskode	EF
$\tau_{\pi,CE}$ in ps	1,0	1,0	0,6
$\tau_{\mu,CE}$ in ps	3,9	0,4	0,2
$\tau_{\mu,CB}$ in ps	-	0,6	-
$\tau_{\mu,CB}$ in ps	-	1,6	-
τ_1 in ps	2,0	2,0	0,1
$\sum \tau_i$ in ps	6,9	5,6	0,9
f_g in GHz	23	28	175

Kollektor-Kapazität, der bei der Kaskode deutlich reduziert wird. Auch die in Abb. 2.9a gezeigten simulierten Verläufe bestätigen die höhere Bandbreite der Kaskode. Die deutlich höhere Bandbreite des Emitterfolgers entspricht dabei ebenfalls der Analyse mithilfe der Zeitkonstanten.

Die in Abb. 2.9b gezeigten Reflexionsfaktoren demonstrieren, dass sich die Eingangsimpedanzen der Emitter- und Kaskodeschaltung gut durch eine RC -Schaltung beschreiben lassen. Wie erwartet zeigt die Kaskode dabei eine niedrigere Eingangskapazität. Die Emitterfolger-Schaltung zeigt eine niederohmige Ausgangsimpedanz mit einem induktiven Anteil und eine kapazitive Eingangsimpedanz, wodurch sich wie in Abschnitt 2.1 beschrieben durch Kaskadierung von Emitterfolgern ein Schwingkreis zur Gewinnüberhöhung realisieren lässt. Da die Eingangsimpedanz des Emitterfolgers praktisch über den gesamten Frequenzbereich einen negativen Realteil aufweist, muss bei der Kaskadierung allerdings erhöhtes Augenmerk auf die Stabilität der Schaltung gelegt werden.

2.4 Verstärkerschaltungen mit einstellbarem Gewinn

Im folgenden Abschnitt werden die im Stand der Technik häufig verwendeten Verstärkerblöcke mit variablem Gewinn untersucht, und anhand einer Testschaltung ein Vergleich durchgeführt. Die Testschaltung besteht aus einer differentiellen Kaskode mit einem Lastwiderstand von $75\ \Omega$, der auch in der später realisierten Schaltung verwendet wird. Die Beispielschaltung nutzt Transistoren der SG13S Technologie vom Typ npn13p mit einer Emittterfläche von $4 \times 0,12 \times 0,48\ \mu\text{m}^2$. Die Schaltung wird von einer Stromquelle mit $I_{CC} = 14\ \text{mA}$ gespeist, und die Versorgungsspannung beträgt $3,5\ \text{V}$. Die Basisspannungen der Emitter- bzw. Basisschaltungen betragen 2 bzw. $3\ \text{V}$. Es werden die bereits in Abb. 2.1 gezeigten Varianten des AGC-Verstärkers und die Multiplizierschaltung verglichen, sowie außerdem eine Kaskode mit variabler Stromquelle und die in 2.14a gezeigte Schaltungsvariante mit einstellbarem Emitter-Widerstand.

2.4.1 AGC-Verstärker und Multiplizierer

Die Basiszelle eines AGC-Verstärkers ist in Abb. 2.1a gezeigt. Anhand des Ersatzschaltbilds für den Gleichsignal-Fall lässt sich der Gewinn zu

$$G_{u,0} = - \frac{g_{m,0,CE} g_{m,0,CB}}{g_{m,0,CB} + g_{m,0,par}} R_L \quad (2.24)$$

berechnen. Für den Fall $U_{\text{Steuer}} \ll U_{\text{Kas}}$ fließt der gesamte Strom durch Q_3/Q_4 und es gilt $g_{m,0,par} = 0$, wobei $g_{m,0,par}$ die Transkonduktanz des Paralleltransistors (Q_5/Q_6) beschreibt. In diesem Fall hat die Schaltung denselben Spannungsgewinn wie die Kaskodeschaltung. Während der Strom durch die Emitterschaltung unabhängig von U_{Steuer} ist, teilt sich der Strom in Abhängigkeit des Verhältnisses von U_{Kas} und U_{Steuer} zwischen den Transistoren Q_3/Q_4 und Q_5/Q_6 auf. Je mehr Strom durch den Paralleltransistor fließt, umso niedriger ist die Transkonduktanz der Basisschaltung und entsprechend sinkt der Gewinn.

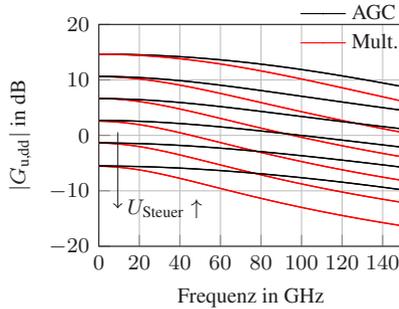


Abbildung 2.10: Vergleich der Spannungsverstärkungen des AGC-Verstärkers ($U_{Steuer} = 2,75 - 3,135$ V) und des Multiplizierers ($U_{Steuer} = 2,75 - 2,978$ V)

Aus dem Schaltbild der Multiplizierer-Schaltung (Abb. 2.1b) lässt sich für den Gleichsignal-Fall der Gewinn zu

$$G_{u,0} = - \frac{g_{m,0,CE} (g_{m,0,CB} - g_{m,0,par})}{g_{m,0,CB} + g_{m,0,par}} R_L \quad (2.25)$$

herleiten. Im Gegensatz zum AGC-Verstärker sind Schaltungszweige mit positiver und negativer Eingangsspannung am Lastknoten miteinander verbunden, sodass sich die resultierende Verstärkung aus der Differenz des Gewinns der Schaltungsteile mit positiver und negativer Eingangsspannung ergibt. Während sich beim AGC-Verstärker ein niedriger Gewinn bei niedrigen Strömen durch Q_3/Q_4 ergibt, so wird die Verstärkung des Multiplizierers gerade dann Null, wenn alle Transistoren in Basisschaltung den gleichen Kollektorstrom führen, und dann entsprechend $g_{m,0,CB} = g_{m,0,par}$ gilt.

In Abb. 2.10 wird der simulierte differentielle Spannungsgewinn der Beispielschaltungen verglichen. Insbesondere bei niedrigem Gewinn ist die Bandbreite der Multiplizierer-Schaltung deutlich geringer als beim AGC-Verstärker. Vergleicht man die Spannungsgewinne der Emitter- bzw. Basisstufe bei maximalem bzw. minimalem Gewinn (s. Abb. 2.11), so ist zu erkennen, dass die Frequenzverläufe der Emitterschaltung ähnlich sind, während die Gewinnverläufe der Basisstufe bei niedrigem Gewinn deutlich voneinander abweichen. Während bei den beiden Schaltungsvarianten die Arbeitspunkte der Emitterschaltungen annähernd identisch sind, weichen die Kollektorströme von Q_3/Q_4 bei niedrigem Gewinn deutlich voneinander ab (0,23 mA beim AGC-Verstärker

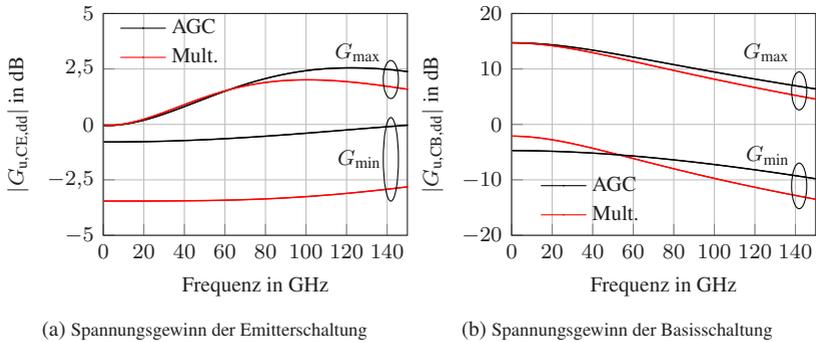


Abbildung 2.11: Vergleich der Verstärkungen der Einzelstufen des AGC-Verstärkers und des Multiplizierers

ggü. 4,18 mA beim Multiplizierer). Des Weiteren ist die Lastimpedanz der Basisstufe bei der AGC-Variante konstant, während sich die Lastimpedanz beim Multiplizierer aufgrund der unterschiedlichen Arbeitspunkte von Q_{3-6} ändert. Grundsätzlich lässt sich der Frequenzverlauf des Gewinns der beiden Topologien nicht pauschal vorhersagen, da sich sowohl die Lastimpedanzen der Emitter- und der Basisschaltung als auch die Arbeitspunkte der Transistoren nicht in gleichem Maße ändern, und die Schaltungseigenschaften damit wesentlich von den Transistoreigenschaften in den unterschiedlichen Arbeitspunkten abhängen. Eine Auswahl der Schaltungsvariante muss deshalb unter Berücksichtigung der konkreten Lastimpedanzen und der verwendeten Transistoren getroffen werden. Ein weiterer Unterschied der beiden Schaltungsvarianten ergibt sich beim Gleichanteil der Ausgangsspannung. Während beim AGC-Verstärker der Gleichanteil aufgrund des sich ändernden Stroms durch den Lastwiderstand variiert, bleibt dieser beim Multiplizierer konstant, da immer der gleiche Summenstrom durch die Lastimpedanz fließt. Insbesondere bei der Kaskadierung mehrerer Verstärkerstufen kann dies ein Auswahlkriterium sein, da eine Folgestufe die variable Ausgangsspannung der AGC-Variante ausgleichen muss.

2.4.2 Speisung mit einstellbarer Stromquelle

Bei der Schaltungsvariante mit variabler Stromquelle wird kein Paralleltransistor verwendet, sondern es wird in beiden Transistoren der Kaskode der Ar-

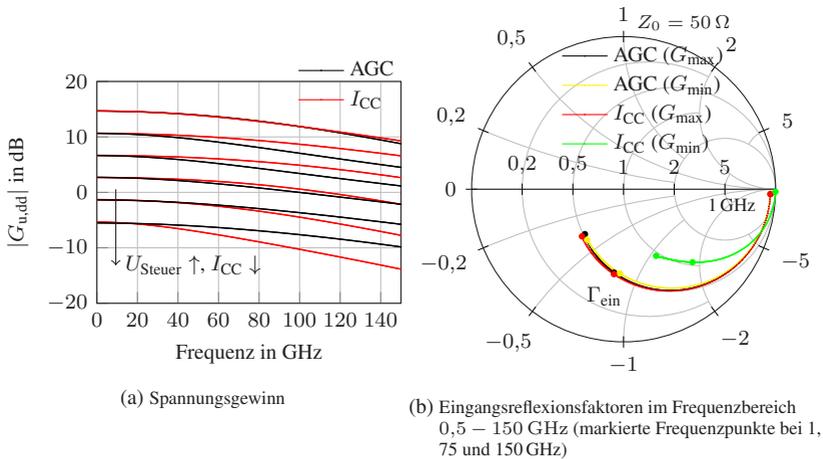


Abbildung 2.12: Vergleich des AGC-Verstärkers ($U_{\text{Steuer}} = 2,75 - 3,135 \text{ V}$) und des Verstärkers mit einstellbarer Stromquelle ($I_{\text{CC}} = 0,42 - 14 \text{ mA}$)

beitspunkt verändert, indem der Quellstrom I_{CC} variiert wird. In Abb. 2.12a wird diese Variante mit der bereits gezeigten Variante mit Paralleltransistor verglichen. Während die Variante mit Stromquelle in den Zuständen mit höherem Gewinn größere Bandbreiten aufweist, ist die Bandbreite bei niedrigem Gewinn deutlich geringer. Die Untersuchung der Übertragungsfunktionen (s. Abb. 2.13a bzw. Abb. 2.13b) der Emitter- bzw. Basisschaltung bei maximalem und minimalem Gewinn zeigt, dass die Übertragungsfunktion der Basisschaltung in beiden Schaltungsvarianten einen praktisch identischen Verlauf hat, da in beiden Fällen ähnliche Kollektorströme fließen und die Lastimpedanzen gleich sind. Bei niedrigem Gewinn weichen die Verläufe des Gewinns der Emitterschaltung dagegen deutlich voneinander ab. Dies kann sowohl auf die unterschiedlichen Lastimpedanzen in den jeweiligen Fällen als auch auf die unterschiedlichen Arbeitspunkte der Emitterschaltung zurückgeführt werden. Da bei dieser Schaltungsvariante der Arbeitspunkt der Emitterschaltung stark verändert wird, ändert sich auch die Eingangsimpedanz der Schaltung deutlich, was in Abb. 2.12b veranschaulicht wird. Insbesondere bei der Kaskadierung von Verstärkerstufen ist eine möglichst konstante Eingangsimpedanz unabhängig vom eingestellten Gewinn von Vorteil, da dann die Rückwirkung auf vorangehende Stufen minimiert werden kann.

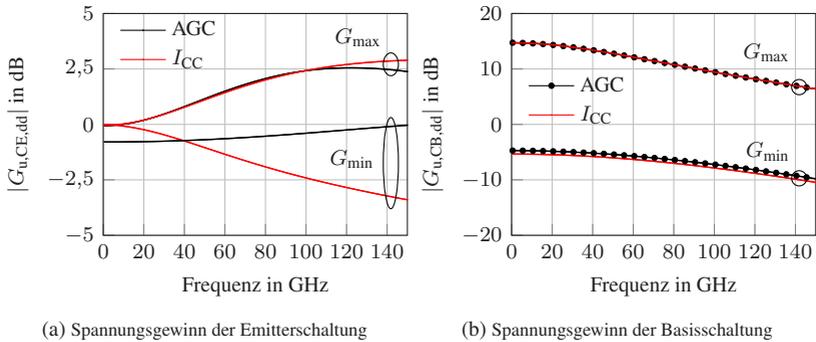


Abbildung 2.13: Vergleich der Verstärkungen der Einzelstufen des AGC-Verstärkers und des Verstärkers mit einstellbarer Stromquelle

2.4.3 Variable Gegenkopplung

In Abb. 2.14a ist als weitere Möglichkeit zur Gewinneinstellung eine variable Impedanz zur Stromgegenkopplung der Emitterschaltung gezeigt, die in diesem Beispiel durch einen NMOS-Transistor realisiert wird. Anhand des vereinfachten Ersatzschaltbilds in Abb. 2.14b lässt sich der Gleichspannungsgewinn der Schaltung in Abhängigkeit vom Emittterwiderstand zu

$$G_{u,0} = - \frac{g_{m,0} R_L}{1 + g_{m,0} R_{deg}} \quad (2.26)$$

berechnen. Für einen NMOS-Transistor kann der Widerstand im ohmschen Bereich näherungsweise als

$$R_{NMOS} = \frac{1}{\mu_N C''_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)} \quad (2.27)$$

ausgedrückt werden [JB08, S. 152]. Dabei bezeichnet μ_N die Elektronenmobilität, C''_{ox} die flächenbezogene Kapazität des Gate-Oxids, U_{GS} die Gate-Source-Spannung, U_T die Schwellspannung und W/L das Verhältnis der Kanalweite zur Kanallänge des NMOS-Transistors. Um einen niedrigen minimalen Widerstand des Transistors zu erreichen, muss deshalb ein hohes W/L -Verhältnis gewählt werden. In der Beispielschaltung werden drei parallele NMOS-Transistoren mit einem Verhältnis $W/L = 10 \mu\text{m}/0,13 \mu\text{m}$ genutzt.

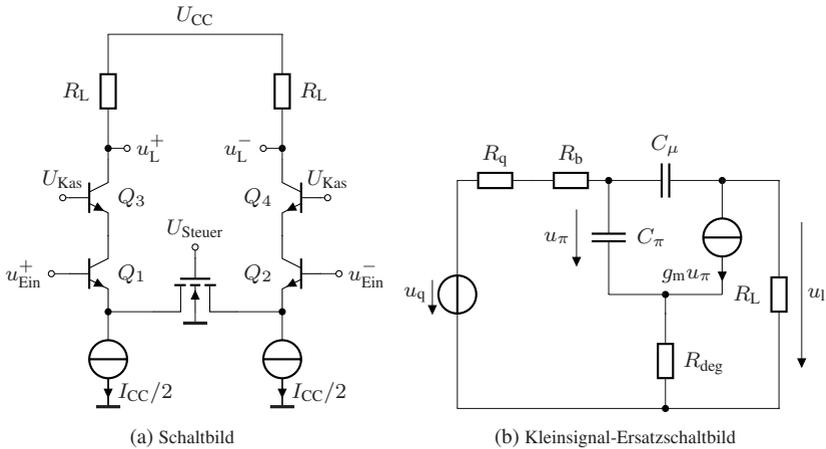


Abbildung 2.14: Kaskode-Verstärker mit Stromgegenkopplung

Der Gewinn in Abhängigkeit der Gate-Spannung ist in Abb. 2.15a gezeigt. Zum einen erkennt man, dass der maximale Gewinn durch den niedrigsten Widerstand des NMOS-Transistors begrenzt ist, und zum anderen bei Zuständen mit niedrigem Gewinn die parasitären Effekte des NMOS-Transistors deutlichen Einfluss auf den Frequenzverlauf haben. In Abb. 2.15b sind die NMOS-Impedanzen bei minimalem und maximalem Gewinn gezeigt. Wie erwartet zeigt sich in Abhängigkeit der Gate-Spannung ein deutlich unterschiedlicher Widerstand. Es ist auch erkennbar, dass sich die parasitären Transistorelemente insbesondere auf die Impedanz bei niedriger Gate-Spannung auswirken. Zum Vergleich mit einer idealen Realisierung der Gegenkopplung ist in Abb. 2.15a der Gewinn der Schaltung mit einem Widerstand von 410Ω anstelle des NMOS-Transistors gezeigt. Auch hier zeigt sich für hohe Frequenzen ein Anstieg des Gewinns, der auf die zunehmende Kopplung zwischen Basis und Kollektor des Transistors zurückzuführen ist, der im einfachen Transistormodell aus Abb. 2.3 durch die Kapazität C_μ modelliert wird.

Auch wenn alle betrachteten Schaltungen grundsätzlich eine Einstellung der Verstärkung ermöglichen, zeigen die Schaltungen deutlich unterschiedliche Breitbandeigenschaften. Der AGC-Verstärker ermöglicht hohe Bandbreiten in allen betrachteten Arbeitspunkten, und zeichnet sich durch eine geringe Än-

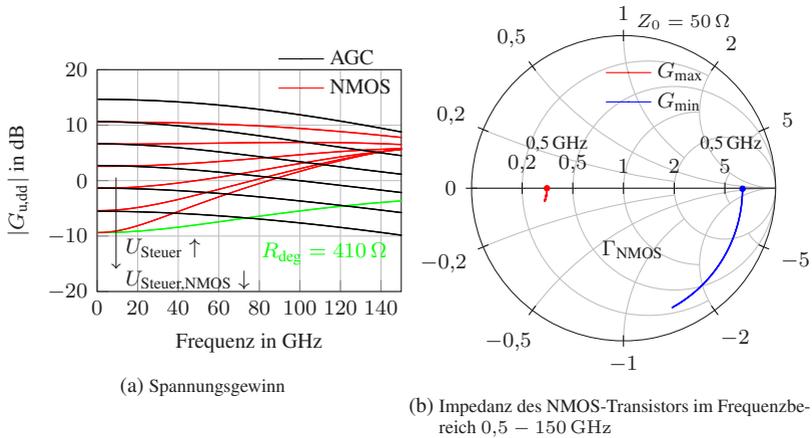


Abbildung 2.15: Vergleich des AGC-Verstärkers ($U_{\text{Steuer}} = 2,75 - 3,135 \text{ V}$) und des Verstärkers mit Stromgegenkopplung ($U_{\text{Steuer,NMOS}} = 1,635 - 2,5 \text{ V}$)

derung der Eingangsimpedanz aus. Im Vergleich zum AGC-Verstärker zeigen der Multiplizierer und die Variante mit einstellbarer Stromquelle ähnliche Gewinn-Verläufe bei maximalem Gewinn, aber eine geringere Bandbreite in Arbeitspunkten mit niedriger Verstärkung. Die Schaltung mit NMOS-Transistor zur Stromgegenkopplung zeigt aufgrund der parasitären Effekte des Transistors stark ansteigende Gewinnverläufe bei niedrigem Gewinn und eignet sich deshalb nur bedingt zur variablen Verstärkung von Breitbandsignalen.

2.5 Entwicklung eines VGAs mit 42 GHz Bandbreite

In diesem Abschnitt wird ein Überblick zu den Entwicklungsschritten gegeben, die zur Realisierung eines VGAs mit hoher Bandbreite und geringer Variation der Gruppenlaufzeit führen. Neben der Entwicklung der eigentlichen Schaltung ist ein weiterer Bestandteil dieses Abschnitts die Realisierung einer breitbandigen Kontaktstruktur, mit der die differentiell aufgebaute Schaltung kontaktiert werden kann. Die in dieser Arbeit entwickelte Kontaktstruktur wurde in [1] publiziert, und der entwickelte Verstärker in [2] vorgestellt.

2.5.1 Breitbandige Struktur zur Chip-Kontaktierung

Um integrierte Schaltungen nutzen zu können, muss eine Schnittstelle zwischen den Leitungsstrukturen auf dem Chip und den zum Messen bzw. Aufbau des Chips benötigten Komponenten bereitgestellt werden. In der Regel weisen die Strukturen auf dem Chip deutlich kleinere Abmessungen auf als die zur Anbindung des Chips verwendeten Komponenten. So haben die in dieser Arbeit verwendeten Messspitzen beispielsweise einen Signal-zu-Masse-Abstand von $100\ \mu\text{m}$, und für Drahtbonds muss eine Fläche mit einem Durchmesser von mindestens etwa $30\ \mu\text{m}$ bereitgestellt werden [MSM⁺18]. Demgegenüber stehen geringere Leitungsbreiten auf dem Chip, z.B. wird in dieser Arbeit zur Realisierung von Leitungsimpedanzen nahe $50\ \Omega$ eine Signal-Leiterbreite von $14,5\ \mu\text{m}$ verwendet. Für Signale im Millimeterwellenbereich ist die Schnittstelle zumeist als koplanare Struktur ausgeführt [KHMR96] [For18], bei der das Signal lateral zwischen zwei Masseflächen geführt wird (sog. *Ground-Signal-Ground* (GSG) Struktur). Diese GSG-Struktur kann sowohl für Messungen mithilfe von Messspitzen mit der identischen Signalstruktur als auch für Aufbautechniken wie Drahtbonden oder Flip-Chip genutzt werden. Da in Silizium-basierten Technologien häufig Mikrostreifenleitungen verwendet werden, muss ebenfalls ein Übergang zwischen der koplanaren GSG-Struktur und der Mikrostreifenleitung realisiert werden.

Für Hochfrequenzschaltungen müssen die elektrischen Eigenschaften der Kontaktstruktur auf dem Chip berücksichtigt werden, wobei insbesondere in Silizium-basierten Technologien Schwierigkeiten auftreten. Da in typischen Silizium-Technologien die Metalllagen nur durch eine wenige Mikrometer dicke dielektrische Schicht vom verlustbehafteten Silizium-Substrat getrennt sind (vgl. Abb. 2.4), kann bei großen Kontaktstrukturen ohne Schirmung eine erhebliche Einkopplung des Signals in das Substrat auftreten, die dann zu unerwünschten Verkopplungen innerhalb der Schaltung und erheblichen Veränderungen der Schaltungseigenschaften führen kann [CBO99]. In der Literatur wird zum einen eine Vielzahl von Maßnahmen zur Verringerung dieser Substrateinkopplung vorgeschlagen, die bestimmte technologische Schritte erfordern und nicht in jedem Prozess verfügbar sind. Dazu zählen z.B. die Verwendung von *Silicon-On-Insulator* (SOI) Technologien [RVFC97], das Einfügen von tiefen vertikalen Gräben (*Deep Trench*) [Jen04] oder das Einfügen von porösem, hochohmigem Silizium unter der Kontaktstruktur [CX05]. Demgegenüber stehen Maßnahmen, die keine zusätzlichen Schritte bei der Chip-Herstellung erfordern. Eine flächige und mit dem Masseanschluss ver-

bundene Metallschicht unterhalb der Kontaktstruktur sorgt für eine effektive Abschirmung des Substrats, erzeugt allerdings aufgrund der geringen Abstände der Metallschichten für eine hohe parasitäre Kapazität zwischen dem Signalleiter und der Massefläche [WBT⁺00]. Um diese parasitäre Kapazität zu verringern, wird in [CBO99] statt der metallischen Massefläche eine hochdotierte Schicht an der Oberfläche des Silizium-Substrats eingefügt, die ebenfalls als abschirmende Massefläche fungiert und durch den größeren Abstand zum Signalleiter die parasitäre Kapazität verringert. In [LMKC03] werden zusätzlich unterschiedlich dotierte Schichten an der Oberfläche des Substrats eingefügt, um durch die entstehenden Sperrschicht-Kapazitäten in Serie zur parasitären Kapazität der Kontaktstruktur die kapazitive Kopplung zum Substrat weiter zu verringern. Weitere Ansätze bestehen darin, die parasitäre Kapazität der Kontaktstruktur durch induktive Kompensationsstrukturen auszugleichen, z.B. durch Spulen unterhalb der Kontaktstruktur [HK07] oder durch zusätzlich an den Signalleiter angeschlossene Stichleitungen [Pfe05]. Da die genannten Maßnahmen zur Verringerung der parasitären Kapazität der Kontaktstruktur durch die minimal benötigten geometrischen Abmessungen limitiert sind und induktive Kompensationsmaßnahmen in ihrer Bandbreite begrenzt sind, ist es schwierig, mit den genannten Prinzipien eine Kontaktstruktur zu realisieren, die ein breitbandiges Verhalten bis zu mehreren Hundert GHz zeigt. In [Gö16] wird als Alternative eine sehr breitbandige GSG-Kontaktstruktur gezeigt, die darauf basiert, dass die Kontaktstruktur selbst als Koplanarleitung mit geringer Schlitzbreite ausgeführt ist. Durch die geringe Schlitzbreite wird das elektrische Feld hauptsächlich im Schlitz selbst geführt, und auch ohne zusätzliche Abschirmmaßnahmen tritt nur eine geringe Kopplung zum Substrat auf. In [AKB⁺09], [AKPB10] und [VMS⁺18] werden optimierte Kontaktstrukturen ebenfalls ohne Massefläche vorgeschlagen, deren Transmissionseigenschaften allerdings nicht untersucht werden. Da der in [Gö16] gezeigte Ansatz vielversprechende Ergebnisse zur Realisierung von Kontaktstrukturen mit hoher Bandbreite liefert, baut die in dieser Arbeit verwendete Kontaktstruktur auf der dort gezeigten GSG-Kontaktstruktur auf.

Die in dieser Arbeit entwickelte GSGSG-Kontaktstruktur zur Verwendung in differentiell aufgebauten Schaltungen ist in Abb. 2.16a gezeigt. Die koplanare Kontaktstruktur ist in TM2 mit einer Schlitzbreite von 14 μm ausgeführt, und geht mit einem kompakten Übergang in eine Mikrostreifenleitung über. Die Massefläche der Mikrostreifenleitung ist in M1 ausgeführt und ermöglicht einen großen Bereich an Leitungsimpedanzen. In der gezeigten Teststruktur mit

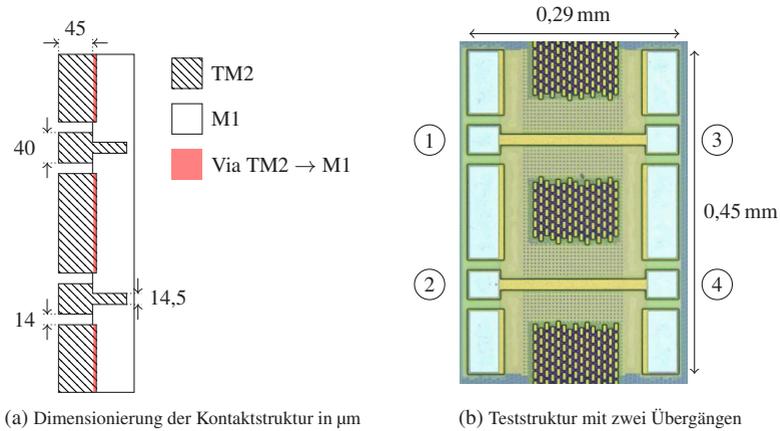


Abbildung 2.16: Chip-Kontaktstruktur in GSGSG-Konfiguration

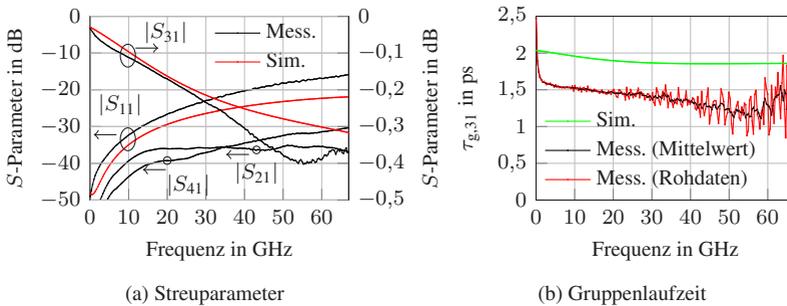


Abbildung 2.17: Messergebnisse der GSGSG-Teststruktur mit zwei Übergängen

zwei Übergängen zwischen Kontaktstruktur und Mikrostreifenleitung sind sowohl die koplanare Kontaktstruktur als auch die Mikrostreifenleitung auf Leitungsimpedanzen im Bereich von 50Ω ausgelegt.

Die hergestellte Teststruktur wird im Frequenzbereich von 0,01 bis 67 GHz mit einem Netzwerkanalysator vermessen. Zur Kalibration des Messaufbaus mit vier Messtoren wird eine hybride *Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) Short-Open-Load-Reciprocal thru (SOLR)* Kalibration [Hay06b] verwendet. In Abb. 2.17a sind beispielhaft für Tor 1 die gemessenen Werte für Transmissi-

on, Reflexion und Isolation gezeigt. Die Streuparameter an den anderen Toren weisen sehr ähnliche Verläufe auf. Für die vermessene Teststruktur beträgt der minimale Transmissionsfaktor $|S_{31}|$ -0,40 dB, die Anpassung an Tor 1 ist besser als 15 dB und die Isolation zu den verbleibenden Messtoren ist höher als 30 dB. Die simulierten Werte für Transmission und Reflexion zeigen gute Übereinstimmung mit der Messung. Die simulierte Isolation liegt im gesamten Frequenzbereich über 49 dB, was durch die in der Simulation nicht berücksichtigte Kopplung zwischen den Messspitzen begründet werden kann. Die in Abb. 2.17b gezeigte, mithilfe von ADS aus den gemessenen Streuparametern berechnete Gruppenlaufzeit weist einen flachen Verlauf auf. Da die gemessenen Streuparameter für höhere Frequenzen zunehmend rauschbehaftet sind, weist die aus den Messwerten abgeleitete Gruppenlaufzeit mit zunehmender Frequenz immer größere Sprünge zwischen benachbarten Frequenzpunkten auf. Deshalb wird für Frequenzen ab 2 GHz zusätzlich ein gleitender Mittelwert aus fünf benachbarten Punkten berechnet, der ebenfalls in Abb. 2.17b dargestellt ist. Die gemittelte Gruppenlaufzeit weist über den gesamten Frequenzbereich Variationen von maximal 1,4 ps auf, was auf exzellente Phasenlinearität schließen lässt.

Der Vergleich mit den Kontaktstrukturen aus [WBT⁺00], [CX05], [Jen04], [RVFC97], [HK07], [LMKC03], [AKB⁺09], [AKPB10], [VMS⁺18] und [CBO99] ist schwierig, da dort isolierte Kontaktstrukturen ohne Möglichkeit einer Transmissionsmessung betrachtet werden. Die in [Pfe05] gezeigte GSGSG-Struktur mit einer induktiv wirkenden Stichleitung zeigt Verluste von 0,35 dB bei 65 GHz für einen einzigen Übergang von Kontaktstruktur zu einer 75 μm langen Mikrostreifenleitung und ist durch das resonante Verhalten der Struktur bandbegrenzt. Der Vergleich mit der in [Gö16] gezeigten GSG-Struktur mit einer 200 μm langen Mikrostreifenleitung nach dem gleichen Prinzip der koplanaren Kontaktstruktur zeigt sehr ähnliche Dämpfungen von maximal 0,46 dB bis 67 GHz. Aufgrund der geringen Transmissionsverluste und der geringen Variation der Gruppenlaufzeit ist die entwickelte Kontaktstruktur exzellent für differentielle Breitband-Anwendungen geeignet.

2.5.2 Schaltungsentwicklung

Der in dieser Arbeit realisierte Verstärker besteht wie in Abb. 2.18 gezeigt aus insgesamt vier Stufen. Die Bauteilwerte und ein Foto des Chips sind in Tab. 2.4 bzw. Abb. 2.19 aufgeführt. Die grundsätzliche Schaltungstopologie folgt dem Prinzip der sog. Fehlanpassung [RM96], bei dem an den Schnitt-

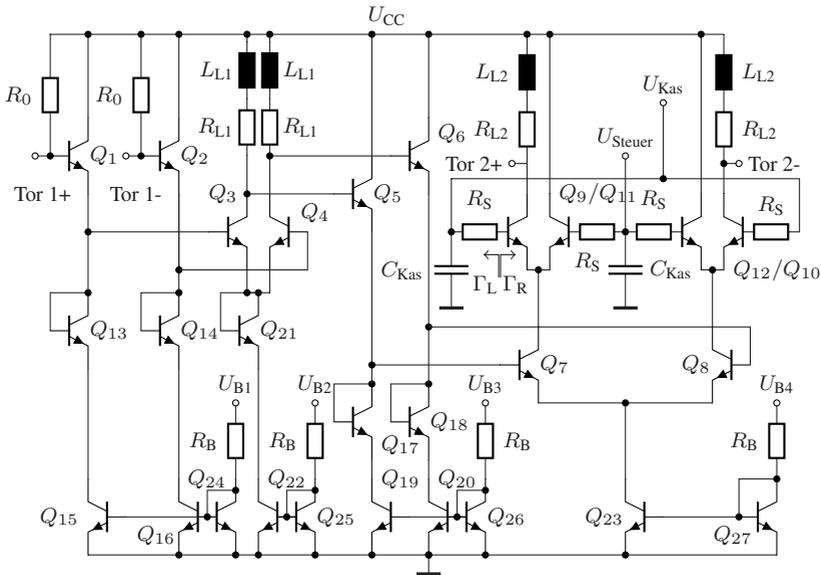


Abbildung 2.18: Vereinfachtes Schaltbild des entwickelten Verstärkers

stellen zwischen den Verstärkerstufen jeweils stark unterschiedliche Ein- und Ausgangsimpedanzen aufeinandertreffen. So wird z.B. eine Verstärkerstufe mit hochohmiger Eingangsimpedanz durch eine vorangehende Stufe mit niedriger Ausgangsimpedanz gespeist. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass die Verstärkung einer Stufe möglichst unabhängig von der Eingangsimpedanz der darauffolgenden Stufe bzw. der Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Stufe ist [RM96]. Am Eingang der Schaltung sorgt ein Emitterfolger in Verbindung mit R_0 für eine gute Anpassung an die $50\ \Omega$ Messumgebung, und stellt eine niedrige Treiberimpedanz für die nachfolgende Emitterschaltung dar. Basierend auf den Erkenntnissen aus Abschnitt 2.4 wird zur Einstellung des Gewinns ein AGC-Verstärker gewählt, wodurch in den Zuständen mit niedrigem Gewinn eine höhere Bandbreite erreicht wird als in den Schaltungsvarianten mit Stromeinstellung bzw. Multiplizier-Schaltung. Eine Schaltung mit variabler Stromgegenkopplung scheidet aufgrund des stark ansteigenden Frequenzverlaufs in Zuständen mit niedrigem Gewinn ebenfalls aus. Zur Impedanzwandlung kommt zwischen Emitter- und Kaskodeschal-

Tabelle 2.4: Bauteilwerte der Schaltung

Bauteil	Wert
Q_{1-20}	npn13p $4 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$
Q_{21-23}	npn13p $8 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$
Q_{24-27}	npn13p $0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$
R_0	50Ω
R_{L1}	80Ω
R_{L2}	75Ω
R_S	15Ω
R_B	$1,5 \text{ k}\Omega$
C_{Kas}	2 pF
L_{L1}	81 pH (50 GHz)
L_{L2}	130 pH (50 GHz)

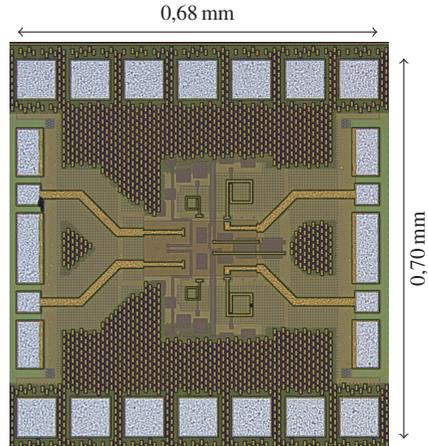


Abbildung 2.19: Aufnahme der hergestellten Schaltung

tung wieder eine Emitterfolger-Schaltung zum Einsatz. Neben der Funktion der Impedanzwandlung dienen die Emitterfolger auch zur Einstellung der Arbeitspunkte. Der Lastwiderstand der Kaskode $R_{L2} = 75 \Omega$ wird als Kompromiss zwischen Gewinn und guter Ausgangsanpassung gewählt. Sowohl in Emitter- als auch in der Kaskodeschaltung werden Induktivitäten zur Erhöhung der Bandbreite genutzt. Da ein wesentliches Ziel der Schaltung ein flacher Verlauf der Gruppenlaufzeit ist, muss dies bei der Dimensionierung der Spulen berücksichtigt werden. Ein erster Wert für die Induktivitäten kann zwar aus der reinen Schaltplansimulation ermittelt werden, allerdings werden dabei die parasitären Effekte der Verbindungsleitungen zwischen den Transistoren nicht berücksichtigt. Es bietet sich deshalb an, zunächst das Layout der Verstärkerschaltung zu entwickeln, und anschließend die geeigneten In-

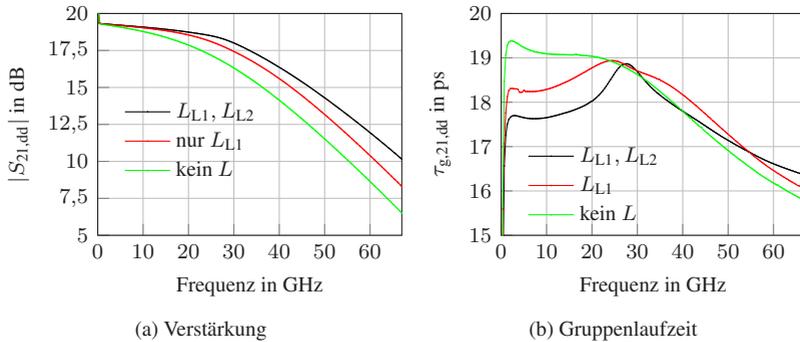


Abbildung 2.20: Simulierter Einfluss der zusätzlichen Induktivitäten auf den Frequenzverlauf

duktivitätswerte aus der Co-Simulation zwischen aktiven Bauelementen und den Ergebnissen der Feldsimulation zu ermitteln. In Abb. 2.20 sind die Auswirkungen der Spulen auf den Amplitudengang und die Gruppenlaufzeit des Verstärkers gezeigt. Im Vergleich zur Schaltungsvariante ohne Induktivitäten erhöht sich die Bandbreite bei einer Bezugshfrequenz von 2 GHz bei der realisierten Variante von 30 auf 40 GHz, ohne dass die Variation der Gruppenlaufzeit signifikant erhöht wird. Im Zusammenhang mit differentiell ermittelten Streuparametern wird im Folgenden die Bezeichnung $S_{ik,dd}$ verwendet. Der Anstieg des Gewinns bzw. der Abfall der Gruppenlaufzeit bei niedrigen Frequenzen sind auf die in Abschnitt 2.2 diskutierten elektrothermischen Effekte des Transistors zurückzuführen. Die in Tab. 2.4 angegebenen Induktivitätswerte basieren auf Zweiter-Feldsimulationen der Spulen, aus denen die Induktivität über $L = \Im\{1/Y_{11}\}/\omega$ [KP00] extrahiert wurde.

Auch wenn die Schaltungssimulationen nicht direkt auf eine Instabilität der Schaltung hinweisen, wird vorsorglich ein niederohmiger Widerstand R_S in Serie zum Basisanschluss der Basisschaltung der Kaskode eingefügt, um die Stabilität der Kaskode zu sichern [SCSC12]. In Abb. 2.21a sind die mithilfe einer sog. *S-Probe* [WJN92] in ADS ermittelten links- und rechtsseitigen Reflexionsfaktoren an der Schnittstelle zwischen Basisanschluss und dem passiven Speisernetzwerk gezeigt. Die Basisschaltung zeigt bei maximalem Gewinn über einen großen Teil des simulierten Frequenzbereichs von 0,001 – 100 GHz einen negativen Eingangswiderstand am Basisanschluss, wodurch ein Reflexi-

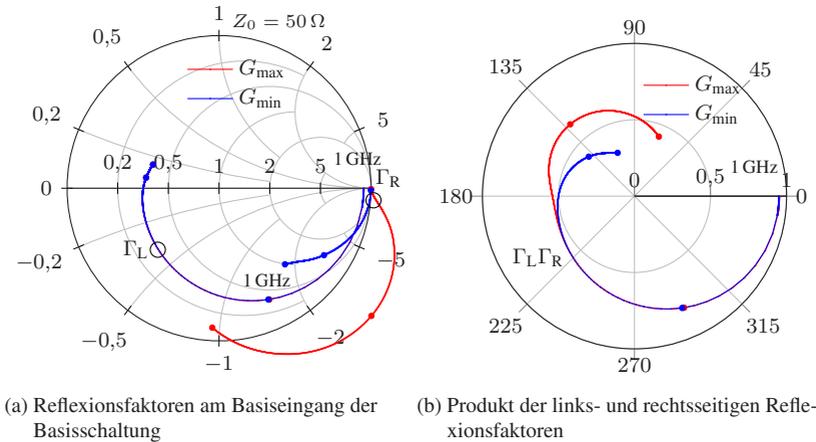


Abbildung 2.21: Stabilitätsuntersuchung der Kaskode im Frequenzbereich 0,001 – 100 GHz (markierte Frequenzpunkte bei 1, 50, 100 GHz)

onsfaktor größer 1 resultiert. Um Stabilität zu gewährleisten, darf das Produkt der links- und rechtsseitigen Reflexionsfaktoren den Punkt 1 nicht im Uhrzeigersinn umlaufen [SCSC12]. Ohne Stabilisierungswiderstand wäre der linksseitige Reflexionsfaktor betragsmäßig nahe bei 1, sodass dieser Zustand ein Stabilitätsrisiko darstellen würde. Durch Einfügen des Serienwiderstands R_S wird der Betrag des linksseitigen Reflexionsfaktors reduziert, sodass das Produkt ebenfalls kleiner 1 wird, wie in Abb. 2.21b zu sehen ist.

Bei der Kleinsignalvermessung des Chips wird die sog. *Integrated True Mode Stimulus Application* (iTMSA) des PNA-X Netzwerkanalysators genutzt. Dabei werden differentielle Eingangssignale mit einer Phasenverschiebung von 180° erzeugt, und auf diese Weise der Verstärker als Zweitor vermessen. Der Netzwerkanalysator nutzt dabei eine zugrundeliegende Viertor-Kalibration, die wieder auf Basis des hybriden LRRM-SOLR Algorithmus ausgeführt wurde. Auf diese Weise kann der differentielle Verstärker als Zweitor vermessen werden, was anwendungsnäher ist als eine Viertor-Messung mit anschließender rechnerischer Auswertung unter der Annahme differentieller Eingangssignale.

Die Messergebnisse der realisierten Schaltung sind in Abb. 2.22 dargestellt.

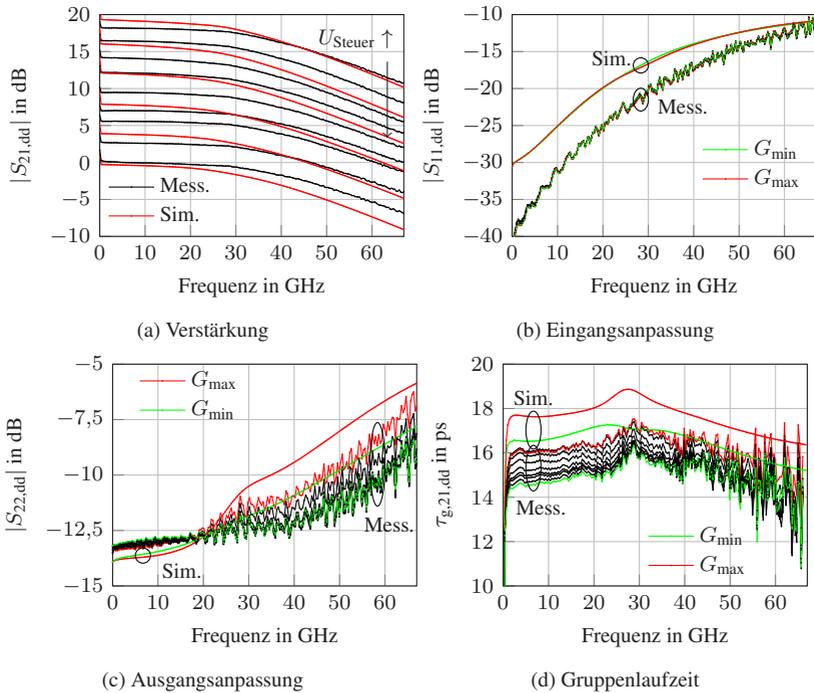


Abbildung 2.22: Messergebnisse ($U_{B1-3} = 3,5 \text{ V}$, $U_{B4} = 3,7 \text{ V}$, $U_{Kas} = 3,0 \text{ V}$, $U_{CC} = 3,5 \text{ V}$, $U_{Steuer} = 2,5 - 3,22 \text{ V}$) und Simulationsergebnisse ($U_{Steuer} = 2,55 - 3,3 \text{ V}$, restliche Spannungen identisch) des entwickelten Verstärkers

Wertet man die Messkurven für den differentiellen Gewinn $|S_{21,dd}|$ aus, so lässt sich der Gewinn bei 2 GHz zwischen 0,1 und 18,2 dB einstellen. Die minimale Bandbreite der gemessenen Verstärkung in allen Arbeitspunkten beträgt 42 GHz. Sowohl der simulierte Gewinn als auch die Anpassung zeigen ähnliche Verläufe wie die Messergebnisse. Der äußerst flache Verstärkungsverlauf ohne Gewinnüberhöhung bestätigt das gewählte Verfahren der Feldsimulation zur Dimensionierung der Induktivitäten. Die Anpassung am Eingang ist in allen Arbeitspunkten besser als 10 dB bis 67 GHz, und die Ausgangsanpassung ist bis 52 GHz besser als 9 dB. Die Isolation zwischen Ausgang und Eingang der Schaltung ist in allen gemessenen Arbeitspunkten höher als 39 dB. Die aus den gemessenen Streuparametern berechneten Stabilitätsfaktoren μ bzw.

μ' nach EDWARDS & SINSKY [ES92] sind in allen Zuständen im gesamten Frequenzbereich größer als 1 und zeigen damit Stabilität für beliebige passive Quell- und Lastimpedanzen an.

Zur Berechnung der in Abb. 2.22d gezeigten Gruppenlaufzeit wurden ähnlich wie bei der Messung der Kontaktstruktur die Werte ab 2 GHz mit 5 Punkten gemittelt, um den Rauscheinfluss zu verringern. Die Gruppenlaufzeit weist über alle Arbeitspunkte einen sehr flachen Verlauf auf, und ändert sich im Bereich 0,3 bis 63 GHz nur um 5,5 ps.

Ein Vergleich mit den in Tab. 2.5 aufgelisteten Schaltungen zeigt, dass die in dieser Arbeit entwickelte Schaltung eine hohe Bandbreite bei mittlerer Verstärkung bereitstellt. Insbesondere sind der sehr flache Frequenzverlauf der Verstärkung und die geringe Variation der Gruppenlaufzeit in allen Arbeitspunkten hervorzuheben. Da die publizierten VGAs mehrheitlich keine Informationen zur Gruppenlaufzeit bereitstellen, sind in Tab. 2.6 außerdem verschiedene publizierte Verstärker mit niedriger Variation der Gruppenlaufzeit aufgelistet. Auch dieser Vergleich demonstriert, dass die in dieser Arbeit entwickelte Schaltung äußerst geringe Variationen der Gruppenlaufzeit zeigt, und deshalb gut zur Verstärkung von breitbandigen Datensignalen geeignet ist.

Tabelle 2.5: Überblick zu Breitbandverstärkern mit einstellbarem Gewinn

Quelle	Topologie	Technologie	f_T in GHz	f_{3dB} in GHz	$ S_{21} $ in dB	ΔT_g in ps	P_{bc} in mW
[ASZM16]	Mult.	SiGe HBT	250	29 ¹	-23 – 14		247
[OMOW99]	Mult.	SiGe HBT	92	32,7 ¹ / 31,6 ²	-6 – 13		725
[OAM ⁺ 01]	Mult.	SiGe HBT	122	47,8 ¹ / 48,3 ²	0,5 – 21,5		1200
[LCCF06]	Mult.	InP DHBT	300	50 ¹	-23 – 17	13 (1,5 – 49 GHz ³)	627
[ZWW ⁺ 12]	Mult.	GaAs HBT	60	10,5 ¹	-6 – 22		368
[Kob03]	Mult.	InP HBT	150	40 ¹	-20 – 20		363
[WNK ⁺ 16]	Mult.	InP DHBT	400	>67 ^{1,2}	0,9 – 10,7		840
[KMY12]	Strom.	SiGe BiCMOS		5,6 ⁴	-16,5 – 6,5		7,9
[YKLC15]	R_{deg}	SiGe BiCMOS		6 ⁴	2 – 42		775
[DKG ⁺ 16]	R_{deg}	SiGe BiCMOS		10,1 ¹	-6 – 25		284
[GGA ⁺ 17]	AGC	InP DHBT	370	40 ¹	-13 – 31		350
[SFW09]	AGC	SiGe HBT	75	30 ¹	0 – 11,5		560
Diese Arbeit	AGC	SiGe HBT	240	≥ 42	0,1 – 18,2	5,5 (0,3 – 63 GHz)	205

¹bei maximalem Gewinn

²bei minimalem Gewinn

³aus Messkurven abgelesen

⁴keine Angabe zu Abhängigkeit v. Gewinn

Tabelle 2.6: Überblick zu Breitbandverstärkern mit geringer Variation der Gruppenlaufzeit

Quelle	Technologie	f_T in GHz	f_{3dB} in GHz	$ S_{21} $ in dB	$\Delta\tau_g$ in ps	P_{DC} in mW
[HSBS03]	GaAs pHEMT	100	> 50	11,2	7 (1,5 – 40 GHz)	230
[XDBJH13]	SiGe HBT	240	> 67	20	10 (3 – 58 GHz)	92
[KSE11]	SiGe HBT	180	69	10,5	< 8 (2 – 100 GHz)	75

3 Kleinsignalmodellierung von verteilten Verstärkern

Neben den in Kapitel 2 behandelten kompakten Verstärkern stellen verteilte Verstärker eine weitere Schaltungstopologie dar, mit der sich sehr breitbandige Verstärker realisieren lassen. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der analytischen Beschreibung des verteilten Verstärkers, der schematisch in Abb. 3.1 gezeigt ist. Im Gegensatz zu kompakten Verstärkern werden die einzelnen Verstärkerstufen bei diesem Schaltungskonzept nicht hintereinander geschaltet, sondern die Verstärkerstufen sind entlang künstlicher Übertragungsleitungen angeordnet. Auf diese Weise werden die kapazitiven Ein- und Ausgangsimpedanzen der Verstärkerzellen zwischen Induktivitäten oder hochohmigen Leitungen eingebettet, um so eine breitbandige Anpassung und Verstärkung zu ermöglichen.

Zur Entwicklung von Hochfrequenzschaltungen wird in der heutigen Zeit primär auf Computerprogramme zur Schaltungssimulation zurückgegriffen. Während diese Computerprogramme numerische Ergebnisse mit hoher Genauigkeit liefern, ermöglicht die Schaltungssimulation nur wenig Einblicke in die tatsächliche Funktionsweise der Schaltung, und die Schaltungssynthese

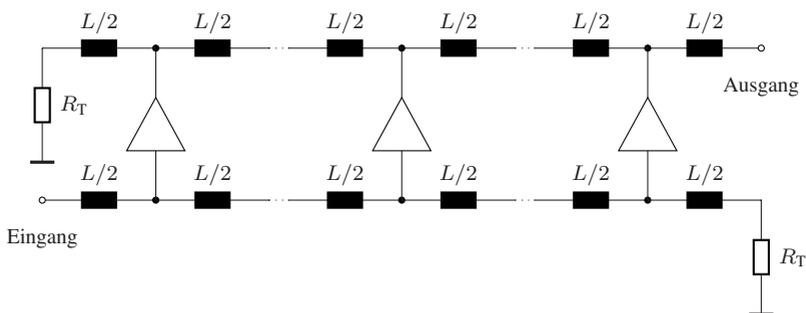


Abbildung 3.1: Verallgemeinertes Schaltbild eines verteilten Verstärkers

erfolgt häufig iterativ auf Basis von numerischer Optimierung. Demgegenüber stehen analytische Beschreibungen, die in der Regel von einem vereinfachten Modell der Schaltung ausgehen, allerdings einen konkreten Einblick in die Funktionsweise der Schaltung und damit eine zielgerichtete Synthese und Optimierung ermöglichen. In diesem Kapitel wird eine anschauliche Beschreibung von homogenen verteilten Verstärkern auf Basis der sog. Bildparameter entwickelt. Im anschließenden Kapitel 4 wird demonstriert, wie das entwickelte Modell zur Analyse und Optimierung einer konkreten Schaltung genutzt werden kann.

In diesem Kapitel wird nach einem Überblick zu bekannten Methoden der Kleinsignalbeschreibung von verteilten Verstärkern die eigene Beschreibung auf Basis der Bildparameter vorgestellt. Dabei wird besonderes Augenmerk auf die Berücksichtigung von beliebigen Abschlussimpedanzen der Leitungsstrukturen gelegt. Am Ende des Kapitels werden anhand von Berechnungsbeispielen Unterschiede zu den aus der Literatur bekannten Berechnungsformeln für die Bildparameter aufgezeigt, sowie die Bedeutung der Berücksichtigung der Abschlussimpedanzen demonstriert.

3.1 Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit

Die aus der Literatur bekannten Kleinsignalbeschreibungen von verteilten Verstärkern lassen sich in vier Gruppen einteilen:

- Beschreibung von kaskadierten Netzwerken durch Matrixmultiplikation
- Beschreibung analog zur Wellenausbreitung auf Leitungen mithilfe von Bildparametern
- Beschreibung analog zur Wellenausbreitung auf Leitungen mithilfe einer verteilten Näherung
- Beschreibung durch iterative Impedanzberechnung

Bei den Matrix-basierten Methoden werden die einzelnen Abschnitte des Verstärkers durch Matrizen beschrieben, und z.B. der Verstärkergewinn mithilfe der kaskadierten Matrizen bestimmt. Die allgemeinste Beschreibung wurde von NICLAS ET AL. [NWKP83] vorgestellt. Hier wird jeder Verstärkerabschnitt als Viertor beschrieben, das die Ströme und Spannungen an den Toren miteinander verknüpft. Auf diese Weise lassen sich sowohl uni- als auch

bilaterale Modelle der Verstärkerzellen verwenden, zudem ist auch die Beschreibung von Verstärkern mit unterschiedlichen Elementen in jeder Verstärkerstufe möglich. Auch wenn auf diese Weise beliebig komplex aufgebaute Verstärkerstrukturen beschrieben werden können, ist die Lösungsfindung von geschlossenen Formeln z.B. für den Verstärkergewinn sehr aufwändig und resultiert in unübersichtlichen Ergebnissen, die keine anschauliche Interpretation ermöglichen. Aus diesem Grund nutzt die Mehrzahl der veröffentlichten Berechnungsmethoden die Vereinfachung eines unilateralen Modells für die Verstärkerzelle, d.h. es findet keine Rückkopplung der Signale auf der Ausgangsleitung auf die Eingangsleitung statt. Dadurch können Ein- und Ausgangsleitung als kaskadierte Zweitore beschrieben werden, was deutlich übersichtlichere Formeln ermöglicht. PAYNE [Pay53] bzw. die Korrekturen durch SCARR [Sca54] beschreiben den verteilten Verstärker mithilfe von kaskadierten Matrizen, die über sog. iterative Impedanzen und Ausbreitungsfaktoren [Gui53, S. 161-166] eine anschauliche Beschreibung der Signalausbreitung ähnlich wie bei klassischen Übertragungsleitungen ermöglichen. PAYNE bzw. SCARR liefern eine Lösung für den Verstärkergewinn im Falle einer reflexionsfrei abgeschlossenen Eingangsleitung, während Reflexionen durch die Abschlussimpedanzen der Ausgangsleitung berücksichtigt werden. BOTTERILL & AITCHISON [BA94] erweitern die Vorgehensweise von PAYNE/SCARR, um zusätzlich Reflexionen an der Eingangsleitung zu berücksichtigen. CHEN [Che69] nutzt zur Netzwerkbeschreibung die sog. Bildparameter [Gui53, S. 167-175], die ebenfalls eine anschauliche Analogie zur klassischen Übertragungsleitung ermöglichen. Die Formel für den Verstärkergewinn von CHEN ermöglicht zwar die Beschreibung von kaskadierten Netzwerken, die nicht notwendigerweise identisch sein müssen, schränkt die Lösung aber auf reflexionsfreie Abschlussimpedanzen und identische Bildimpedanzen der Netzwerke an den Schnittstellen zwischen den Verstärkerstufen ein.

Eine alternative Beschreibung für den unilateralen Fall liefern MCKAY ET AL. [MEW86]. Anstatt wie in den obigen Arbeiten Spannungen und Ströme an den Schnittstellen zwischen den Verstärkerstufen durch Matrizen zu verknüpfen, werden diese ähnlich wie bei Streuparametern in hin- und rücklaufende Wellen zerlegt, was eine etwas anschaulichere Beschreibung ermöglicht. In [MEW86] wird neben dem allgemeinen Vorgehen allerdings nur eine geschlossene Formel für den reflexionsfreien Fall angegeben. In [MTA03] wird das von MCKAY ET AL. vorgeschlagene Verfahren auf bilaterale Verstärkerzellen ausgeweitet, indem in der Übertragungsmatrix die Verkopplung von

Ein- und Ausgangsleitung berücksichtigt wird. In [TSMA02] werden neben der Verkopplung zusätzlich auch die Reflexionen an den Terminierungsimpedanzen der Ein- und Ausgangsleitung berücksichtigt.

Neben der Beschreibung der kaskadierten Netzwerke mithilfe von Matrizen sind Berechnungsmethoden in Analogie zur Ausbreitung von Wellen auf Übertragungsleitungen ebenfalls weit verbreitet. Dazu zählt zum einen die direkte Beschreibung der Spannungs- bzw. Stromwellen auf den Leitungen mithilfe der Bildparameter, die eine exakte Lösung des Netzwerkproblems liefern. Auf der anderen Seite existieren Näherungslösungen für das Netzwerkproblem, bei denen die Verstärkerzelle als verteiltes Element entlang einer klassischen Übertragungsleitung angenommen wird.

BEYER ET AL. [BPB⁺84] liefern auf Basis der Bildparameter eine geschlossene Formel für den reflexionsfreien Fall und der Annahme identischer Phasenkonstanten auf der Ein- und Ausgangsleitung. In der Arbeit von IQBAL & DARWAZEH [ID99] werden zur Berechnung des Transimpedanz-Gewinns eines verteilten Verstärkers beliebige Terminierungsimpedanzen berücksichtigt. Die angegebene Formel ist allerdings spezifisch für ein bestimmtes Ersatzschaltbild des Transistors hergeleitet, und lässt sich daher nicht einfach auf eine generelle Anordnung mit beliebiger Netzwerkstruktur übertragen. Während die beiden genannten Arbeiten von T-Netzwerken mit diskreten Impedanzen ausgehen, wird in [Zol00] der Verstärkergewinn für den Fall verlustloser Leitungen mit Lastimpedanz ohne Berücksichtigung von Reflexionen vorgestellt.

Eine Berechnungsvorschrift für den reflexionsfreien, verteilten Verstärker unter der Annahme kontinuierlich verteilter Ein- und Ausgangsimpedanzen liefern AYASLI ET AL. [AMV⁺82]. Die Ein- und Ausgangsimpedanzen der Verstärkerzellen werden dabei in die Leitungsimpedanz bzw. Ausbreitungskonstante integriert, sodass sich formal eine Wellenausbreitung wie auf einer klassischen Übertragungsleitung ergibt. Basierend auf diesen Annahmen wurde eine Berechnung inklusive Reflexionen von JEONG & KWON [JK04] vorgestellt. Während die Arbeiten von AYASLI ET AL. und JEONG & KWON von einem unilateralen Modell der Verstärkerzelle ausgehen, kann der Ansatz auch auf eine beliebige Verkopplung zwischen Ein- und Ausgangsleitung erweitert werden [Jut68] [HW90]. Die mathematische Beschreibung ist dann analog zum Fall gekoppelter Übertragungsleitungen.

Die Methode der iterativen Impedanzberechnung wird in [NM18] für Verstärker mit Netzwerken aus diskreten Impedanzen vorgestellt. Dabei werden an jedem Abzweig die links- bzw. rechtsseitigen Impedanzen iterativ berechnet,

und daraus die Übertragungsfaktoren der Spannungen berechnet. Daraus lässt sich auch für inhomogene Leitungsstrukturen der Verstärkergewinn berechnen. Auch wenn die Methode eine allgemeine Lösung für beliebige Leitungsstrukturen darstellt, führt sie aufgrund der iterativen Berechnung nicht zu anschaulichen Ergebnissen.

Vergleicht man die vorgestellten Berechnungsmethoden, so lässt sich schlussfolgern, dass nur die Annahmen einer unilateralen Verstärkerzelle und einer homogenen Leitungsstruktur zu Formeln führen, die intuitiv zu interpretieren sind. Berechnungsmethoden für beliebige Netzwerkstrukturen wie die iterative Impedanzberechnung oder die Beschreibung durch Vektor-Matrizen stellen exakte Lösungen für komplizierte Verstärkerstrukturen dar, ermöglichen aber praktisch keine Einsicht in die Funktionsweise des Verstärkers. Da in der heutigen Zeit Computerprogramme zur Schaltungssimulation ein Standardwerkzeug im Rahmen der Schaltungsentwicklung sind, können diese zur exakten Lösung beliebig komplexer Verstärkerstrukturen genutzt werden. Allerdings ermöglicht die Computersimulation nur wenig Einsichten über die Zusammenhänge und die Funktionsweise des verteilten Verstärkers, sodass geschlossene Formeln sowohl das Verständnis erhöhen, als auch eine wertvolle Hilfe bei der Synthese und Analyse darstellen können. Da die Beschreibung von kaskadierten Netzwerken mithilfe von Bildparametern durch die Analogie zur klassischen Übertragungsleitung sehr anschauliche und interpretierbare Formeln liefert, wird im Folgenden eine Kleinsignalbeschreibung auf der Basis von Bildparametern entwickelt, bei der beliebige Abschlussimpedanzen berücksichtigt werden. Dadurch wird auch die Beschreibung von Verstärkern ermöglicht, die von einem reflexionsfreien Abschluss abweichen. Dies ist z.B. bei gleichstromentkoppelten Terminierungen außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs der Fall bzw. kann auch zur Berücksichtigung von aktiven Terminierungen genutzt werden, die z.B. zur Reduzierung des Rauschens genutzt werden [KA08]. Im Gegensatz zur Arbeit von IQBAL & DARWAZEH [ID99] wird dabei von einer generischen Verstärkerstruktur ausgegangen, und keine bestimmte Netzwerkstruktur betrachtet. Dadurch lassen sich die entstehenden Formeln auf beliebige Verstärkerstrukturen anwenden, die homogen sind und unilaterale Verstärkerzellen besitzen.

3.2 Beschreibung von kaskadierten Zweitoren mit Bildparametern

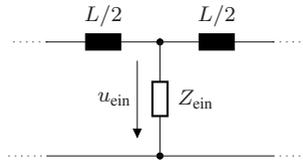
In diesem Abschnitt wird zunächst die Beschreibung von kaskadierten Zweitoren mithilfe von Bildparametern betrachtet, die anschließend zur anschaulichen Beschreibung des verteilten Verstärkers genutzt wird. Grundsätzlich werden dazu der Ansatz und die Berechnungsmethodik aus dem Lehrbuch von GUILLEMIN [Gui53, S. 167-171] angewendet, das eine ausführliche Herleitung der Beschreibung von kaskadierten Zweitoren enthält. Allerdings ergeben sich bei den in dieser Arbeit durchgeführten Berechnungen teilweise unterschiedliche Ergebnisse, weshalb die Herleitung hier detailliert dargestellt wird, und die Unterschiede zu [Gui53] am Ende des Abschnitts erläutert werden.

3.2.1 Einführung der Bildparameter

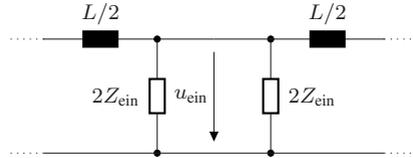
Die Beschreibung der Signalausbreitung auf den künstlichen Ein- und Ausgangsleitungen des aus identischen Stufen aufgebauten verteilten Verstärkers lässt sich grundsätzlich auf die Beschreibung kaskadierter Zweitore zurückführen. In Abb. 3.2a wird veranschaulicht, wie ein Abschnitt der Eingangsleitung des Verstärkers aus Abb. 3.1 aus Induktivitäten und der Eingangsimpedanz Z_{ein} der Verstärkerzelle aufgebaut ist. Um später den Gewinn des Verstärkers zu bestimmen, muss die Spannung u_{ein} am Eingang der Verstärkerzelle berechnet werden, d.h. in der Mitte der symmetrischen Struktur. Entsprechend den Abb. 3.2b-c wird zur allgemeinen Beschreibung der Leitungsstrukturen des verteilten Verstärkers im Folgenden deshalb von symmetrisch orientierten Zweitoren ausgegangen.

Abbildung 3.3 zeigt das betrachtete Netzwerk aus kaskadierten, identischen Zweitoren. Die Zweitore müssen nicht notwendigerweise symmetrisch sein, allerdings sind die Netzwerke an den Schnittstellen symmetrisch orientiert. Es wird vorausgesetzt, dass die Zweitore reziprok, linear und zeitinvariant sind. Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass die Zweitore mit Impedanz-, Admittanz- und $ABCD$ -Parametern beschrieben werden können.

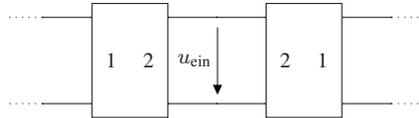
Die Beziehungen zwischen den verschiedenen Netzwerkparametern sollen nun anhand des in Abb. 3.4 gezeigten Zweitors erläutert werden. Zum einen lassen sich die Strom- und Spannungsbeziehungen an Ein- und Ausgang



(a) Abschnitt einer Leitung aus Induktivitäten und der Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle



(b) Symmetrische Aufteilung des Netzwerks



(c) Verallgemeinerte Beschreibung mit symmetrisch orientierten Zweitoren

Abbildung 3.2: Verallgemeinerte Zweitor-Betrachtung der Leitungen des verteilten Verstärkers

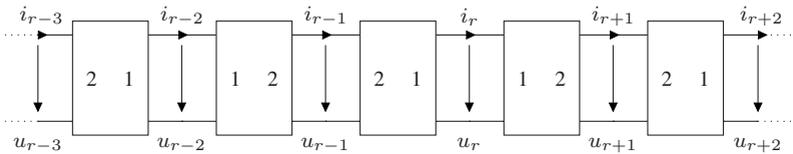


Abbildung 3.3: Kaskadierte Zweitoren mit symmetrischer Ausrichtung

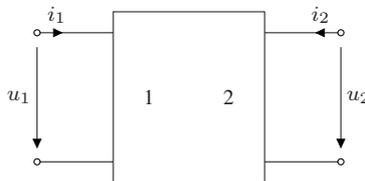


Abbildung 3.4: Zweitor

des Zweitorts mithilfe der Kettenmatrix $[A]$ beschreiben, die die $ABCD$ -Parameter enthält [CWHS07, S. 166]:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Das Zweitor lässt sich ebenfalls mithilfe von Widerstands- bzw. Admittanzparametern beschreiben, die sich mithilfe der $ABCD$ -Parameter ausdrücken lassen [CWHS07, S. 172]:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A}{C} & \frac{1}{C} \\ \frac{D}{C} & \frac{D}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{1}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Beim Einsetzen der $ABCD$ -Parameter wurde dabei die Bedingung für Reziprozität $\det[A] = AD - BC = 1$ genutzt [Poz11, S. 191], die äquivalent zu den Bedingungen $Z_{12} = Z_{21}$ bzw. $Y_{12} = Y_{21}$ ist [Poz11, S. 176].

Aus Abb. 3.3 lassen sich die folgenden Zusammenhänge zwischen den Spannungen und Strömen des kaskadierten Netzwerks mithilfe von Z -Parametern ableiten:

$$u_{r-2} = Z_{12}i_{r-3} + Z_{11}(-i_{r-2}) = Z_{11}i_{r-2} + Z_{12}(-i_{r-1}) \quad (3.4a)$$

$$u_{r-1} = Z_{21}i_{r-2} + Z_{22}(-i_{r-1}) = Z_{22}i_{r-1} + Z_{21}(-i_r) \quad (3.4b)$$

$$u_r = Z_{12}i_{r-1} + Z_{11}(-i_r) = Z_{11}i_r + Z_{12}(-i_{r+1}) \quad (3.4c)$$

$$u_{r+1} = Z_{21}i_r + Z_{22}(-i_{r+1}) = Z_{22}i_{r+1} + Z_{21}(-i_{r+2}) \quad (3.4d)$$

Durch Einsetzen der Beziehungen aus (3.2) und Umformung ergeben sich aus (3.4a) bis (3.4d) die folgenden Gleichungen:

$$i_{r-3} - 2Ai_{r-2} + i_{r-1} = 0 \quad (3.5a)$$

$$i_{r-2} - 2Di_{r-1} + i_r = 0 \quad (3.5b)$$

$$i_{r-1} - 2Ai_r + i_{r+1} = 0 \quad (3.5c)$$

$$i_r - 2Di_{r+1} + i_{r+2} = 0 \quad (3.5d)$$

Diese Gleichungen lassen sich zu folgenden Beziehungen zusammenfassen:

$$i_{r-3} - 2(2AD - 1)i_{r-1} + i_{r+1} = 0 \quad (3.6a)$$

$$i_{r-2} - 2(2AD - 1)i_r + i_{r+2} = 0 \quad (3.6b)$$

Gleichung (3.6a) ergibt sich beispielsweise aus der Summation von (3.5a), (3.5c) und der mit $2A$ multiplizierten Gleichung (3.5b).

Analog lassen sich aus Abb. 3.3 die folgenden Beziehungen zwischen Strömen und Spannungen mithilfe von Y -Parametern ableiten:

$$-i_{r-2} = Y_{12}u_{r-3} + Y_{11}u_{r-2} = -(Y_{11}u_{r-2} + Y_{12}u_{r-1}) \quad (3.7a)$$

$$-i_{r-1} = Y_{21}u_{r-2} + Y_{22}u_{r-1} = -(Y_{22}u_{r-1} + Y_{21}u_r) \quad (3.7b)$$

$$-i_r = Y_{12}u_{r-1} + Y_{11}u_r = -(Y_{11}u_r + Y_{12}u_{r+1}) \quad (3.7c)$$

$$-i_{r+1} = Y_{21}u_r + Y_{22}u_{r+1} = -(Y_{22}u_{r+1} + Y_{21}u_{r+2}) \quad (3.7d)$$

Durch Einsetzen der Beziehungen aus (3.3) und Umformung erhält man:

$$u_{r-3} - 2Du_{r-2} + u_{r-1} = 0 \quad (3.8a)$$

$$u_{r-2} - 2Au_{r-1} + u_r = 0 \quad (3.8b)$$

$$u_{r-1} - 2Du_r + u_{r+1} = 0 \quad (3.8c)$$

$$u_r - 2Au_{r+1} + u_{r+2} = 0 \quad (3.8d)$$

Analog zum Vorgehen bei den Strömen lassen sich auch die Gleichungen (3.8a) bis (3.8d) für die Spannungen wie folgt zusammenfassen:

$$u_{r-3} - 2(2AD - 1)u_{r-1} + u_{r+1} = 0 \quad (3.9a)$$

$$u_{r-2} - 2(2AD - 1)u_r + u_{r+2} = 0 \quad (3.9b)$$

Anhand der Gleichungen (3.5a) bis (3.5d) bzw. (3.8a) bis (3.8d) wird klar, dass keine einheitlichen Transformationsbeziehungen zwischen Strömen bzw. Spannungen an aufeinanderfolgenden Zweitor-Schnittstellen bestehen. Dies lässt sich dadurch begründen, dass das betrachtete Zweitor nicht symmetrisch sein muss, und deshalb die Parameter A und D verschieden sein können. Betrachtet man dagegen die Gleichungen für die Ströme ((3.6a)/(3.6b)) bzw. für die Spannungen ((3.9a)/(3.9b)) an Schnittstellen mit einem Abstand von zwei Zweitoren, kann man erkennen, dass hier einheitliche Relationen zwischen Strömen und Spannungen bestehen. Aus diesem Grund bietet sich folgender

Ansatz für die Spannungen und Ströme entlang des kaskadierten Netzwerks aus symmetrisch orientierten Zweitoren an [Gui53, S. 169]:

$$u_k = u_k^+ + u_k^- = \begin{cases} u_0^+ e^{-k\gamma} + u_0^- e^{k\gamma} & k \text{ gerade} \\ u_{0,*}^+ e^{-k\gamma} + u_{0,*}^- e^{k\gamma} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.10a)$$

$$(3.10b)$$

$$i_k = i_k^+ + i_k^- = \begin{cases} i_0^+ e^{-k\gamma} + i_0^- e^{k\gamma} & k \text{ gerade} \\ i_{0,*}^+ e^{-k\gamma} + i_{0,*}^- e^{k\gamma} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.11a)$$

$$(3.11b)$$

Für den Index k gilt dabei $k \in \{0, 1, \dots, n\}$, wobei n die Gesamtzahl der Zweitore bezeichnet. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird zudem davon ausgegangen, dass die betrachtete Struktur mit einem Zweitor in der in Abb. 3.4 gezeigten Orientierung beginnt. Ähnlich wie der Beschreibung von Übertragungsleitungen werden die Spannungen und Ströme in einen hin- und einen rücklaufenden Anteil zerlegt. Aufgrund der Asymmetrie des Zweitors wird im Gegensatz zur Leitungstheorie allerdings zusätzlich zwischen den verschiedenen Toren des Zweitors unterschieden. Um den allgemeinen Ansatz für konkrete Berechnungen nutzen zu können, müssen die verwendeten Größen, d.h. die Ausbreitungskonstante γ und die komplexen Strom- und Spannungsamplituden i_0^+ , u_0^+ etc. in Abhängigkeit der bekannten Netzwerkparameter des Zweitors ausgedrückt werden.

Um die Ausbreitungskonstante zu berechnen, wird (3.10a) in (3.9b) eingesetzt. Es ergibt sich:

$$(u_0^+ e^{-r\gamma} + u_0^- e^{r\gamma}) (e^{2\gamma} - 2(2AD - 1) + e^{-2\gamma}) = 0 \quad (3.12)$$

Für eine nichttriviale Lösung $u_r \neq 0$ muss gelten:

$$e^{2\gamma} - 2(2AD - 1) + e^{-2\gamma} = 0 \quad (3.13a)$$

$$\Leftrightarrow \cosh(2\gamma) = 2AD - 1 \quad (3.13b)$$

$$\Leftrightarrow \cosh^2(\gamma) = AD \quad (3.13c)$$

$$\Rightarrow \cosh(\gamma) = \pm\sqrt{AD} \quad (3.13d)$$

Dabei wurde die Definition $\cosh(x) = \frac{1}{2}(e^x + e^{-x})$ [MV06, S. 193] genutzt. Da das Produkt AD im Allgemeinen komplex sein kann, wird als Wurzeloperation der Hauptzweig der komplexen Quadratwurzel festgelegt, d.h. mit dem

Betrag s und der Phase ϕ der komplexen Zahl gilt $\sqrt{se^{j\phi}} = \sqrt{s}e^{j\frac{\phi}{2}}$ mit $-\pi < \phi \leq \pi$ [MV06, S. 194]. Aus dem Additionstheorem $\cosh^2(x) - \sinh^2(x) = 1$ [MV06, S. 193] und der Bedingung für Umkehrbarkeit $AD - BC = 1$ ergibt sich

$$\sinh^2(\gamma) = \cosh^2(\gamma) - 1 = AD - 1 = BC \quad (3.14a)$$

$$\Rightarrow \sinh(\gamma) = \pm\sqrt{BC} \quad (3.14b)$$

Grundsätzlich führen in den Gleichungen (3.13d) und (3.14b) beide Vorzeichen zu gültigen Lösungen. Um die Vergleichbarkeit zu [Gui53] herzustellen, wird im Folgenden mit dem positiven Vorzeichen weitergerechnet. Mithilfe der Definition $\sinh(x) = \frac{1}{2}(e^x - e^{-x})$ [MV06, S. 193] können nun die Ausbreitungsfaktoren wie folgt berechnet werden:

$$e^\gamma = \cosh(\gamma) + \sinh(\gamma) = \sqrt{AD} + \sqrt{BC} \quad (3.15a)$$

$$e^{-\gamma} = \cosh(\gamma) - \sinh(\gamma) = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \quad (3.15b)$$

Nachdem die Ausbreitungsfaktoren nun mithilfe der $ABCD$ -Parameter des Zweitores ausgedrückt werden können, werden jetzt die Beziehungen zwischen den Spannungskomponenten für gerades und ungerades k hergeleitet, d.h. $\frac{u_{0,*}^+}{u_0^+}$ bzw. $\frac{u_{0,*}^-}{u_0^-}$. Dazu werden die Beziehungen (3.10a) und (3.10b) in (3.8c) eingesetzt. Durch Umstellen der entstehenden Gleichung ergibt sich:

$$u_{0,*}^+ e^{-r\gamma} \left(e^\gamma - \frac{2Du_0^+}{u_{0,*}^+} + e^{-\gamma} \right) + u_{0,*}^- e^{r\gamma} \left(e^\gamma - \frac{2Du_0^-}{u_{0,*}^-} + e^{-\gamma} \right) = 0 \quad (3.16)$$

Für eine nichttriviale Lösung muss deshalb gelten:

$$e^\gamma - \frac{2Du_0^+}{u_{0,*}^+} + e^{-\gamma} = 0 \quad \text{und} \quad e^\gamma - \frac{2Du_0^-}{u_{0,*}^-} + e^{-\gamma} = 0 \quad (3.17a)$$

$$\Rightarrow u_{0,*}^+ = \frac{D}{\sqrt{AD}} u_0^+ = T_{i21} u_0^+ \quad u_{0,*}^- = \frac{D}{\sqrt{AD}} u_0^- = T_{i21} u_0^- \quad (3.17b)$$

Hier wurden für die Ausbreitungsfaktoren die Beziehungen (3.15a) und (3.15b) eingesetzt, und der Transformationsfaktor T_{i21} eingeführt, der den Übergang

der Spannungskomponenten zwischen geradem und ungeradem k charakterisiert.

Um ebenfalls das Verhältnis der Stromkomponenten für gerades und ungerades k zu ermitteln, werden die Strombeziehungen (3.11a) und (3.11b) in (3.5c) eingesetzt. Daraus ergibt sich:

$$i_{0,*}^+ e^{-r\gamma} \left(e^\gamma - \frac{2Ai_0^+}{i_{0,*}^+} + e^{-\gamma} \right) + i_{0,*}^- e^{r\gamma} \left(e^\gamma - \frac{2Ai_0^-}{i_{0,*}^-} + e^{-\gamma} \right) = 0 \quad (3.18)$$

Analog zum Fall für die Spannungen muss auch hier für eine nichttriviale Lösung gelten:

$$e^\gamma - \frac{2Ai_0^+}{i_{0,*}^+} + e^{-\gamma} = 0 \quad \text{und} \quad e^\gamma - \frac{2Ai_0^-}{i_{0,*}^-} + e^{-\gamma} = 0 \quad (3.19a)$$

$$\Rightarrow i_{0,*}^+ = \frac{A}{\sqrt{AD}} i_0^+ \quad i_{0,*}^- = \frac{A}{\sqrt{AD}} i_0^- \quad (3.19b)$$

Im letzten Schritt werden nun die Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen des Netzwerks berechnet. Dazu werden die Gleichungen (3.10a), (3.11a) und (3.11b) in (3.4c) eingesetzt. Durch Termumformungen ergibt sich

$$u_0^+ e^{-r\gamma} + u_0^- e^{r\gamma} = \left(\frac{A}{C\sqrt{AD}} e^\gamma - \frac{A}{C} \right) i_0^+ e^{-r\gamma} + \left(\frac{A}{C\sqrt{AD}} e^{-\gamma} - \frac{A}{C} \right) i_0^- e^{r\gamma} \quad (3.20)$$

Dementsprechend muss gelten:

$$u_0^+ = \left(\frac{A}{C\sqrt{AD}} e^\gamma - \frac{A}{C} \right) i_0^+ \quad \text{und} \quad u_0^- = \left(\frac{A}{C\sqrt{AD}} e^{-\gamma} - \frac{A}{C} \right) i_0^- \quad (3.21a)$$

$$\Rightarrow \frac{u_0^+}{i_0^+} = \frac{A\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} := Z_{i1} \quad \frac{u_0^-}{i_0^-} = -\frac{A\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} = -Z_{i1} \quad (3.21b)$$

Hier wurde die sog. Bildimpedanz Z_{i1} eingeführt, die eine ähnliche Rolle einnimmt wie die charakteristische Impedanz einer Übertragungsleitung. Da das Zweitor im Allgemeinen nicht symmetrisch ist, kann außerdem eine zweite Bildimpedanz Z_{i2} eingeführt werden, die sich auf das zweite Tor des Zweitors

bezieht. Diese ergibt sich aus dem Verhältnis der Spannungs- und Stromkomponenten für ungerades k :

$$\frac{u_{0,*}^+}{i_{0,*}^+} = \frac{D}{\sqrt{AD}} u_0^+ \frac{\sqrt{AD}}{A i_0^+} = \frac{D}{A} \frac{u_0^+}{i_0^+} = \frac{D}{A} Z_{i1} = \frac{D\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} := Z_{i2} \quad (3.22a)$$

$$\frac{u_{0,*}^-}{i_{0,*}^-} = \frac{D}{\sqrt{AD}} u_0^- \frac{\sqrt{AD}}{A i_0^-} = \frac{D}{A} \frac{u_0^-}{i_0^-} = -\frac{D}{A} Z_{i1} = -Z_{i2} \quad (3.22b)$$

Hier wurden die bereits ermittelten Beziehungen zwischen den Spannungs- und Stromkomponenten für gerades und ungerades k genutzt ((3.17b) bzw. (3.19b)). Mithilfe der eingeführten Bildimpedanzen Z_{i1} , Z_{i2} und des Transformationsfaktors T_{i21} lassen sich die allgemeinen Spannungs- und Stromgleichungen (3.10a) bis (3.11b) nun schreiben als:

$$u_k = u_k^+ + u_k^- = \begin{cases} u_0^+ e^{-k\gamma} + u_0^- e^{k\gamma} & k \text{ gerade} \\ T_{i21} (u_0^+ e^{-k\gamma} + u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.23a)$$

$$i_k = i_k^+ + i_k^- = \begin{cases} u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma} & k \text{ gerade} \\ T_{i21} (u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.23b)$$

$$i_k = i_k^+ + i_k^- = \begin{cases} \frac{1}{Z_{i1}} (u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ gerade} \\ \frac{T_{i21}}{Z_{i2}} (u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.24a)$$

$$i_k = i_k^+ + i_k^- = \begin{cases} \frac{1}{Z_{i1}} (u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ gerade} \\ \frac{T_{i21}}{Z_{i2}} (u_0^+ e^{-k\gamma} - u_0^- e^{k\gamma}) & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.24b)$$

Mit den hergeleiteten Formeln können die Spannungen und Ströme im kaskadierten Netzwerk nun einfach berechnet werden. Die verbliebenen Unbekannten u_0^+ bzw. u_0^- müssen dabei mithilfe der Randbedingungen des Netzwerks ermittelt werden, d.h. über Kenntnis der Spannungen und Impedanzen an den Enden des Netzwerks.

Wie in Tab. 3.1 gezeigt wird, weichen die mit der obigen Herleitung ermittelten Formeln für die Bildparameter von den Ergebnissen aus [Gui53] ab. Betrachtet man die Ausdrücke für die im Allgemeinen komplexen $ABCD$ -Parameter, so ergeben sich zwar identische Beträge, die Phasen der Ausdrücke können aber voneinander abweichen. Ein einfaches Beispiel ist die Betrachtung des Transformationsfaktors für $A = -1, D = 1$. Hier ergibt sich $\frac{D}{\sqrt{AD}} = -j \neq j = \sqrt{\frac{D}{A}}$. Auch wenn die Formeln zur Berechnung der Bildparameter aus [Gui53] ebenfalls in Standardwerken wie [Poz11, S. 389f.],

Tabelle 3.1: Bestimmungsgleichungen für die Bildparameter

Bildparameter	Diese Arbeit	[Gui53]
Z_{i1}	$\frac{A\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}}$	$\sqrt{\frac{AB}{CD}}$
Z_{i2}	$\frac{D\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}}$	$\sqrt{\frac{BD}{AC}}$
T_{i21}	$\frac{D}{\sqrt{AD}}$	$\sqrt{\frac{D}{A}}$

[Rag48, S. 555], [Won93, S. 35f.] und [MYJ80, S. 51f.] aufgeführt werden, führen diese Formeln bei verschiedenen Netzwerken zu Fehlern, wie am Ende des Kapitels gezeigt wird. In der nachfolgenden Betrachtung von häufig in verteilten Verstärkern vorkommenden Netzwerken werden deshalb ausschließlich die in dieser Arbeit hergeleiteten Formeln für die Bildparameter verwendet.

3.2.2 Einführung des Reflexionsfaktors

Ähnlich wie in der Leitungstheorie kann auch im Zusammenhang mit Bildparametern ein Reflexionsfaktor definiert werden. Dieser ergibt sich aus dem Verhältnis der rücklaufenden zur hinlaufenden Komponente der Spannung u_k :

$$r_k = \frac{u_k^-}{u_k^+} \quad (3.25)$$

Nun wird mithilfe von (3.23a) bis (3.24b) der Zusammenhang zwischen dem Reflexionsfaktor und der korrespondierenden Impedanz betrachtet:

$$Z_k = \frac{u_k}{i_k} = \begin{cases} \frac{u_k^+ + u_k^-}{\frac{1}{Z_{i1}}(u_k^+ - u_k^-)} = \frac{1 + r_k}{1 - r_k} Z_{i1} & k \text{ gerade} & (3.26a) \\ \frac{u_k^+ + u_k^-}{\frac{1}{Z_{i2}}(u_k^+ - u_k^-)} = \frac{1 + r_k}{1 - r_k} Z_{i2} & k \text{ ungerade} & (3.26b) \end{cases}$$

Durch Umformung von (3.26a) bzw. (3.26b) ergibt sich:

$$r_k = \begin{cases} \frac{Z_k - Z_{i1}}{Z_k + Z_{i1}} & k \text{ gerade} \\ \frac{Z_k - Z_{i2}}{Z_k + Z_{i2}} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.27a)$$

$$r_k = \begin{cases} \frac{Z_k - Z_{i1}}{Z_k + Z_{i1}} & k \text{ gerade} \\ \frac{Z_k - Z_{i2}}{Z_k + Z_{i2}} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.27b)$$

Für die späteren Berechnungen im Zusammenhang mit dem verteilten Verstärker ist zudem das Transformationsverhalten des Reflexionsfaktors wichtig, d.h. der Zusammenhang zwischen den Reflexionsfaktoren an aufeinanderfolgenden Schnittstellen:

$$r_{k-1} = \frac{u_{k-1}^-}{u_{k-1}^+} = \begin{cases} \frac{T_{i21} u_0^- e^{(k-1)\gamma}}{T_{i21} u_0^+ e^{-(k-1)\gamma}} = r_k e^{-2\gamma} & k \text{ gerade} \\ \frac{u_0^- e^{(k-1)\gamma}}{u_0^+ e^{-(k-1)\gamma}} = r_k e^{-2\gamma} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.28a)$$

$$r_{k-1} = \frac{u_{k-1}^-}{u_{k-1}^+} = \begin{cases} \frac{T_{i21} u_0^- e^{(k-1)\gamma}}{T_{i21} u_0^+ e^{-(k-1)\gamma}} = r_k e^{-2\gamma} & k \text{ gerade} \\ \frac{u_0^- e^{(k-1)\gamma}}{u_0^+ e^{-(k-1)\gamma}} = r_k e^{-2\gamma} & k \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.28b)$$

Aus den Gleichungen (3.26a) bis (3.28b) ergibt sich eine weitere Eigenschaft der Bildimpedanzen Z_{i1} bzw. Z_{i2} . Bei Abschluss des Zweitores mit der Bildimpedanz Z_{i2} an Tor 2 ergibt sich dort und am Eingang des Zweitores ein Reflexionsfaktor von 0. Die Eingangsimpedanz des Zweitores beträgt entsprechend gerade Z_{i1} . Die Bildimpedanzen sind also dadurch gekennzeichnet, dass sich bei Abschluss eines Tores mit der entsprechenden Bildimpedanz am anderen Tor die zu diesem Tor gehörende Bildimpedanz als Eingangsimpedanz ergibt. Die Gleichungen (3.26a) bis (3.28b) demonstrieren außerdem, dass der Zusammenhang zwischen Reflexionsfaktor und Impedanz und das Transformationsverhalten des Reflexionsfaktors die gleichen Relationen aufweisen wie bei der Beschreibung von klassischen Übertragungsleitungen [ZB73, S. 48]. Dies ist ein weiterer Grund dafür, warum sich Bildparameter gut zur anschaulichen Beschreibung von kaskadierten Netzwerken eignen.

3.3 Bildparameter von Netzwerkstrukturen aus verteilten Verstärkern

In verteilten Verstärkern werden die Verstärkerzellen in Netzwerkstrukturen eingebettet, die z.B. aus Induktivitäten oder hochohmigen Übertragungslei-

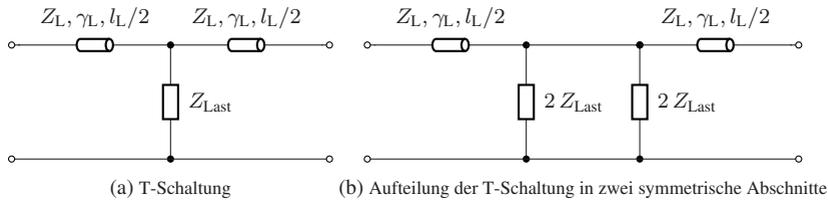


Abbildung 3.5: Leitungsabschnitt aus Übertragungsleitung und Lastimpedanz

tungen bestehen. Im folgenden Abschnitt werden typische Netzwerkstrukturen aus verteilten Verstärkern betrachtet.

3.3.1 Übertragungsleitungen mit Lastimpedanz

In integrierten Schaltungen werden die Verstärkerstufen von verteilten Verstärkern häufig in hochohmige Mikrostreifen- oder Koplanarleitungen eingebettet. In diesem Abschnitt sollen die Bildparameter der häufig vorkommenden Struktur in Abb. 3.5a untersucht werden, bei der eine Lastimpedanz zwischen zwei Leitungsstücken eingefügt wird. Um die Theorie aus Abschnitt 3.2 verwenden zu können, muss diese T-Schaltung zur Netzwerkberechnung in zwei symmetrisch orientierte L-Netzwerke aufgeteilt werden, wie in Abb. 3.5b zu sehen ist. Um die $ABCD$ -Parameter dieses L-Netzwerks zu berechnen, können die bekannten Kettenmatrizen einer Übertragungsleitung [CWHS07, S. 204] und einer Parallelimpedanz [CWHS07, S. 170] multipliziert werden. Es ergibt sich:

$$[A] = \begin{pmatrix} \cosh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) & Z_L \sinh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) \\ \frac{1}{Z_L} \sinh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) & \cosh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2Z_{Last}} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$= \begin{pmatrix} \cosh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) + \frac{Z_L}{2Z_{Last}} \sinh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) & Z_L \sinh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) \\ \frac{1}{Z_L} \sinh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) + \frac{1}{2Z_{Last}} \cosh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) & \cosh\left(\frac{\gamma_L l_L}{2}\right) \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Im Folgenden sollen einige Näherungsformeln der Bildparameter für den Spezialfall einer verlustlosen Leitung mit einem Kondensator als Lastimpedanz hergeleitet werden, die als einfache Entwurfsgleichungen für verteilte Verstär-

ker genutzt werden können. In diesem Fall vereinfachen sich die $ABCD$ -Parameter aus (3.30) zu:

$$A = \cos\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) - \frac{Z_L \omega C_{\text{Last}}}{2} \sin\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) \quad (3.31)$$

$$B = j Z_L \sin\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) \quad (3.32)$$

$$C = j \left(\frac{1}{Z_L} \sin\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) + \frac{\omega C_{\text{Last}}}{2} \cos\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) \right) \quad (3.33)$$

$$D = \cos\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) \quad (3.34)$$

Aus den Definitionsgleichungen (3.21b) bzw. (3.22a) für die Bildimpedanzen ergibt sich, dass diese grundsätzlich frequenzabhängige Größen sind. Beim Entwurf von verteilten Verstärkern wird versucht, die Bildimpedanzen in erster Näherung an die Systemimpedanz anzugleichen, um eine breitbandige Anpassung an Ein- und Ausgang der Schaltung zu erreichen. Eine grundlegende Entwurfsgleichung für die Wahl der Leitungslänge ergibt sich aus der Bildimpedanz für niedrige Frequenzen, die aus den $ABCD$ -Parametern für $\beta_L \rightarrow 0$ berechnet werden kann:

$$Z_{i1, \omega \rightarrow 0} = Z_{i1, 0} = Z_{i2, 0} = \sqrt{\frac{Z_L^2 l_L}{l_L + v_L C_{\text{Last}} Z_L}} = \sqrt{\frac{L'_L l_L}{C'_L l_L + C_{\text{Last}}}} \quad (3.35)$$

Hier wurden im letzten Schritt die Beziehungen $Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}}$ [CWHS07, S. 206] und $v_L = \frac{\omega}{\beta_L} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}}$ [CWHS07, S. 201, 205] für verlustlose Leitungen verwendet. Auch wenn Gleichung (3.35) eine Näherung für niedrige Frequenzen darstellt, kann daraus ein erster Wert für die Leitungslänge ermittelt werden, der anschließend optimiert werden kann.

Um Real- und Imaginärteil der Ausbreitungskonstante $\gamma = \alpha + j\beta$ des L-Netzwerks abzuschätzen, wird zunächst Gleichung (3.13c) genutzt und die berechneten $ABCD$ -Parameter eingesetzt:

$$\cosh^2(\gamma) = AD = \cos^2\left(\frac{\beta_L l_L}{2}\right) - \frac{Z_L \omega C_{\text{Last}} \sin(\beta_L l_L)}{4} \quad (3.36)$$

Aus $\cosh(\gamma) = \cosh(\alpha) \cos(\beta) + j \sin(\beta) \sinh(\alpha)$ [Zob24, S. 577] ergibt sich ebenfalls:

$$\begin{aligned} \cosh^2(\gamma) &= \cosh^2(\alpha) \cos^2(\beta) - \sin^2(\beta) \sinh^2(\alpha) \\ &\quad + j2 \cosh(\alpha) \cos(\beta) \sin(\beta) \sinh(\alpha) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Betrachtet man die Imaginärteile von (3.36) und (3.37), ergibt sich die intuitive Lösung $\alpha = 0$ für die Dämpfungskonstante, wenn man eine nichttriviale Lösung $\beta \neq \frac{i\pi}{2}$, $i \in \mathbb{Z}_0$ voraussetzt. Damit ergibt sich aus (3.37)

$$\Re\{\cosh^2(\gamma)\} \stackrel{\alpha=0}{=} \cos^2(\beta) \stackrel{\beta \ll \frac{\pi}{2}}{\approx} 1 - \beta^2 \quad (3.38)$$

Hier wurden das Additionstheorem $\cos^2(x) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2x))$ [BSMM08, S. 83] und die Kleinwinkelnäherung $\cos x \approx 1 - \frac{x^2}{2}$ [BSMM08, S. 1067] verwendet, um eine näherungsweise Berechnung von β für niedrige Frequenzen zu ermöglichen. Aus Gleichung (3.36) lässt sich der Realteil ebenfalls nähern als:

$$\Re\{\cosh^2(\gamma)\} \stackrel{\beta \ll \frac{\pi}{2}}{\approx} 1 - \frac{\omega^2 l_L^2}{4v_L^2} - \frac{Z_L \omega^2 C_{\text{Last}} l_L}{4v_L} \quad (3.39)$$

Auch hier wurde die o.g. Kleinwinkelnäherung für den Kosinus sowie für den Sinus $\sin(x) \approx x$ [BSMM08, S. 1067] genutzt. Aus dem Vergleich von (3.38) mit (3.39) kann die Phasenkonstante näherungsweise berechnet werden:

$$\beta \approx \frac{\omega}{2} \sqrt{\frac{l_L}{v_L} \left(\frac{l_L}{v_L} + Z_L C_{\text{Last}} \right)} = \frac{\omega}{2} \sqrt{L'_L l_L (C'_L l_L + C_{\text{Last}})} \quad (3.40)$$

Die in der Praxis auftretenden Verstärkerstufen weisen in der Regel keine rein kapazitiven Ein- und Ausgangsimpedanzen auf. Häufig können die Impedanzen durch Serienschaltungen aus einem Widerstand und einem Kondensator angenähert werden. In diesem Fall besitzt Gleichung (3.36) ebenfalls einen Imaginärteil, und die triviale Lösung $\alpha = 0$ gilt nicht mehr. Für den Fall ge-

ringer Dämpfung kann die Dämpfungskonstante α näherungsweise berechnet werden. Aus (3.36) bzw. (3.37) ergibt sich dann:

$$\Im\{\cosh^2(\gamma)\} = \frac{Z_L \omega^2 C_{\text{Last}}^2 R_{\text{Last}} \sin(\beta l_L)}{4 \left(1 + (\omega R_{\text{Last}} C_{\text{Last}})^2\right)} \quad (3.41)$$

$$\beta \ll \frac{\pi}{2}, \omega R_{\text{Last}} C_{\text{Last}} \ll 1 \approx \frac{Z_L \omega^3 C_{\text{Last}}^2 R_{\text{Last}} l_L}{4v_L}$$

$$\Re\{\cosh^2(\gamma)\} = 2 \cosh(\alpha) \cos(\beta) \sin(\beta) \sinh(\alpha) \stackrel{\alpha, \beta \ll \frac{\pi}{2}}{\approx} 2\alpha\beta \quad (3.42)$$

$$\Rightarrow \alpha \approx \frac{\omega^2 R_{\text{Last}} C_{\text{Last}}^2}{4} \sqrt{\frac{Z_L^2 l_L}{l_L + v_L C_{\text{Last}} Z_L}} = \frac{\omega^2 R_{\text{Last}} C_{\text{Last}}^2}{4} Z_{i1,0} \quad (3.43)$$

Hier wurde für β die für den Fall $R_{\text{Last}} = 0$ ermittelte Näherungsformel (3.40) eingesetzt, sowie neben der o.g. Kleinwinkelnäherung für die Sinusfunktion zudem noch $\cos(x) \approx 1$ [BSMM08, S. 1067], $\sinh(x) \approx x$ [BSMM08, S. 1070] bzw. $\cosh(x) \approx 1$ [BSMM08, S. 1070] verwendet.

Die berechneten Näherungsformeln für die Bildimpedanz und die Ausbreitungskonstante ermöglichen eine Abschätzung der Ausbreitungseigenschaften auf den Leitungen, die für den ersten Entwurf einer Schaltung genutzt werden können.

3.3.2 LC-Schaltungen

Eine im Zusammenhang mit Filtern und verteilten Verstärkern ebenfalls häufig vorkommende Struktur ist die T-Schaltung aus konzentrierten Impedanzen, die in Abb. 3.6a gezeigt ist. Um den Vergleich zwischen der bereits berechneten T-Schaltung mit einer Übertragungsleitung und der oft genutzten Näherung mit diskreten Elementen vornehmen zu können (z.B. [BPP⁺84] [ASB⁺98]), wird die in Abb. 3.6b gezeigte Schaltung untersucht. Die Werte für die Elemente L_L und C_L , die ein einfaches Ersatzschaltbild der Leitung darstellen, können dabei über $L_L = L'_L l_L$ und $C_L = C'_L l_L$ berechnet werden. Die $ABCD$ -Parameter für den Fall allgemeiner Impedanzen sowie für die spezifische Schaltung aus Abb. 3.6b mit einer RC -Last lauten:

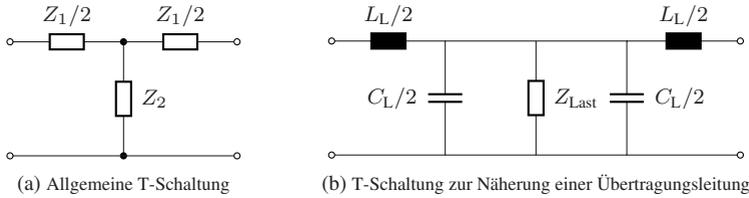


Abbildung 3.6: Leitungsabschnitt aus diskreten Impedanzen

$$\begin{aligned}
 [A] &= \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{4Z_2} & \frac{Z_1}{2} \\ \frac{1}{2Z_2} & 1 \end{pmatrix} & (3.44) \\
 &= \begin{pmatrix} 1 - \frac{\omega^2 L_L}{4} \left(C_L + \frac{C_{Last}}{1 + (\omega R_{Last} C_{Last})^2} \right) + j \frac{\omega^3 L_L R_{Last} C_{Last}^2}{4(1 + (\omega R_{Last} C_{Last})^2)} & \frac{j\omega L_L}{2} \\ \frac{\omega^2 R_{Last} C_{Last}^2}{2(1 + (\omega R_{Last} C_{Last})^2)} + j \frac{\omega}{2} \left(C_L + \frac{C_{Last}}{1 + (\omega R_{Last} C_{Last})^2} \right) & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Für den verlustlosen Fall $R_{Last} = 0$ können die frequenzabhängigen Bildimpedanzen wie folgt aus den $ABCD$ -Parametern berechnet werden:

$$Z_{i1} = \frac{A\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L + C_{Last}}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \quad (3.45)$$

$$Z_{i2} = \frac{D\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L + C_{Last}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \quad (3.46)$$

Dabei wurde die Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{2}{\sqrt{L_L(C_L + C_{Last})}}$ eingeführt, bei der Z_{i1} den Wert 0 annimmt. Für $\omega \rightarrow 0$ können die Bildimpedanzen zu

$$Z_{i1, \omega \rightarrow 0} = Z_{i1,0} = Z_{i2,0} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L + C_{Last}}} = \sqrt{\frac{L'_L l_L}{C'_L l_L + C_{Last}}} \quad (3.47)$$

berechnet werden. Ähnlich wie im vorherigen Abschnitt können über $\cosh^2(\gamma) = AD$ Näherungsformeln für die Ausbreitungskonstante abgelei-

tet werden. Dabei ergibt sich für $R_{\text{Last}} = 0$ die identische Näherungsformel für die Phasenkonstante wie im Fall der verlustlosen Leitung:

$$\beta \approx \frac{\omega}{2} \sqrt{L_L (C_L + C_{\text{Last}})} = \frac{\omega}{2} \sqrt{L'_L l_L (C'_L l_L + C_{\text{Last}})} \quad (3.48)$$

Auch die Näherungsformel für die Dämpfung ist identisch wie im Fall der verlustlosen Leitung:

$$\alpha \approx \frac{\omega^2 R_{\text{Last}} C_{\text{Last}}^2}{4} \sqrt{\frac{L_L}{C_L + C_{\text{Last}}}} = \frac{\omega^2 R_{\text{Last}} C_{\text{Last}}^2}{4} Z_{i1,0} \quad (3.49)$$

Während die Näherungsformeln der Bildimpedanz und der Ausbreitungskonstante für niedrige Frequenzen identisch zum Fall der verlustlosen Leitung sind, ergeben sich für höhere Frequenzen Unterschiede, und das Ersatzschaltbild der Leitung durch eine LC -Schaltung gilt nur noch in erster Näherung. Dies wird am Ende des Kapitels anhand einer konkreten Verstärkerschaltung verdeutlicht.

3.4 Kleinsignalbeschreibung des verteilten Verstärkers mithilfe von Bildparametern

Im folgenden Abschnitt werden auf Basis der Bildparameter sowohl der Spannungsgewinn als auch die Streuparameter des verteilten Verstärkers mit homogenen Verstärkerstufen und unilateralen Verstärkerzellen berechnet. Die Ergebnisse der im Folgenden beschriebenen Herleitung wurden in [3] veröffentlicht.

3.4.1 Herleitung des Spannungsgewinns

Die untersuchte unilaterale Verstärkerstruktur ist in Abb. 3.7 gezeigt. Die Leitungsstrukturen des Verstärkers bestehen aus identischen Stufen, die aus reziproken, symmetrisch angeordneten Zweitoren aufgebaut sind. Die Ein- und Ausgangsimpedanzen der aktiven Verstärkerzellen sind Bestandteil der Zweitore, und die Transferfunktion der Verstärkerzelle wird durch G_{zelle} berücksichtigt. Um einen Ausdruck für die Spannungsverstärkung des verteilten Verstärkers aus Abb. 3.7 herzuleiten, muss zunächst die Eingangsspannung an der k -ten Verstärkerzelle $u_{\text{ein},k}$ berechnet werden. Über (3.23b) lässt sich die

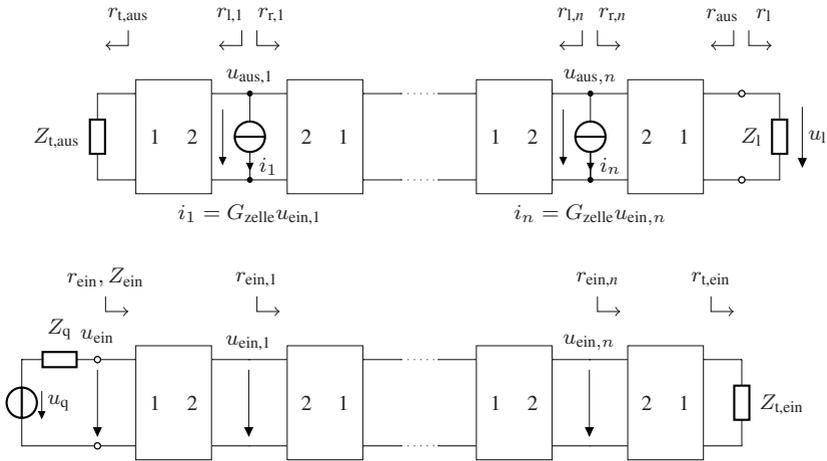


Abbildung 3.7: Struktur des untersuchten verteilten Verstärkers

komplexe Amplitude des hinlaufenden Anteils der Spannungswelle wie folgt ausdrücken:

$$u_{\text{ein},k}^+ = T_{i21,\text{ein}} e^{-(2k-1)\gamma_{\text{ein}}} u_{\text{ein}}^+ \quad (3.50)$$

Die Eingangsspannung lässt sich über den Spannungsteiler am Eingang berechnen:

$$u_{\text{ein}} = \frac{Z_{\text{ein}}}{Z_{\text{ein}} + Z_q} u_q = u_{\text{ein}}^+ + u_{\text{ein}}^- = u_{\text{ein}}^+ (1 + r_{\text{ein}}) \quad (3.51)$$

$$\Rightarrow u_{\text{ein}}^+ = \frac{Z_{\text{ein}}}{Z_{\text{ein}} + Z_q} \frac{1}{1 + r_{\text{ein}}} u_q \quad (3.52)$$

Der verwendete Reflexionsfaktor r_{ein} am Eingang der Schaltung lässt sich über (3.28a) bzw. (3.28b) aus dem Reflexionsfaktor am Leitungsende $r_{t,\text{ein}}$ berechnen:

$$r_{\text{ein}} = r_{t,\text{ein}} e^{-4n\gamma_{\text{ein}}} = \frac{Z_{t,\text{ein}} - Z_{i1,\text{ein}}}{Z_{t,\text{ein}} + Z_{i1,\text{ein}}} e^{-4n\gamma_{\text{ein}}} \quad (3.53)$$

Entsprechend (3.26a) ergibt sich die Eingangsimpedanz der Schaltung zu

$$Z_{\text{ein}} = \frac{1 + r_{\text{ein}}}{1 - r_{\text{ein}}} Z_{i1,\text{ein}} \quad (3.54)$$

Durch Einsetzen von (3.52) bis (3.54) in (3.50) ergibt sich:

$$u_{\text{ein},k}^+ = T_{i21,\text{ein}} u_q e^{-(2k-1)\gamma_{\text{ein}}} \frac{Z_{i1,\text{ein}}}{(1+r_{\text{ein}})Z_{i1,\text{ein}} + (1-r_{\text{ein}})Z_q} \quad (3.55)$$

Die Spannung am Eingang der k -ten Verstärkerzelle ergibt sich nun aus dem Reflexionsfaktor an der entsprechenden Stelle zu

$$u_{\text{ein},k} = u_{\text{ein},k}^+ (1+r_{\text{ein},k}) \quad (3.56)$$

und der Reflexionsfaktor kann wieder über (3.28a) bzw. (3.28b) berechnet werden:

$$r_{\text{ein},k} = r_{t,\text{ein}} e^{-4(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{ein}}} \quad (3.57)$$

Aus (3.55) bis (3.57) lässt sich die Eingangsspannung der k -ten Verstärkerzelle schließlich zu

$$u_{\text{ein},k} = T_{i21,\text{ein}} u_q \frac{Z_{i1,\text{ein}}}{Z_{i1,\text{ein}} + Z_q} \frac{e^{2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{ein}}} + r_{t,\text{ein}} e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{ein}}}}{e^{2n\gamma_{\text{ein}}} - r_q r_{t,\text{ein}} e^{-2n\gamma_{\text{ein}}}} \quad (3.58)$$

berechnen, wobei r_q den Reflexionsfaktor der Quellimpedanz bezeichnet:

$$r_q = \frac{Z_q - Z_{i1,\text{ein}}}{Z_q + Z_{i1,\text{ein}}} \quad (3.59)$$

Im nächsten Schritt wird die Ausgangsleitung des Verstärkers betrachtet. Um die Spannung u_l über der Lastimpedanz zu berechnen, wird zunächst der individuelle Beitrag jeder Stromquelle berechnet und anschließend nach dem Superpositionsprinzip die Gesamtspannung berechnet. Dazu ist zunächst die Lastimpedanz der k -ten Stromquelle i_k ohne den Einfluss der anderen Stromquellen zu bestimmen. Für jede Stromquelle ergeben sich links- und rechtsseitige Lastimpedanzen, deren Reflexionsfaktoren wie folgt aus der Terminierungsimpedanz bzw. der Lastimpedanz berechnet werden können:

$$r_{l,k} = r_{t,\text{aus}} e^{-4(k-\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} = \frac{Z_{t,\text{aus}} - Z_{i1,\text{aus}}}{Z_{t,\text{aus}} + Z_{i1,\text{aus}}} e^{-4(k-\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} \quad (3.60)$$

$$r_{r,k} = r_l e^{-4(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} = \frac{Z_l - Z_{i1,\text{aus}}}{Z_l + Z_{i1,\text{aus}}} e^{-4(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} \quad (3.61)$$

Die Lastimpedanz der k -ten Verstärkerstufe kann damit zu

$$Z_{1,k} = \frac{\frac{1+r_{1,k}}{1-r_{1,k}} Z_{i2,\text{aus}} \frac{1+r_{r,k}}{1-r_{r,k}} Z_{i2,\text{aus}}}{\frac{1+r_{1,k}}{1-r_{1,k}} Z_{i2,\text{aus}} + \frac{1+r_{r,k}}{1-r_{r,k}} Z_{i2,\text{aus}}} = \frac{Z_{i2,\text{aus}} (1+r_{1,k}) (1+r_{r,k})}{2 (1-r_{1,k} r_{r,k})} \quad (3.62)$$

bestimmt werden. Die Ausgangsspannung an der k -ten Verstärkerstufe ergibt sich nun aus der Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle G_{zelle} und der berechneten Lastimpedanz:

$$u_{\text{aus},k} = -G_{\text{zelle}} u_{\text{ein},k} Z_{1,k} \quad (3.63)$$

Aus Sicht der betrachteten Stromquelle kann das rechtsseitige Netzwerk der Ausgangsleitung als Netzwerk mit einer Quellspannung $u_{\text{aus},k}$ betrachtet werden, das als erstes Netzwerkelement ein Zweiter in der umgekehrten Konfiguration enthält, d.h. mit Tor 2 am Eingang des Netzwerks. Die $ABCD$ -Matrix $[A']$ des umgekehrten Netzwerks kann durch Matrixinversion wie folgt aus den $ABCD$ -Parametern des Netzwerks in der ursprünglichen Ausrichtung berechnet werden:

$$[A'] = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D & B \\ C & A \end{pmatrix} \quad (3.64)$$

Aus den Definitionsgleichungen für die Bildparameter (s. (3.15a), (3.15b) bzw. Tab. 3.1) ergibt sich sofort, dass die Ausbreitungskonstanten identisch zum Fall des Netzwerks in ursprünglicher Ausrichtung sind, und dass die Bildimpedanzen unter Berücksichtigung der Nummerierung der Tore ebenfalls gleich sind. Die Transformationskonstante des umgekehrten Netzwerks berechnet sich zu $T'_{i21,\text{aus}} = \frac{D'}{\sqrt{A'D'}} = \frac{A}{\sqrt{AD}} := T_{i12,\text{aus}}$.

Um die von der k -ten Stromquelle verursachte Spannung über der Lastimpedanz der Schaltung zu bestimmen, wird wieder eine Zerlegung in den hin- und rücklaufenden Anteil der Spannungswelle vorgenommen:

$$u_{1,k} = u_{1,k}^+ + u_{1,k}^- = u_{1,k}^+ (1+r_1) \quad (3.65)$$

Mit der Transformationsbeziehung (3.23b) lassen sich die hinlaufenden Spannungsanteile an der k -ten Verstärkerstufe und am Ausgang der Schaltung einfach verknüpfen:

$$u_{1,k}^+ = T_{i12,\text{aus}} e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} u_{\text{aus},k}^+ \quad (3.66)$$

Mithilfe von $u_{\text{aus},k} = u_{\text{aus},k}^+ + u_{\text{aus},k}^- = u_{\text{aus},k}^+ (1 + r_{r,k})$ und den Beziehungen (3.63), (3.65) und (3.66) lässt sich die Ausgangsspannung berechnen:

$$u_{1,k} = -T_{i12,\text{aus}} G_{\text{zelle}} \frac{Z_{i2,\text{aus}}}{2} \frac{1 + r_1}{1 - r_{t,\text{aus}} r_1 e^{-4n\gamma_{\text{aus}}}} u_{\text{ein},k} \cdot \left(e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} + r_{t,\text{aus}} e^{-2(n+k-\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} \right) \quad (3.67)$$

Die Gesamtspannung am Ausgang ergibt sich entsprechend durch Berücksichtigung aller n Stromquellen:

$$u_1 = \sum_{k=1}^n u_{1,k} = -T_{i12,\text{aus}} G_{\text{zelle}} \frac{Z_{i2,\text{aus}}}{2} \frac{1 + r_1}{1 - r_{t,\text{aus}} r_1 e^{-4n\gamma_{\text{aus}}}} \cdot \sum_{k=1}^n u_{\text{ein},k} \left(e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} + r_{t,\text{aus}} e^{-2(n+k-\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} \right) \quad (3.68)$$

Durch Einsetzen von (3.58) in (3.68) lässt sich nun die Spannungsverstärkung der Gesamtschaltung berechnen:

$$G_{\text{u}} = \frac{u_1}{u_{\text{q}}} = -T_{i21,\text{ein}} T_{i12,\text{aus}} G_{\text{zelle}} \frac{Z_{i1,\text{ein}}}{Z_{i1,\text{ein}} + Z_{\text{q}}} \frac{Z_{i2,\text{aus}}}{2} \cdot \frac{1 + r_1}{(e^{2n\gamma_{\text{ein}}} - r_{\text{q}} r_{t,\text{ein}} e^{-2n\gamma_{\text{ein}}}) (1 - r_{t,\text{aus}} r_1 e^{-4n\gamma_{\text{aus}}})} \cdot \sum_{k=1}^n \left(\left(e^{2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{ein}}} + r_{t,\text{ein}} e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{ein}}} \right) \cdot \left(e^{-2(n-k+\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} + r_{t,\text{aus}} e^{-2(n+k-\frac{1}{2})\gamma_{\text{aus}}} \right) \right) \quad (3.69)$$

Für den reflexionsfreien Fall, d.h. den Abschluss der Leitungen mit der jeweiligen Bildimpedanz, vereinfacht sich die Formel für den Gewinn zu:

$$G_{\text{u}} = -T_{i21,\text{ein}} T_{i12,\text{aus}} G_{\text{zelle}} \frac{Z_{i2,\text{aus}}}{4} \frac{1}{e^{2n\gamma_{\text{ein}}}} \sum_{k=1}^n e^{2(n-k+\frac{1}{2})(\gamma_{\text{ein}} - \gamma_{\text{aus}})} \quad (3.70)$$

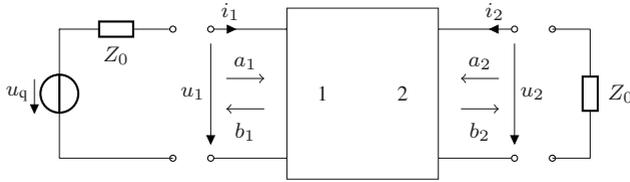


Abbildung 3.8: Zweitor in Vorwärtsschaltung mit reeller Quell- und Lastimpedanz

3.4.2 Berechnung der Streuparameter

Um die Streuparameter der verteilten Verstärkerschaltung für den häufig vorkommenden Fall einer reellen Bezugsimpedanz Z_0 an Ein- und Ausgang der Schaltung zu berechnen, wird das in Abb. 3.8 gezeigte allgemeine Zweitor betrachtet. Zur Berechnung der Streuparameter werden die Spannungen und Ströme gemäß $u_i = u_i^+ + u_i^-$, $i_i = i_i^+ - i_i^-$ und den Definitionen $a_i = u_i^+ / \sqrt{Z_0} = \sqrt{Z_0} i_i^+$, $b_i = u_i^- / \sqrt{Z_0} = \sqrt{Z_0} i_i^-$ in Form der Wellengrößen a_i bzw. b_i ausgedrückt [TS09, S. 1152f.].

Zur Bestimmung der Reflexionsparameter S_{11} bzw. S_{22} wird zunächst der Zusammenhang zwischen dem Reflexionsfaktor $r_i = b_i / a_i$ und der zugehörigen Impedanz betrachtet:

$$Z_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_i^+ + u_i^-}{i_i^+ - i_i^-} = \frac{\sqrt{Z_0} (a_i + b_i)}{\frac{1}{\sqrt{Z_0}} (a_i - b_i)} = Z_0 \frac{1 + r_i}{1 - r_i} \quad (3.71)$$

$$\Rightarrow r_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (3.72)$$

Die Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren bei Quell- und Lastimpedanzen Z_0 können über die auf die Bildimpedanzen bezogenen Reflexionsfaktoren $r_{\text{ein}} = r_{\text{t,ein}} e^{-4n\gamma_{\text{ein}}}$ und $r_{\text{aus}} = r_{\text{t,aus}} e^{-4n\gamma_{\text{aus}}}$ bestimmt werden:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_{\text{ein}} - Z_0}{Z_{\text{ein}} + Z_0} = \frac{\frac{1+r_{\text{ein}}}{1-r_{\text{ein}}} Z_{\text{i1,ein}} - Z_0}{\frac{1+r_{\text{ein}}}{1-r_{\text{ein}}} Z_{\text{i1,ein}} + Z_0} \quad (3.73)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{Z_{\text{aus}} - Z_0}{Z_{\text{aus}} + Z_0} = \frac{\frac{1+r_{\text{aus}}}{1-r_{\text{aus}}} Z_{\text{i1,aus}} - Z_0}{\frac{1+r_{\text{aus}}}{1-r_{\text{aus}}} Z_{\text{i1,aus}} + Z_0} \quad (3.74)$$

Ausgehend von der in (3.69) berechneten Spannungsverstärkung kann auf einfache Weise der Transmissionsfaktor S_{21} bestimmt werden. Aus der Maschengleichung am Eingang des Zweitores ergibt sich:

$$i_1 Z_0 + u_1 = u_q \quad (3.75)$$

$$\left(\frac{a_1}{\sqrt{Z_0}} - \frac{b_1}{\sqrt{Z_0}} \right) Z_0 + \sqrt{Z_0} (a_1 + b_1) = u_q \quad (3.76)$$

$$\Rightarrow a_1 = \frac{u_q}{2\sqrt{Z_0}} \quad (3.77)$$

Am Ausgangstor des Netzwerks ergibt sich die Ausgangsspannung zu

$$u_1 = \sqrt{Z_0} (a_2 + b_2) \Rightarrow b_2 = \frac{u_1}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.78)$$

Hier wurde genutzt, dass das zweite Tor mit der Impedanz Z_0 reflexionsfrei abgeschlossen ist, und deshalb $a_2 = 0$ gilt. Der Transmissionsfaktor ergibt sich nun definitionsgemäß als

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = 2 \frac{u_1}{u_q} = 2G_u \quad (3.79)$$

Mithilfe von Formel (3.69) kann der Spannungsgewinn der verteilten Verstärkerschaltung unter Berücksichtigung beliebiger Abschlussimpedanzen der Ein- und Ausgangsleitungen berechnet werden. Für den im Zusammenhang mit praktischer Schaltungsentwicklung relevanten Fall des Betriebs mit einer reellen Quell- und Lastimpedanz Z_0 können außerdem auf einfache Weise die Streuparameter berechnet werden. Mit der zugrundeliegenden Bildparameterbeschreibung wird somit eine intuitive Beschreibung des homogenen, verteilten Verstärkers mit unilateralen Verstärkerzellen ermöglicht.

3.5 Anwendungsbeispiele der Kleinsignalbeschreibung

In diesem Abschnitt sollen anhand verschiedener Beispielschaltungen zum einen Unterschiede zur Berechnung der Bildparameter nach [Gui53] aufgezeigt werden, und zum anderen die Auswirkungen der Reflexionen an den Leitungsenden untersucht werden, die entsprechend den Ausführungen in Ab-

schnitt 3.1 in Kleinsignalbeschreibungen oft vernachlässigt werden. Die in den Abschnitten 3.2 bis 3.4 hergeleiteten Formeln werden dazu mithilfe von MATLAB numerisch ausgewertet.

3.5.1 Vergleich mit der Berechnung der Bildparameter nach Guillemin

Zum Vergleich der Auswirkungen der unterschiedlichen Berechnungsformeln für die Bildparameter wird zunächst das bereits betrachtete Beispiel einer LC -Schaltung aus Abschnitt 3.3.2 herangezogen. Die in Abschnitt 3.3.2 hergeleiteten Bildimpedanzen für diesen Fall lauten:

$$Z_{i1} = \frac{A\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} = \overbrace{\sqrt{\frac{L}{C}}}^{Z_{i,0}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \quad (3.80)$$

$$Z_{i2} = \frac{D\sqrt{BC}}{C\sqrt{AD}} = Z_{i,0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \quad (3.81)$$

Die Grenzfrequenz berechnet sich dabei zu $\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}}$. Nutzt man die Formeln aus [Gui53, S. 171] für die Berechnung der Bildimpedanzen, so ergibt sich für die Bildimpedanz an Tor 1 das identische Ergebnis wie bei der obigen Berechnung:

$$Z_{i1,Guill.} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} = Z_{i,0} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} = Z_{i1} \quad (3.82)$$

Dagegen führt die Berechnung der Bildimpedanz an Tor 2 zu einem Ergebnis, das bei Überschreiten der Grenzfrequenz eine andere Phase aufweist:

$$Z_{i2,Guill.} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} = Z_{i,0} \sqrt{\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} = \begin{cases} Z_{i2} & \omega \leq \omega_g \\ -Z_{i2} & \omega > \omega_g \end{cases} \quad (3.83a)$$

$$(3.83b)$$

Die korrekte Berechnung der Bildimpedanzen kann mithilfe der Bestimmung der Ein- bzw. Ausgangsimpedanz des Zweitores bei gleichzeitigem Abschluss des anderen Tores mit der jeweiligen Bildimpedanz überprüft werden. Für die

Eingangsimpedanz des Zweiters ergibt sich bei Abschluss von Tor 2 mit der Impedanz Z_{i2} :

$$\begin{aligned}
 Z_{\text{ein}} &= \frac{AZ_{i2} + B}{CZ_{i2} + D} = \frac{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right) Z_{i,0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} + j\frac{\omega L}{2}}{j\frac{\omega C}{2} Z_{i,0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} + 1} \\
 &= Z_{i,0} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \frac{1 + j\frac{\omega L}{2} \frac{1}{Z_{i,0} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}}{1 + j\frac{\omega C}{2} \frac{Z_{i,0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}} = Z_{i1} \quad (3.84)
 \end{aligned}$$

Im letzten Schritt wurde dabei die Beziehung $\frac{L}{Z_{i,0}} = \frac{L}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \sqrt{LC} = C\sqrt{\frac{L}{C}} = CZ_{i,0}$ genutzt. Analog kann man die Eingangsimpedanz des Zweiters berechnen, wenn die nach [Gui53] berechnete Bildimpedanz an Tor 2 verwendet wird:

$$Z_{\text{ein,Guill.}} = Z_{i,0} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \begin{cases} \frac{1 + j\frac{\omega L}{2} \frac{1}{Z_{i,0} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}}{1 + j\frac{\omega C}{2} \frac{Z_{i,0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}} & \omega \leq \omega_g \\ \frac{-1 + \frac{\omega L}{2} \frac{1}{Z_{i,0} \sqrt{\left|1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right|}}}{1 - \frac{\omega C}{2} \frac{Z_{i,0}}{\sqrt{\left|1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right|}}} & \omega > \omega_g \end{cases}$$

$$= \begin{cases} Z_{i1,\text{Guill.}} & \omega \leq \omega_g \\ -Z_{i1,\text{Guill.}} & \omega > \omega_g \end{cases} \quad (3.85a) \quad (3.85b)$$

Während sich bei Abschluss des Zweiters mit der Bildimpedanz Z_{i2} als Eingangsimpedanz wie erwartet Z_{i1} ergibt, tritt bei der Berechnung nach [Gui53] bei Frequenzen größer als der Grenzfrequenz ein Phasenfehler auf. Bei der Berechnung nach [Gui53] wird in diesem Frequenzbereich also eine grundlegende Eigenschaft der Bildimpedanzen verletzt. Analog zur Berechnung der

Eingangsimpedanz des Netzwerks kann ebenfalls die Ausgangsimpedanz des Zweitorts bei Abschluss des Eingangs mit der Bildimpedanz Z_{i1} berechnet werden. Auch hier ergibt sich bei der Berechnung nach [Gui53] bei Überschreiten der Grenzfrequenz wieder ein Phasenfehler.

Für die Berechnung von verteilten Verstärkern sind neben den Bildimpedanzen auch die Transformationsfaktoren des Netzwerks von Bedeutung. Mit der in Abschnitt 3.2 hergeleiteten Formel für den Transformationsfaktor T_{i21} ergibt sich:

$$T_{i21} = \frac{D}{\sqrt{AD}} = \frac{1}{\sqrt{A}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \quad (3.86)$$

Nutzt man dagegen die Formel aus [Gui53, S. 171], ergibt sich wieder ein Phasenfehler bei Überschreiten der Grenzfrequenz:

$$T_{i21, \text{Guill.}} = \sqrt{\frac{D}{A}} = \sqrt{\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} = \begin{cases} T_{i21} & \omega \leq \omega_g \\ -T_{i21} & \omega > \omega_g \end{cases} \quad (3.87a)$$

$$(3.87b)$$

Dagegen führt die Berechnung des Transformationsfaktors T_{i12} zu identischen Ergebnissen:

$$T_{i12} = \frac{A}{\sqrt{AD}} = \sqrt{A} = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \quad (3.88)$$

$$T_{i12, \text{Guill.}} = \sqrt{\frac{A}{D}} = \sqrt{A} = T_{i12} \quad (3.89)$$

Zum Vergleich der Auswirkungen auf eine konkrete Schaltung wird zunächst eine vierstufige Verstärkerschaltung mit verlustlosen LC -Netzwerken betrachtet, die in Abb. 3.9 gezeigt ist. Die Induktivität L der Eingangs- und Ausgangsleitung beträgt dabei 150 pH, und die Kapazitäten in der Ein- und Ausgangsleitung betragen 80 bzw. 60 fF. Damit ergeben sich die Grenzfrequenzen für die Ein- und Ausgangsleitungen zu 91,9 bzw. 106,1 GHz. Die Berechnungsergebnisse aus MATLAB für den Betrag und die Phase von S_{21} sowie für die Bildparameter sind in den Abb. 3.10 und 3.11 zu sehen. Dabei werden zur Berechnung der Bildparameter einerseits die in dieser Arbeit hergeleiteten Formeln herangezogen, und andererseits die Formeln aus [Gui53] verwendet. Als Referenz für das korrekte Ergebnis sind in Abb. 3.10a und 3.10b außerdem die Simulationsergebnisse für die Verstärkung aus ADS gezeigt. Während al-

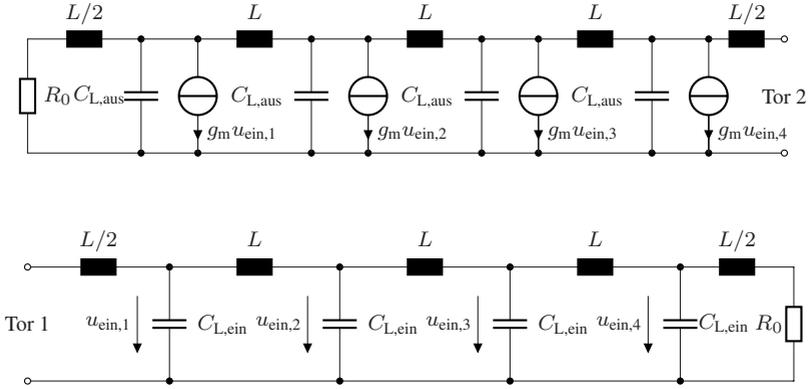


Abbildung 3.9: Vierstufiger verteilter Verstärker aus diskreten Bauelementen mit $L = 150 \text{ pH}$, $C_{L,\text{ein}} = 80 \text{ fF}$, $C_{L,\text{aus}} = 60 \text{ fF}$, $g_m = 1 \text{ S}$, $R_0 = 50 \Omega$

le drei gezeigten Varianten beim Betrag der Transmission übereinstimmende Verläufe aufweisen, zeigt der Phasenverlauf im Frequenzbereich von 92 bis 106 GHz Unterschiede, die man sich anhand der unterschiedlich berechneten Bildparameter erklären kann. In den Abb. 3.10c-f und 3.11 sind die Real- und Imaginärteile der Bildimpedanzen sowie Betrag und Phase des Produkts der Transformationsfaktoren gezeigt. Entsprechend den obigen Berechnungen zeigen die Bildimpedanzen an Tor 1 übereinstimmende Ergebnisse, während die Imaginärteile der Bildimpedanz an Tor 2 wie in (3.83b) berechnet bei Überschreiten der Grenzfrequenz ein unterschiedliches Vorzeichen aufweisen. Beim Produkt der Transformationsfaktoren (vgl. Abb. 3.11b) ergibt sich für Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz des Netzwerks der Eingangsleitung eine Phasenverschiebung um 180° , was entsprechend (3.87b) auf die falsch berechnete Phase von $T_{i21,\text{ein,Guill}}$ zurückzuführen ist. Die Unterschiede des Phasenverlaufs von S_{21} kann man sich anhand der Formel (3.69) für die Verstärkung nun wie folgt erklären. Die Ausbreitungskonstanten γ_{ein} , γ_{aus} und die Bildimpedanzen Z_{i1} (vgl. 3.82) für die LC -Schaltung werden sowohl mit den hier hergeleiteten Formeln als auch nach [Gui53] identisch berechnet, sodass dass sich in (3.69) durch die Exponentialterme und die Reflexionsfaktoren keine Unterschiede ergeben. Gemäß (3.89) wird der Transformationsfaktor der Ausgangsleitung ebenfalls identisch berechnet. Für die Phasenunterschiede sind deshalb also die Bildimpedanz $Z_{i2,\text{aus}}$ sowie $T_{i21,\text{ein}}$ zu betrachten. Un-

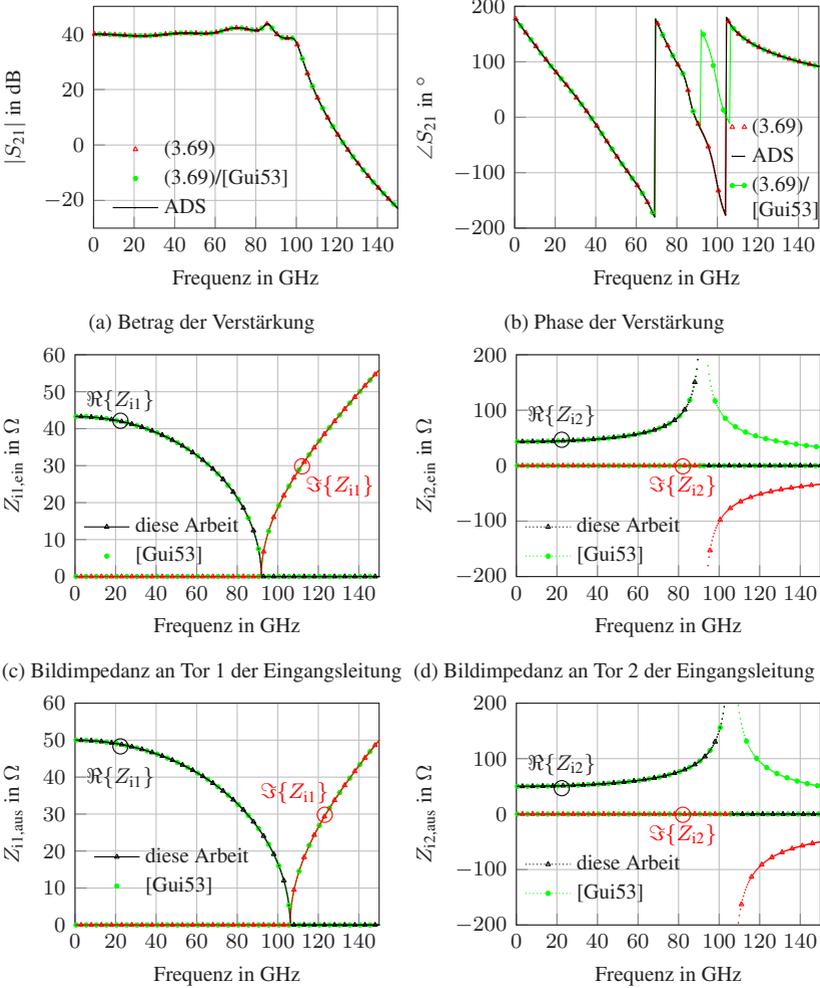


Abbildung 3.10: Verstärkung und Bildparameter des vierstufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.9

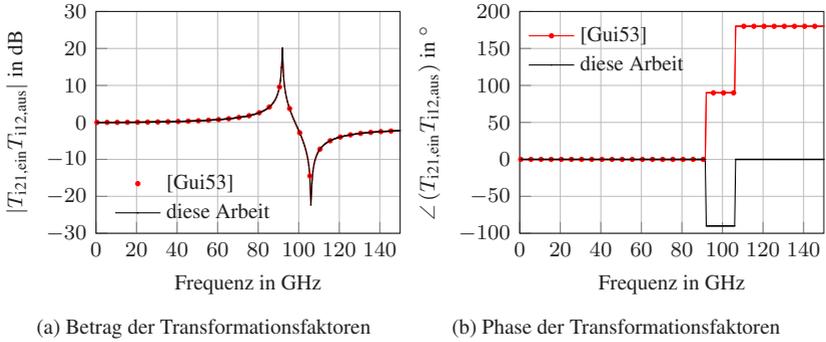


Abbildung 3.11: Transformationsfaktor des vierstufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.9

terhalb der Grenzfrequenz $f_{g,ein}$ der Eingangsleitung stimmen gemäß (3.87a) bzw. (3.83a) sowohl $T_{i21,ein}$ als auch $Z_{i2,aus}$ mit den Ergebnissen aus [Gui53] überein, weshalb sich kein Phasenfehler ergibt. Wird die Grenzfrequenz $f_{g,ein}$ überschritten, tritt bei der Berechnung von $T_{i21,ein,Guill.}$ entsprechend (3.87b) ein Phasenfehler von 180° auf, der sich auf die Phase von S_{21} überträgt. Die Phase von $Z_{i2,aus,Guill.}$ ist in diesem Frequenzbereich noch korrekt, da die Grenzfrequenz $f_{g,aus}$ des Ausgangsnetzwerks noch nicht überschritten wurde. Für Frequenzen größer als $f_{g,aus}$ ergibt sich sowohl für $T_{i21,ein,Guill.}$ als auch für $Z_{i2,aus,Guill.}$ ein Phasenfehler von 180° , sodass sich diese Fehler aufheben und die Phase von S_{21} wieder übereinstimmend berechnet wird.

Die unterschiedlich berechneten Phasen der Bildparameter können jedoch nicht nur für Phasenfehler bei der Berechnung des Verstärkergewinns sorgen, sondern auch den Betrag beeinflussen. Dies ist z.B. bei nicht-passiven Netzwerken der Fall. Als Beispiel wird wieder der vierstufige Verstärker aus Abb. 3.9 betrachtet, wobei nun ein zusätzlicher negativer Lastwiderstand von $R_{ein} = -5 \Omega$ in Serie mit der Lastkapazität am Eingang der Verstärkerstufe eingefügt wird. Wie das Beispiel des Emitterfolgers aus Abschnitt 2.3.4 zeigt, ist es auch in realen Schaltungen möglich, dass die Lastimpedanzen negative Realteile aufweisen. Wie in Abb. 3.12 zu sehen ist, führt die analytische Berechnung mit den in dieser Arbeit hergeleiteten Formeln zu übereinstimmenden Ergebnissen mit der ADS-Simulation, während die Formeln nach [Gui53] zu Fehlern sowohl im Betrag als auch in der Phase führen. Wie aus den Abb. 3.12(c) und (d) zu sehen ist, werden für das nicht-passive Netz-

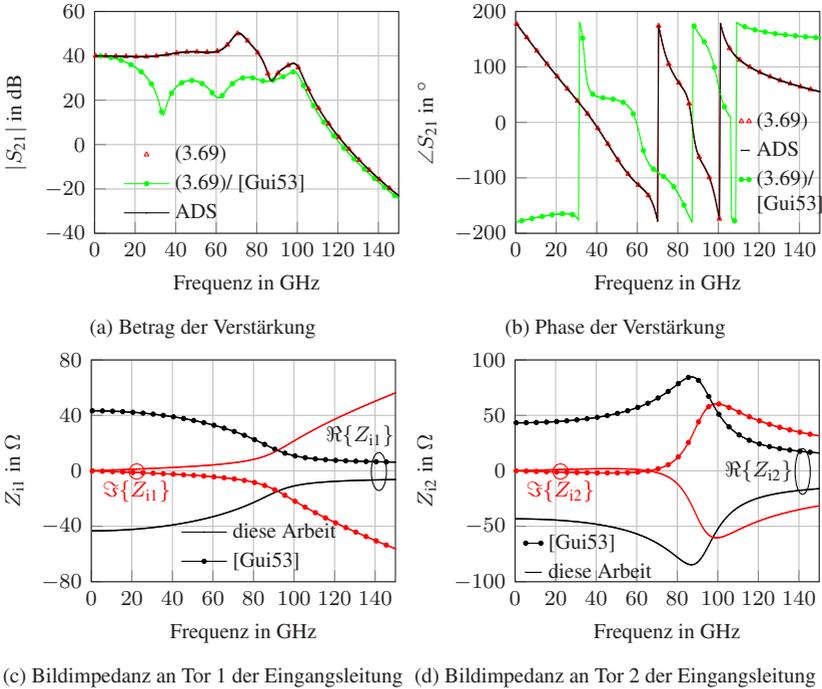


Abbildung 3.12: Verstärkung und Bildimpedanzen des vierstufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.9 mit $R_{\text{ein}} = -5 \Omega$

werk der Eingangsleitung beide Bildimpedanzen unterschiedlich berechnet. Entsprechend der Formel für den Verstärkergewinn (3.69) beeinflusst die unterschiedlich berechnete Bildimpedanz $Z_{i1,\text{ein}}$ das Ergebnis sowohl durch den Faktor $Z_{i1,\text{ein}} / (Z_{i1,\text{ein}} + Z_q)$ als auch über die Reflexionsfaktoren $r_{t,\text{ein}}$ und r_q , was sich auf den Betrag des Verstärkergewinns auswirkt.

Die gezeigten Beispiele verdeutlichen, dass die Berechnung der Bildparameter mit den Formeln nach [Gui53] bei verschiedenen Netzwerken zu Fehlern führt, die sich auch auf die Berechnungsergebnisse von Verstärkerschaltungen auswirken. Die weiteren in dieser Arbeit gezeigten analytisch berechneten Ergebnisse basieren ausschließlich auf den in den Abschnitten 3.2 bis 3.4 hergeleiteten Formeln, und wurden durch Vergleich mit Simulationsergebnissen aus ADS überprüft.

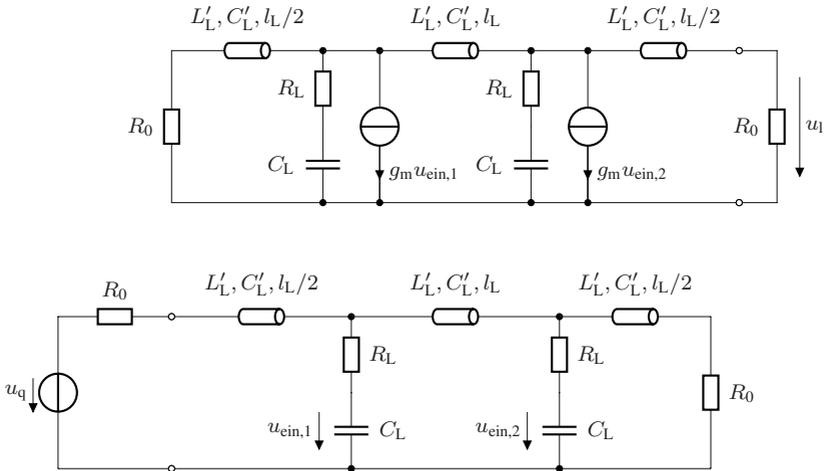


Abbildung 3.13: Zweistufiger verteilter Verstärker mit $L'_L = 600 \text{ nH/m}$, $C'_L = 70 \text{ pF/m}$, $l_L = 350 \mu\text{m}$, $C_L = 60 \text{ fF}$, $R_L = 1 \Omega/10 \Omega$, $R_0 = 50 \Omega$.

3.5.2 Berücksichtigung der Reflexionen an den Leitungsenden

In diesem Abschnitt soll an Beispielen der Einfluss der Reflexionen an den Abschlussimpedanzen der künstlichen Leitungen demonstriert werden, und dazu die Berechnungsvarianten mit und ohne Berücksichtigung der Abschlussimpedanzen verglichen werden.

Zunächst wird die in Abb. 3.13 gezeigte zweistufige Verstärkerschaltung betrachtet, wobei die Netzwerke aus verlustlosen Übertragungsleitungen und einer RC -Last bestehen. Die Leitung wird dabei mit Leitungsbelägen von $L'_L = 600 \text{ nH/m}$ und $C'_L = 70 \text{ pF/m}$ modelliert, die in erster Näherung das Verhalten einer hochohmigen Mikrostreifenleitung des IHP SG13G2 Prozesses abbilden. Die Lastkapazität der Eingangsleitung wird mit 60 fF angenommen, was in grober Näherung der Basis-Emitter-Kapazität eines npn13G2 Transistors mit acht Emitttern in der SG13G2 Technologie entspricht. Die Ausgangskapazität wird ebenfalls zu 60 fF gewählt, um einheitliche Längen der Ein- und Ausgangsleitung zu erreichen. In der Praxis kann dies z.B. durch eine zusätzliche Kapazität am Ausgang der Verstärkerzelle erreicht werden. Um bei niedrigen Frequenzen eine Bildimpedanz von etwa 50Ω zu erreichen, wird

die Leitungslänge mithilfe von Formel (3.35) zu $350\ \mu\text{m}$ bestimmt. Um den Einfluss der Reflexionen für unterschiedliche Dämpfungen des Netzwerks zu untersuchen, wird im ersten Fall ein Lastwiderstand von $1\ \Omega$ in Serie zur Lastkapazität geschaltet, und im zweiten Fall ein Lastwiderstand von $10\ \Omega$. Die Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle setzt sich aus dem RC -Tiefpass der Lastimpedanz der Eingangsleitung und einem Faktor $g_m = 125\ \text{mS}$ zusammen, der in etwa der Transkonduktanz des o.g. Transistors entspricht. Im Folgenden wird die in der Praxis oftmals auftretende Situation betrachtet, bei der sowohl die Terminierungsimpedanzen, als auch die Quell- und Lastimpedanz zu $50\ \Omega$ gewählt werden.

Neben dem Vergleich der Berechnungsvarianten mit und ohne Berücksichtigung der Reflexionen an den Leitungsenden wird außerdem der Fall betrachtet, dass die Übertragungsleitung wie in Abschnitt 3.3.2 durch ein LC -Netzwerk angenähert wird, wie es häufig in Publikationen zu verteilten Verstärkern zu finden ist (z.B. [BPB⁺84] [ASB⁺98]). Die Bauteilwerte werden dafür zu $L_L = L'_L l_L$ und $C_L = C'_L l_L$ gewählt.

In den Abb. 3.14(a) und 3.15(a) wird der berechnete Spannungsgewinn der Schaltung für den Fall eines Lastwiderstands von $1\ \Omega$ bzw. $10\ \Omega$ gezeigt. Im Fall des geringeren Lastwiderstands zeigt die Berechnung ohne Berücksichtigung der Reflexionen bei hohen Frequenzen einen deutlichen Anstieg des berechneten Gewinns, der bei Berücksichtigung der $50\ \Omega$ Abschlüsse nicht auftritt. Entsprechend ergibt sich in diesem Frequenzbereich ein großer Fehler durch die Nichtberücksichtigung der Reflexionen. Dagegen ist für den Fall eines Lastwiderstands von $10\ \Omega$ kein so deutlicher Unterschied zu beobachten. Die Einflüsse der Reflexionen in den beiden Fällen können unter Zuhilfenahme von Formel (3.70) für die Berechnung des Gewinns im reflexionsfreien Fall wie folgt erklärt werden. Im vorliegenden Fall von identischen Netzwerkparametern für die Ein- und Ausgangsleitung vereinfacht sich (3.70) zu:

$$G_u = -nG_{\text{zelle}} \frac{Z_{i2}}{4} \frac{1}{e^{2n\gamma}} \quad (3.90)$$

Zur Analyse der Bildparameter sind in den Abb. 3.14c-f und 3.15c-f Real- und Imaginärteil der Ausbreitungskonstante sowie der Bildimpedanzen gezeigt. Im Fall des Lastwiderstands von $1\ \Omega$ ist gemäß (3.90) bei der reflexionsfreien Berechnung der starke Anstieg des Betrags von Z_{i2} verantwortlich für den stark erhöhten Gewinn im Bereich hoher Frequenzen. Der Anstieg von $|Z_{i2}|$ ist im Fall des Lastwiderstands von $10\ \Omega$ deutlich weniger stark ausge-

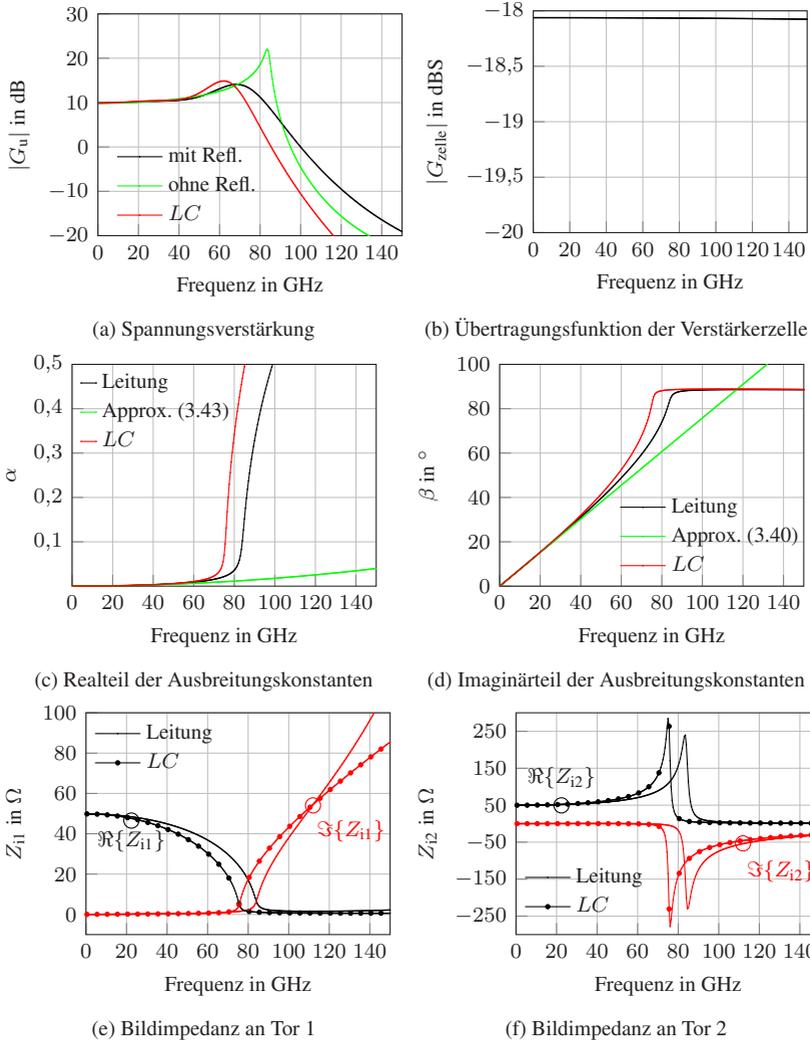
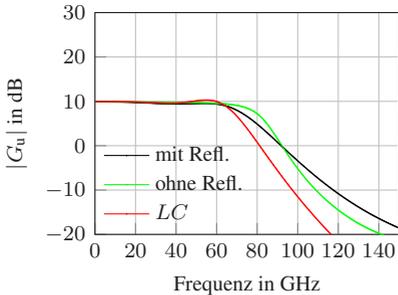
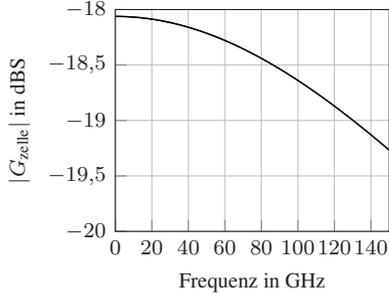


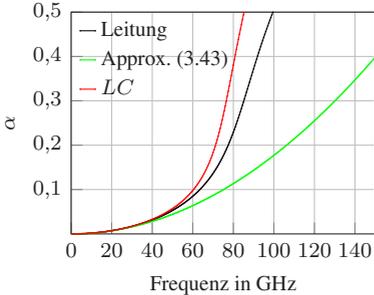
Abbildung 3.14: Verstärkung und Bildparameter des zweistufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.13 mit $R_L = 1 \Omega$



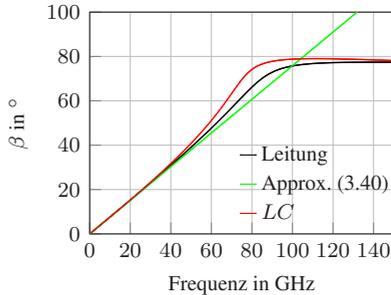
(a) Spannungsverstärkung



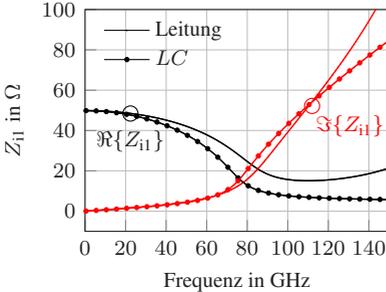
(b) Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle



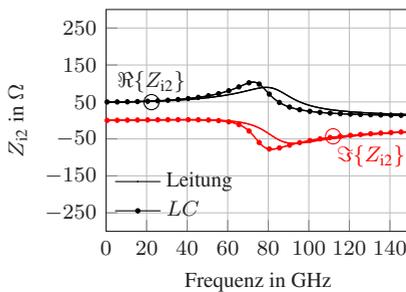
(c) Realteil der Ausbreitungskonstanten



(d) Imaginärteil der Ausbreitungskonstanten



(e) Bildimpedanz an Tor 1



(f) Bildimpedanz an Tor 2

Abbildung 3.15: Verstärkung und Bildparameter des zweistufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.13 mit $R_L = 10 \Omega$

prägt, sodass keine Überhöhung bei der Gewinnberechnung auftritt. Ein weiterer Unterschied zwischen den beiden Fällen ist der Realteil α der Ausbreitungskonstanten, der im Fall des höheren Lastwiderstands bereits bei niedrigeren Frequenzen ansteigt. Dementsprechend weist auch der Faktor $e^{2n\gamma}$ höhere Beträge auf, was den Gewinn in Formel (3.90) reduziert. Da auch der Frequenzverlauf von G_{zelle} bei einem Lastwiderstand von $10\ \Omega$ stärker abfällt, ist dies ein weiterer Grund dafür, dass in diesem Lastfall keine Gewinnüberhöhung auftritt.

In den Abb. 3.14c-d und 3.15c-d sind außerdem die Ergebnisse der Näherungsformeln (3.40) bzw. (3.43) für die Komponenten α und β der Ausbreitungskonstanten gezeigt. Wie erwartet stellen die Formeln gute Näherungen für niedrige Frequenzen dar, weichen für höhere Frequenzen aber deutlich von der exakten Lösung ab.

Vergleicht man die Ergebnisse der exakten Berechnung auf Basis von Übertragungsleitungen und der Näherung mit LC -Netzwerken, so zeigt sich insgesamt eine gute Übereinstimmung. Im Bereich hoher Frequenzen fällt der Gewinn des LC -Netzwerks allerdings früher ab, sodass die Bandbreite der Schaltung unterschätzt wird. Dies zeigt sich ebenfalls bei Betrachtung der Bildparameter in den Abb. 3.14 bzw. 3.15.

Neben den bisher betrachteten Auswirkungen der Reflexionen für hohe Frequenzen ist die in dieser Arbeit erarbeitete Theorie ebenfalls nützlich, um die Auswirkungen von Terminierungsimpedanzen zu berücksichtigen, die auch bei niedrigen Frequenzen deutlich von den Bildimpedanzen abweichen. Ein in der Praxis relevantes Beispiel ist der Abschluss der künstlichen Leitungen mit einem RC -Glied, z.B. um eine entkoppelte Zuführung von Versorgungsspannungen zu erreichen. In diesem Fall sind zur Dimensionierung der Kapazität besonders die Auswirkungen im niedrigen Frequenzbereich interessant, da dort der Kondensator eine hohe Impedanz aufweist, und die Abschlussimpedanz damit deutlich von der Bildimpedanz abweicht. In Abb. 3.16 sind die Ergebnisse der Schaltung aus Abb. 3.13 mit einem Lastwiderstand von $10\ \Omega$ gezeigt, wenn an den Enden von Ein- und Ausgangsleitung zusätzlich ein $5\ \text{pF}$ Kondensator in Serie zum Abschlusswiderstand geschaltet wird. Während sich für die Berechnung des reflexionsfreien Falls kein Unterschied zum vorherigen Fall ohne zusätzliche Kondensatoren ergibt, wird bei der korrekten Berechnung nun ein deutlicher Anstieg des Gewinns im niedrigen Frequenzbereich sichtbar, dessen Voraussage entscheidend für die Dimensionierung der Bauelemente ist.

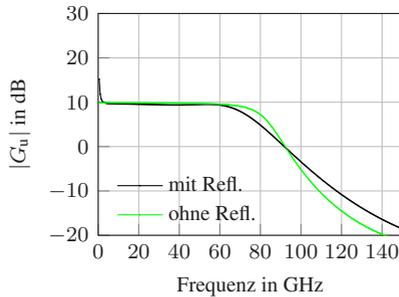


Abbildung 3.16: Verstärkung und Bildparameter des zweistufigen verteilten Verstärkers aus Abb. 3.13 mit $R_L = 10 \Omega$, $C_{t,in} = C_{t,aus} = 5 \text{ pF}$

Die diskutierten Beispielschaltungen demonstrieren, dass der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz zur Beschreibung von verteilten Verstärkern gut geeignet ist, um das Verhalten der Schaltung anschaulich zu beschreiben. Betrachtet man die veröffentlichten Arbeiten auf Basis der Matrixmultiplikation (vgl. Tab. 3.2), so ermöglicht die hier gezeigte Methode wie in den Arbeiten von [Pay53], [Sca54], [BA94] und [MEW86] die Beschreibung von verteilten Verstärkern mit homogenen Leitungsstrukturen und unilateralen Verstärkerzellen, stellt aber einen deutlich intuitiveren Berechnungsansatz als die Matrixmultiplikation dar. Außerdem werden im Gegensatz zu [Che69], [MEW86] und [MTA03] die Reflexionen an beliebigen Abschlussimpedanzen berücksichtigt. Die in der Arbeit [NWKP83] beschriebene Vierpol-Methode bzw. die Arbeiten [MTA03] und [TSMA02] ermöglichen die Beschreibung inhomogener Netzwerke ohne die Voraussetzung von unilateralen Verstärkerzellen, liefern allerdings keine anschaulichen Ergebnisse mehr.

Im Vergleich zu den in Tab. 3.3 zusammengestellten Arbeiten basierend auf dem Prinzip der verteilten Näherung der Verstärkerzellen liefert diese Arbeit eine exakte Lösung für beliebige reziproke Netzwerke. Die Arbeit von IQBAL & DARWAZEH [ID99] liefert ebenfalls eine exakte Lösung für beliebige Terminierungsimpedanzen, allerdings wird in der Herleitung von einer bestimmten Netzwerkstruktur ausgegangen, sodass dies im Gegensatz zur hier vorgestellten Methode keine Lösung für beliebige Netzwerke darstellt. Im nachfolgenden Kapitel wird anhand von Schaltungen basierend auf Transistoren

Tabelle 3.2: Vergleich der matrixbasierten Methoden zur Kleinsignalbeschreibung

Quelle	Methode	Homogene Struktur	Inhomogene Struktur	Netzwerktopologie	Reflexionen	Unilaterale Verstärker	Bilaterale Verstärker
[NWK83]	Beschreibung durch Viertore	•	•	beliebig	•	•	•
[Pay53] [Sca54]	Beschreibung durch iterative Netzwerkparameter	•		beliebig	\circ^1	•	
[BA94]	Beschreibung durch charakteristische Netzwerkparameter	•		T-Netzwerke aus konzentrierten Elementen	•	•	
[Che69]	Beschreibung durch Bildparameter	•	\circ^2	beliebig		•	
[MEW86]	Beschreibung mit Streuvariablen	•		beliebig		•	
[MTA03]	Beschreibung mit Streuvariablen	•		beliebig		•	•
[TSMA02]	Beschreibung mit Streuvariablen	•		beliebig	\circ^3	•	•

¹Nur Reflexionen auf Ausgangsleitung berücksichtigt²Anpassung zwischen Verstärkerabschnitten wird vorausgesetzt³Nur Reflexionen an Terminierungsimpedanzen berücksichtigt

Tabelle 3.3: Vergleich von Berechnungsmethoden zur Kleinsignalbeschreibung

Quelle	Methode	Homogene Struktur	Inhomogene Struktur	Netzwerktopologie	Reflexionen	Unilaterale Verstärker	Bilaterale Verstärker
[BPB+84] ¹	Bildparameter	•		T-Netzwerke aus konzentrierten Elementen		•	
[Zol00] ¹	Bildparameter	•		Leitung mit Lastimpedanz		•	
[ID99] ¹	Mischung aus Wellenausbreitung/klassischer Netzwerkanalyse	•		T-Netzwerke aus konzentrierten Elementen	•	•	
Diese Arbeit ¹	Bildparameter	•		beliebig	•	•	
[AMV+82] ¹	verteilte Näherung	•		Leitung mit Lastimpedanz		•	
[JK04] ¹	verteilte Näherung	•		Leitung mit Lastimpedanz	•	•	
[HW90] ¹ [Jut68]	verteilte Näherung	•		beliebig	•	•	•
[NM18]	Iterative Impedanzberechnung	•	•	T-Netzwerke aus konzentrierten Elementen	•	•	

¹Wellenausbreitung

demonstriert, dass trotz der Annahme einer unilateralen Verstärkerzelle die in dieser Arbeit hergeleitete Theorie ein wertvolles Hilfsmittel zur Beschreibung und Optimierung darstellt.

4 Verteilte Verstärker mit variablem Gewinn

Zur Realisierung von Breitbandverstärkern stellen verteilte Verstärker eine vielversprechende Alternative zu den in Kapitel 2 betrachteten kompakten Verstärkern dar. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt neben der Analyse von verteilten Verstärkern mit variablem Gewinn und kapazitiver Teilung auf der Realisierung von verteilten Verstärkern mit Bandbreiten im Bereich von 100 GHz. Anhand von Beispielschaltungen wird außerdem demonstriert, dass die in Kapitel 3 vorgestellte Theorie zur Kleinsignalbeschreibung von verteilten Verstärkern als Werkzeug zur Analyse und Optimierung eingesetzt werden kann.

4.1 Stand der Technik und Zielsetzung dieser Arbeit

In diesem Abschnitt soll ein Überblick zu Veröffentlichungen im Bereich von verteilten Verstärkern mit variablem Gewinn gegeben werden. Der Fokus liegt dabei primär auf den Methoden, die zur Einstellung des Gewinns verwendet werden. Diese Methoden lassen sich grundsätzlich in zwei Obergruppen einteilen:

- Veränderung des Arbeitspunktes der Schaltung
- Variable Gegenkopplung

Nach dem Prinzip der Arbeitspunkteinstellung aufgebaute verteilte Verstärker werden z.B. in [SSJE17], [CLKW11] und [TCE15] gezeigt. In [CLKW11] wird eine in einer CMOS Technologie realisierte Schaltung vorgestellt, die aus einem zweistufigen verteilten Verstärker und zwei kaskadierten einstufigen verteilten Verstärkern besteht. Zur Einstellung des Gewinns wird über die Gate-Spannung der Drain-Strom und damit die Verstärkung der Transistorzelle verändert. Da sich mit der Änderung des Drain-Stroms aufgrund der Impedanzänderungen der Verstärkerzellen auch die Ausbreitungseigenschaften auf

den künstlichen Leitungen verändern, wird an den Abschlüssen der Ausgangsleitungen eine mit einem PMOS-Transistor (*P-type Metal Oxide Semiconductor*) realisierte variable Abschlussimpedanz genutzt, um in den verschiedenen Arbeitspunkten einen möglichst flachen Frequenzverlauf des Gewinns zu erreichen. Die Schaltung erreicht eine 3 dB Bandbreite von 2,2 bis 13,6 GHz und einen Einstellbereich des Gewinns zwischen -20 und 18,1 dB.

TESTA ET AL. [TCE15] untersuchen verschiedene Klein- und Großsignal-kenngrößen des in [TBP⁺15] vorgestellten Verstärkers, der eine um eine Basisschaltung erweiterte Kaskode mit kapazitiver Teilung als Verstärkerzelle einsetzt. Mithilfe des bereits in [AMMH84] vorgestellten Prinzips der kapazitiven Teilung lässt sich die Eingangskapazität der Verstärkerzelle verringern, und auf diese Weise die Bandbreite der Schaltung erhöhen. Die in [TBP⁺15] vorgestellte Schaltung erreicht bei einem maximalem Gewinn von 10 dB eine obere Grenzfrequenz von 170 GHz. Zur Variation des Gewinns werden in [TCE15] messtechnisch die Auswirkungen von Änderungen der verschiedenen Arbeitspunktspannungen der Verstärkerzelle für einzelne Frequenzpunkte untersucht, die allerdings keinen Aufschluss über die Breitbandeigenschaften des Verstärkers in den verschiedenen Arbeitspunkten geben.

Verteilte Verstärkerschaltungen mit einstellbarer Gegenkopplung werden in [FM06] und [KPB⁺05] vorgestellt. In [FM06] wird eine Spannungsgegenkopplung einer Source-Schaltung durch einen HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) realisiert. Durch Einstellung der Gate-Spannung des Transistors in der Rückkopplung kann der Gewinn variiert werden. In [KPB⁺05] wird ebenfalls mit einem HEMT eine variable Stromgegenkopplung einer Source-Schaltung gezeigt. Auch hier wird durch die Einstellung der Gate-Spannung der Widerstand des Transistors verändert, wodurch der Gewinn der Verstärkerzelle eingestellt werden kann. Da der Transistor zur Gegenkopplung Bestandteil des Gleichstrom-Pfads der Verstärkerzelle ist, muss in diesem Fall allerdings auch die Gate-Spannung der Source-Schaltung angepasst werden, da sich das Source-Potential des Transistors in Abhängigkeit des Arbeitspunktes des Rückkopplungs-Transistors verändert. Auf Basis dieses Prinzips zeigt die in einer GaAs pHEMT (*Pseudomorphic HEMT*) Technologie realisierte Schaltung einen Gewinn zwischen 5 und 12 dB, und die Bandbreite bei maximalem Gewinn beträgt 2 – 43 GHz.

Die in [WNK⁺16] vorgestellte Schaltung stellt eine Kombination aus einer klassischen Multiplizierer-Stufe und einem nachfolgenden verteilten Verstärker dar. Auf Basis einer InP DHBT Technologie mit einer Transitfrequenz von 400 GHz erreicht die Schaltung eine Verstärkung zwischen 0,9 und 10,7 dB,

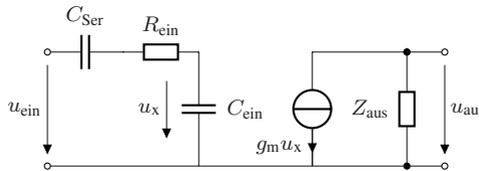


Abbildung 4.1: Einfaches Modell einer Verstärkerzelle mit kapazitiver Teilung am Eingang

und zeigt sowohl bei minimalem als auch bei maximalem Gewinn eine Bandbreite größer als 67 GHz.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung von verteilten Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn mit oberen Grenzfrequenzen im Bereich von 100 GHz. Dabei sollen insbesondere die Auswirkungen des Prinzips der kapazitiven Teilung auf den Betrieb mit variablem Gewinn untersucht werden. Um die Simulationsergebnisse zu analysieren, wird auf das in Abschnitt 3.4 beschriebene Modell und die analytische Beschreibung des verteilten Verstärkers zurückgegriffen.

4.2 Kleinsignalanalyse und -modellierung von verteilten Verstärkern mit variablem Gewinn

Wie bereits in Abschnitt 4.1 festgestellt wurde, ist die kapazitive Teilung ein vielversprechendes Prinzip zur Realisierung extrem breitbandiger Schaltungen. Am Beispiel eines dreistufigen Verstärkers soll im Folgenden untersucht werden, wie sich die Veränderungen der Verstärkerzelle durch eine Serienkapazität auf die Kleinsignaleigenschaften des Verstärkers mit variablem Gewinn auswirken, und ein Vergleich zur Variante ohne kapazitive Teilung gezogen werden. Neben der Betrachtung der Simulationsergebnisse aus ADS wird zusätzlich eine Analyse auf Basis der in Abschnitt 3.2 eingeführten Bildparameter vorgenommen, um einen detaillierten Einblick in die Funktionsweise der Schaltungen zu erhalten.

4.2.1 Verstärkerzellen mit kapazitiver Teilung

Anhand des in Abb. 4.1 gezeigten Modells für eine Verstärkerzelle sollen einige grundlegende Unterschiede durch das Einfügen einer seriellen Kapazität

am Eingang der Zelle untersucht werden. Zunächst wird wie in [ASB⁺98] ein Teilerfaktor $M = C_{\text{Ser}} / (C_{\text{Ser}} + C_{\text{ein}})$ eingeführt, sodass sich für die Eingangskapazität der Zelle mit Serienkapazität $C'_{\text{ein}} = MC_{\text{ein}}$ ergibt. Für die Variante ohne kapazitive Teilung ergibt sich entsprechend $M = 1$, und für die Variante mit kapazitiver Teilung gilt $M < 1$. Aus den Näherungsformeln (3.47), (3.48) und (3.49) für die Bildimpedanz und die Ausbreitungskonstante eines LC -Netzwerks ergibt sich entsprechend:

$$Z'_{i,0} = \sqrt{\frac{L}{MC_{\text{ein}}}} \quad (4.1)$$

$$\beta' \approx \frac{\omega}{2} \sqrt{LMC_{\text{ein}}} \quad (4.2)$$

$$\alpha' \approx \frac{\omega^2 R_{\text{ein}} M^2 C_{\text{ein}}^2}{4} Z'_{i,0} \quad (4.3)$$

Aus (4.1) ergibt sich, dass durch die Reduzierung der Eingangskapazität um den Faktor M die Induktivität verringert werden kann, um auf die gleiche Bildimpedanz zu kommen wie bei der Variante ohne kapazitive Teilung. Aus den Näherungsformeln für α' und β' wird ebenfalls klar, dass bei Betrachtung einer bestimmten Frequenz die Phasen- bzw. Dämpfungskonstante geringere Werte annehmen als ohne kapazitive Teilung. Gleichzeitig erhöht sich dadurch die Grenzfrequenz des Netzwerks:

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LMC_{\text{ein}}}} \quad (4.4)$$

Der Gewinn der Verstärkerzelle G'_{zelle} kann aus Abb. 4.1 berechnet werden:

$$G'_{\text{zelle}} = \frac{g_m u_x}{u_{\text{ein}}} = \frac{M g_m}{1 + j\omega R_{\text{ein}} M C_{\text{ein}}} \quad (4.5)$$

Entsprechend wird durch Einfügen der Serienkapazität die Gleichsignalverstärkung der Zelle um den Faktor M reduziert. Das Prinzip der kapazitiven Teilung ermöglicht somit durch die Verringerung der Eingangskapazität der Verstärkerzelle eine Erhöhung der Bandbreite bei gleichzeitiger Reduzierung des Verstärkergewinns.

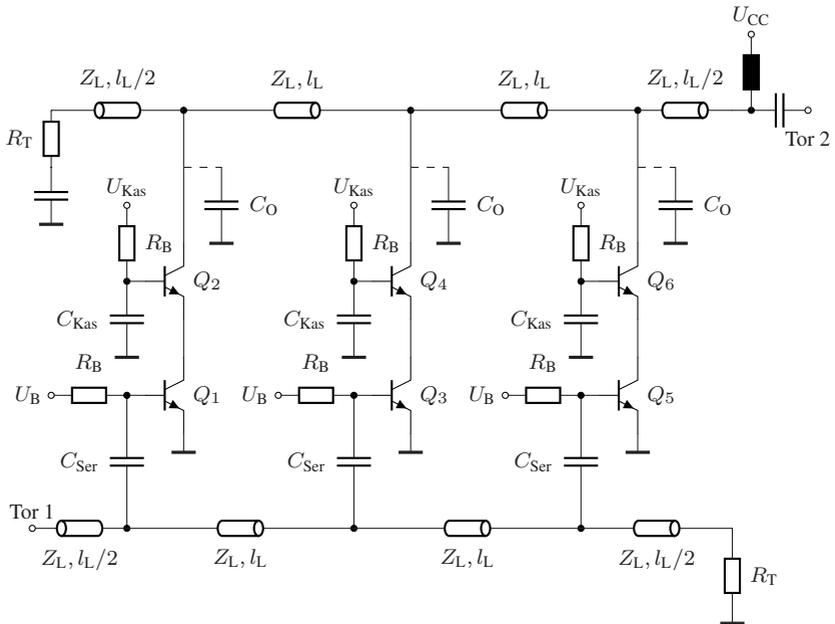


Abbildung 4.2: Schaltbild der untersuchten Verstärkerstruktur mit kapazitiver Teilung

4.2.2 Auswirkungen der kapazitiven Teilung auf das Kleinsignalverhalten von verteilten Verstärkern

Anhand von Beispielschaltungen werden im Folgenden Unterschiede zwischen Verstärkerzellen mit kapazitiver Teilung und der konventionellen Variante analysiert. Die betrachtete Verstärkerstruktur ist in Abb. 4.2 gezeigt. Die Verstärkerzelle besteht aus einer Kaskodeschaltung, bei der durch eine Veränderung der Basisspannung U_B eine Änderung des Kollektorstroms und damit des Gewinns der Zelle hervorgerufen werden kann. Als Technologie wird beispielhaft die SG13G2 Technologie von IHP betrachtet, und npn13G2 Transistoren mit acht Emittlern verwendet. Die Verstärkerzellen sind durch hochohmige Mikrostreifenleitungen verbunden, die durch ein im Design Kit enthaltenes Modell beschrieben werden. In der Ausgangsleitung kommen DC-Block-Kondensatoren und eine Choke-Induktivität zur Entkopplung der Hochfrequenz- und Gleichsignal-Pfade zum Einsatz. Bei der Variante ohne

Tabelle 4.1: Parameter der untersuchten Schaltungen

Parameter	mit C_{Ser}	ohne C_{Ser}
Q_{1-6}	npn13G2 $8 \times 0,07 \times 0,9 \mu\text{m}^2$	npn13G2 $8 \times 0,07 \times 0,9 \mu\text{m}^2$
C_{Ser} in fF	80	-
C_O in fF	-	40
l_L in μm	200	500
$ Z_L $	94Ω (100 GHz)	94Ω (100 GHz)
R_B in $\text{k}\Omega$	2	2
R_T in Ω	50	50
C_{Kas} in fF	500	500
U_B in V	0,78 – 0,95	0,78 – 0,95
U_{Kas} in V	2,15	2,15
U_{CC} in V	2,4	2,4

kapazitive Teilung wird die Serienkapazität am Eingang der Verstärkerzelle durch einen DC-Block-Kondensator ersetzt, damit beide Schaltungen möglichst mit identischen Arbeitspunkten betrieben werden und eine bestmögliche Vergleichbarkeit gesichert wird. In der Variante mit kapazitiver Teilung wird für die serielle Kapazität ein Wert von 80 fF verwendet, und die Länge der Ein- und Ausgangsleitungen beträgt 200 μm . In der Variante ohne serielle Kapazität beträgt die Länge der Leitungen 500 μm , und zum Angleich der Ein- und Ausgangskapazität wird am Ausgang der Verstärkerzelle eine Kapazität von 40 fF hinzugefügt. Die weiteren Schaltungsparameter sowie die Versorgungsspannungen sind in Tab. 4.1 aufgelistet.

Möchte man die Schaltungen mithilfe des in Abschnitt 3.4 vorgestellten Modells auf Basis von Bildparametern beschreiben, so muss die Schaltung zunächst in eine unilaterale Version mit identischen Verstärkerstufen überführt

werden. Aufgrund der nicht rückwirkungsfreien Verstärkerzelle mit realen Transistoren variieren zum einen die Ein- und Ausgangsimpedanzen der Verstärkerzellen leicht von Stufe zu Stufe, zum anderen entsteht dadurch auch eine Rückkopplung von den Ausgängen auf die Eingänge der Verstärkerzellen. Zur Bestimmung der Ein- und Ausgangsimpedanzen für das Modell wird in der ADS-Simulation am linken Ende der Ein- bzw. Ausgangsleitung eine Quellspannung eingespeist und durch Bestimmung der Ströme an den Abzweigpunkten zu den Verstärkerzellen die entsprechende Lastimpedanz bestimmt. Trotz der fehlenden Rückwirkungsfreiheit der Verstärkerzellen sind die Ein- bzw. Ausgangsimpedanzen der einzelnen Verstärkerstufen sehr ähnlich, und beim hier gezeigten Beispiel werden die Impedanzen der zweiten Verstärkerstufe für das Modell verwendet. Der Gewinn der Verstärkerzelle wird durch Bestimmung des Kurzschlussstroms der Verstärkerzelle in Bezug auf die Eingangsspannung der Zelle ermittelt.

In Abb. 4.3 sind die auf diese Weise bestimmten Ein- und Ausgangsimpedanzen der Verstärkerzellen bei minimalem und maximalem Gewinn der Schaltungen gezeigt. Dabei wurde über $R_{\text{Last}} = \Re\{Z_{\text{Last}}\}$ bzw. $C_{\text{Last}} = -1/(\omega \Im\{Z_{\text{Last}}\})$ eine Zerlegung in ein RC -Ersatzschaltbild vorgenommen. In beiden Schaltungsvarianten ist zu erkennen, dass sich die Ausgangsimpedanzen der Verstärkerzelle zwischen den beiden Arbeitspunkten deutlich weniger ändern als die Eingangsimpedanzen. Wie erwartet verringert sich die Eingangskapazität bei der Variante mit serieller Kapazität. In Abb. 4.3b ist außerdem die über $C'_{\text{ein}} = MC_{\text{ein}}$ abgeschätzte Eingangskapazität der Schaltung mit serieller Kapazität gezeigt, die eine gute Übereinstimmung mit der tatsächlichen Eingangskapazität aufweist. Während sich die Eingangskapazitäten der beiden Schaltungsvarianten deutlich unterscheiden, ändert sich die Ausgangskapazität nur in der Größenordnung der Zusatzkapazität C_O von 40 fF, d.h. die eigentliche Transistorschaltung weist eine ähnliche Ausgangskapazität auf.

In Abb. 4.4 werden der Gewinn und die Reflexionsfaktoren aus der ADS-Simulation der Transistorschaltung sowie die bei maximalem und minimalem Gewinn auf Basis der Bildparameter-Modellierung berechneten Verläufe gezeigt. Wie erwartet zeigt die Variante mit Serienkapazität eine deutlich höhere Bandbreite bei reduziertem Maximalgewinn. Der Vergleich des Gewinns aus den Abb. 4.4a und 4.4b zeigt bei der Schaltungsvariante mit kapazitiver Teilung einen Abfall bei niedrigen Frequenzen an, der durch die vereinfachte Beschreibung mit (4.5) nicht vorhergesagt wird. Der Grund dafür ist die Beschreibung der Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle durch ein RC -Glied,

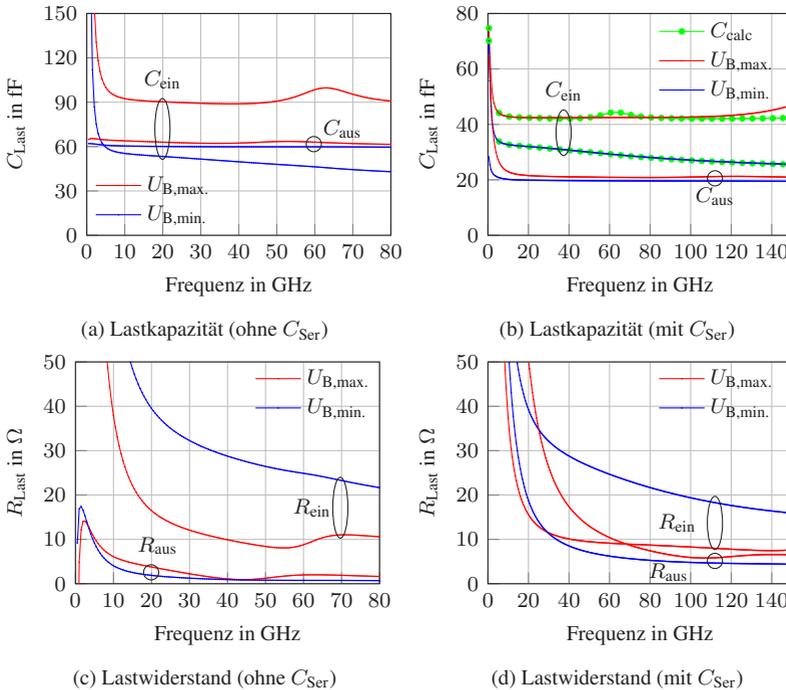


Abbildung 4.3: Extrahierte Lastkapazitäten und -widerstände der Schaltungsvarianten mit und ohne Serienkapazität bei minimalem bzw. maximalem Gewinn der Schaltung

das sich für niedrige Frequenzen einem Leerlauf annähert. Der reale Transistor weist dagegen auch bei sehr niedrigen Frequenzen eine endliche Eingangsimpedanz auf, die in erster Näherung durch einen hochohmigen Widerstand parallel zur Eingangskapazität modelliert werden kann [OMB11]. Berücksichtigt man diesen zusätzlichen Widerstand, so ergibt sich mit der seriellen Kapazität am Eingang der vorliegende Hochpasscharakter. Für Anwendungen, die deutlich niedrigere untere Grenzfrequenzen benötigen, kann das Prinzip der kapazitiven Teilung aber trotzdem genutzt werden, wenn ein hochohmiger Widerstand parallel zur seriellen Kapazität geschaltet wird, der den Betrag der Serienimpedanz für niedrige Frequenzen beschränkt [HTBS05].

Grundsätzlich zeigen die Ergebnisse aus Simulation und der analytischen Berechnung sowohl beim Gewinn als auch der Anpassung exzellente Überein-

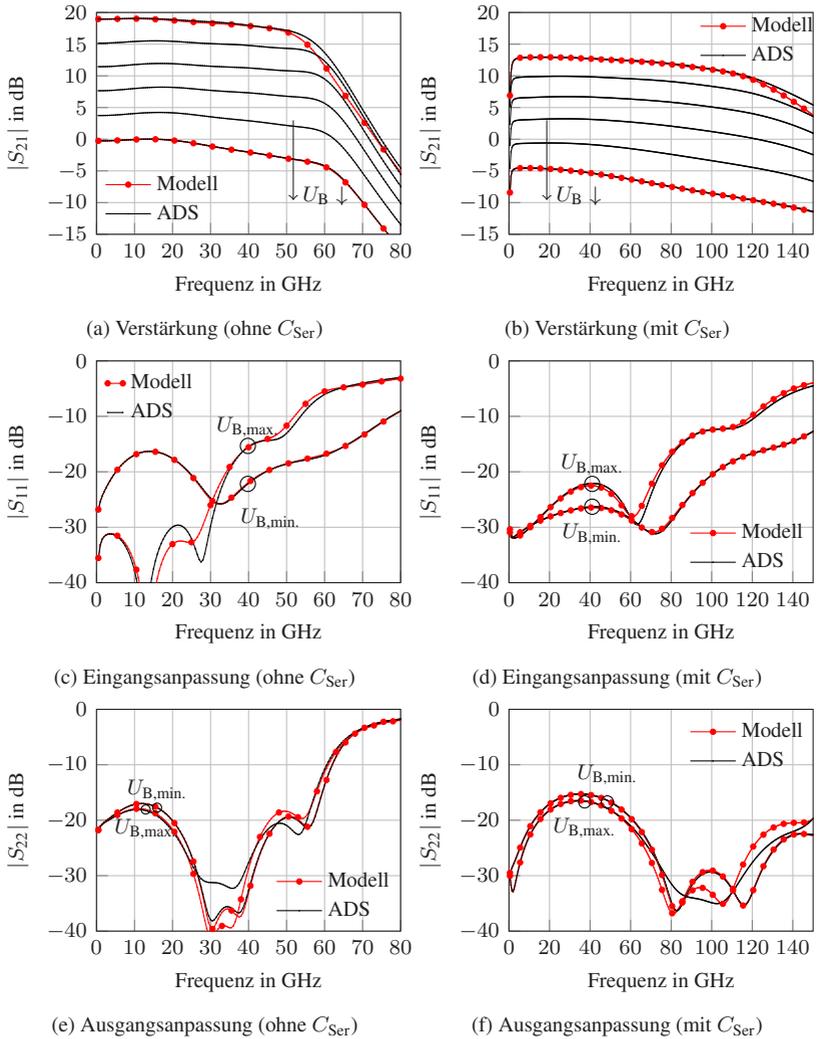


Abbildung 4.4: Simulierte und analytisch berechnete Streuparameter der beiden Schaltungsvarianten mit und ohne Serienkapazität

stimmung, was einen Beleg für die Nutzbarkeit der Methodik im Umfeld praktischer Schaltungsentwicklung darstellt. Aufgrund der guten Übereinstimmung zur ADS-Simulation ist es möglich, das Modell als Werkzeug zur Schaltungssynthese zu nutzen, um z.B. den Einfluss einzelner Parameter auf die Schaltung zu untersuchen und durch die analytischen Zusammenhänge eine zielgerichtete Optimierung zu ermöglichen. Im Folgenden soll außerdem gezeigt werden, dass das Modell auch im Rahmen der Schaltungsanalyse eine wertvolle Hilfe für den Schaltungsentwickler darstellen kann.

4.2.3 Schaltungsanalyse mithilfe der Bildparameter-Methode

Es sollen zunächst beispielhaft einige Unterschiede zwischen den beiden Schaltungsvarianten mit und ohne serieller Kapazität am Eingang der Verstärkerzelle analysiert werden. Dazu werden die berechneten Bildparameter für die beiden Schaltungsvarianten bei maximalem und minimalem Verstärkerge-
winn verglichen, die in den Abb. 4.5 und 4.6 gezeigt sind. In den Abb. 4.5a-d ist zu erkennen, dass die Bildimpedanzen in beiden Fällen grundsätzlich einen ähnlichen Verlauf aufweisen, sich die starke Frequenzabhängigkeit im Fall der kapazitiven Teilung aber erst bei höheren Frequenzen zeigt. Insbesondere bei den Realteilen der Bildimpedanzen der Eingangsleitung erkennt man deutliche Änderungen zwischen den beiden Arbeitspunkten. Anhand der vereinfachten Formel (3.35) lässt sich die Zunahme des Realteils der Bildimpedanz bei niedrigem Gewinn durch die Reduzierung der Eingangskapazität erklären (vgl. Abb. 4.3a-b). Aus den Abb. 4.6a-b lässt sich schließen, dass bei der Variante mit kapazitiver Teilung die Dämpfungskonstante der Eingangsleitung erst bei höheren Frequenzen ansteigt, was die vereinfachten theoretischen Ergebnisse aus (4.3) bestätigt. In beiden Fällen ist die Dämpfungskonstante der Eingangsleitung in weiten Teilen des Frequenzbereichs größer als die der Ausgangsleitung. Auch die Phasenkonstante der Eingangsleitung hat gemäß (4.2) durch die kapazitive Teilung eine geringere Steigung. Ähnlich wie bei den Bildimpedanzen zeigt sich auch bei Real- und Imaginärteil der Ausbreitungskonstanten, dass sich die Parameter der Ausgangsleitung aufgrund der kleinen Änderungen der Lastimpedanzen (vgl. Abb. 4.3) in geringerem Maße ändern als die der Eingangsleitung.

Neben dem anschaulichen Vergleich von Schaltungen ermöglicht die modellbasierte Beschreibung von verteilten Verstärkern ebenfalls die effiziente Op-

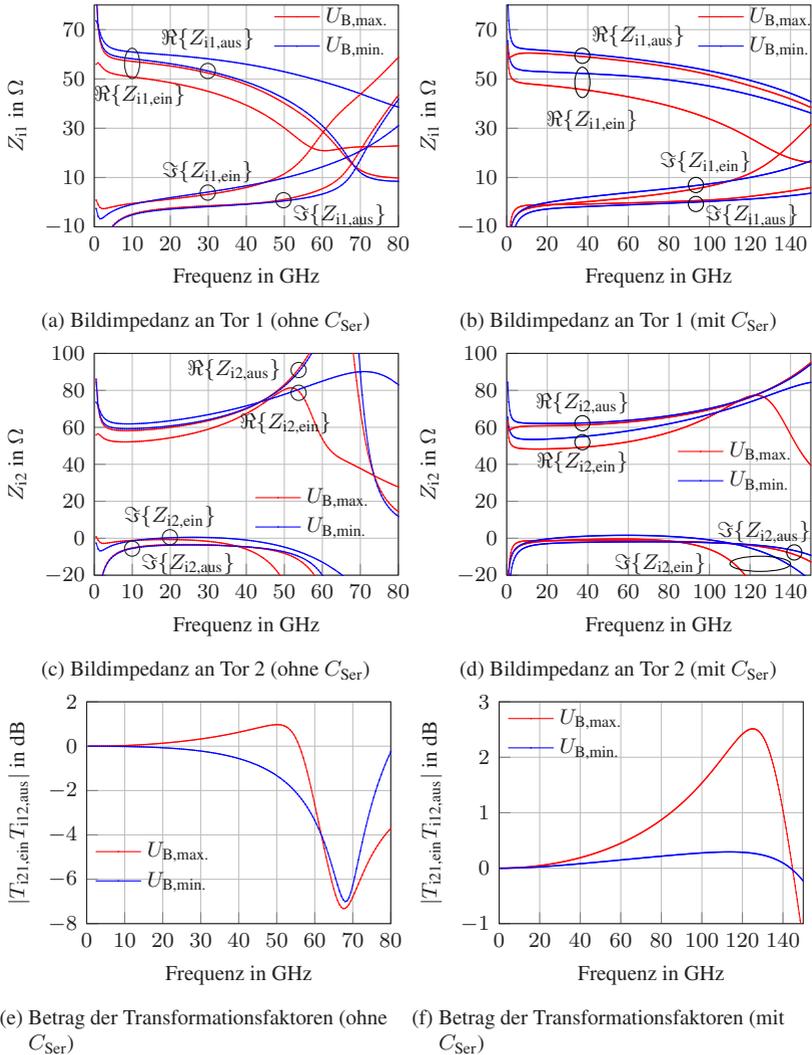
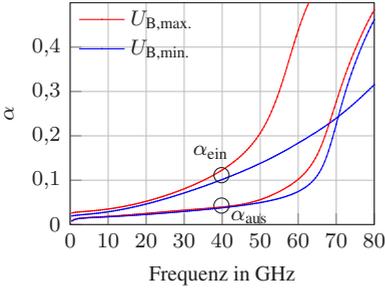
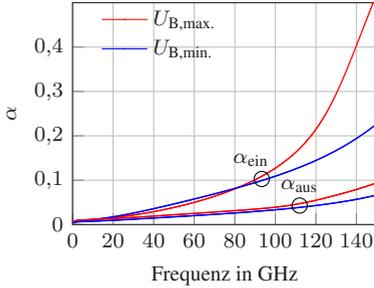


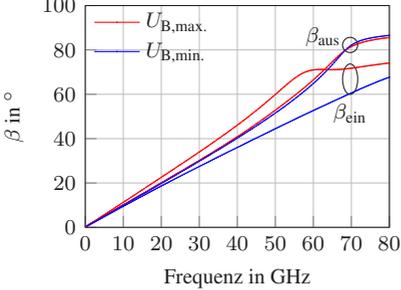
Abbildung 4.5: Berechnete Bildparameter der beiden Schaltungsvarianten mit und ohne Serienkapazität



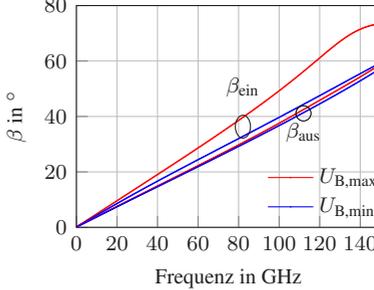
(a) Realteil d. Ausbreitungsconstanten (ohne C_{Ser})



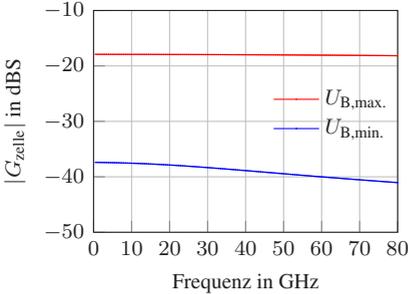
(b) Realteil d. Ausbreitungsconstanten (mit C_{Ser})



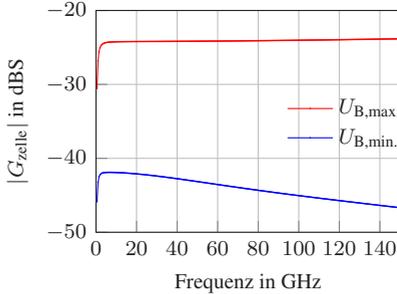
(c) Imaginärteil d. Ausbreitungsconstanten (ohne C_{Ser})



(d) Imaginärteil d. Ausbreitungsconstanten (mit C_{Ser})



(e) Übertragungsfunktion (ohne C_{Ser})



(f) Übertragungsfunktion (mit C_{Ser})

Abbildung 4.6: Berechnete Bildparameter der beiden Schaltungsvarianten mit und ohne Serienkapazität

timierung von Schaltungen. Betrachtet man die Verläufe des Gewinns des Verstärkers mit kapazitiver Teilung bei unterschiedlichen Basisspannungen in Abb. 4.4b, so stellt man fest, dass die obere Grenzfrequenz bei niedrigem Gewinn abnimmt. Nimmt man als Bezug den Gewinn bei der Frequenz 10 GHz, so beträgt die obere 3 dB Grenzfrequenz bei maximalem Gewinn 118 GHz, und nur noch 81 GHz bei minimalem Gewinn. Da ein idealer VGA eine möglichst konstante Bandbreite unabhängig vom Gewinn aufweisen sollte, ist an dieser Stelle eine Optimierung der Schaltung nötig. Während die ADS-Simulation zwar genaue Ergebnisse einer bestimmten Schaltung liefert, so ist es allein aufgrund der Simulationsergebnisse schwierig, eine Aussage darüber zu treffen, welche Faktoren ein bestimmtes Verhalten der Schaltung beeinflussen. Konkret geht es hier um die Frage, warum die Bandbreite im Zustand mit minimalem Gewinn deutlich kleiner ist als im Zustand mit maximalem Gewinn. Wie bereits betrachtet ändern sich in den verschiedenen Arbeitspunkten sowohl die Ein- und Ausgangsimpedanzen als auch die Übertragungsfunktion der Verstärkerzellen. Die in den Abb. 4.5 und 4.6 gezeigten Bildparameter verdeutlichen, dass sich durch die Veränderung des Arbeitspunktes eine Vielzahl von Größen ändert, die Einfluss auf den Frequenzverlauf des Verstärkergewinns haben. Um eine Optimierung der Schaltung zu ermöglichen, ist es nötig, zunächst die Ursache der Bandbreitenverringern zu bestimmen. Die Ursachenforschung mithilfe der ADS-Simulation ist allerdings schwierig, da dort die auftretenden Effekte nicht unabhängig voneinander betrachtet werden können. So lassen sich z.B. die Änderungen der Ausbreitungseigenschaften auf den künstlichen Leitungen aufgrund der Impedanzänderungen nur als Endresultat beurteilen, und die individuellen Änderungen z.B. durch die Dämpfungs- oder die Phasenkonstante nicht isoliert betrachten.

Mithilfe der in Abschnitt 3.4 hergeleiteten Formel für den Verstärkergewinn können die einzelnen Einflussfaktoren auf den Frequenzverlauf dagegen individuell betrachtet werden. Damit können z.B. die Auswirkungen der Änderungen der Ausbreitungskonstanten, der Bildimpedanzen etc. bestimmt werden, um so ein Verständnis dafür zu erlangen, welche Änderungen entscheidend für ein bestimmtes Verhalten sind. Analysiert man für dieses Schaltungsbeispiel die Veränderungen durch die einzelnen Faktoren, so zeigt sich die Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle G_{zelle} als der entscheidende Faktor für die Reduzierung der Bandbreite. In Abb. 4.7 ist der Verstärkergewinn für den Fall $G_{zelle} = 1$ S gezeigt, d.h. die Impedanzen der Verstärkerzellen sind nach wie vor berücksichtigt, und die Übertragungsfunktion ist auf 1 S normiert. Der

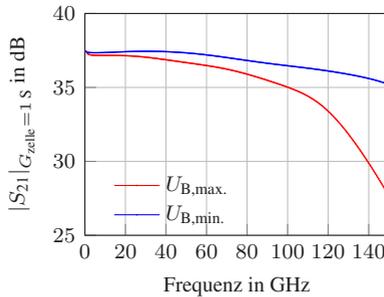


Abbildung 4.7: Analytisch berechneter Verstärkergewinn mit normierter Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle

Frequenzverlauf im Zustand mit minimalem Gewinn weist nun eine höhere Bandbreite auf als im Zustand mit maximalem Gewinn. Daraus lässt sich schließen, dass die Veränderungen der Lastimpedanzen und die damit verbundenen Änderungen der Ausbreitungskonstanten und Bildimpedanzen im Fall mit niedrigem Gewinn keinen negativen Einfluss auf die Bandbreite haben, sondern im Gegenteil diese sogar erhöhen. Die Verringerung der Bandbreite wird ausschließlich durch den abfallenden Verlauf der Übertragungsfunktion der Verstärkerzelle im Arbeitspunkt mit niedriger Basisspannung verursacht. Diese Erkenntnis ermöglicht es nun dem Schaltungsentwickler, mit gezielten Optimierungsmaßnahmen das Verhalten der Schaltung zu verbessern. Beispielsweise kann der Verlauf der Übertragungsfunktion durch Hinzufügen einer hochohmigen, seriellen Leitung L_{ser} zwischen Emitter- und Basisschaltung der Verstärkerzelle verbessert werden, wie in Abb. 4.8a zu sehen ist. Mit der verbesserten Verstärkerzelle wird nun auch, wie in Abb. 4.8b demonstriert, die Bandbreite im Zustand mit minimalem Gewinn erhöht. Während die obere Grenzfrequenz der Schaltung ohne zusätzliche Leitung im Zustand mit minimalem und maximalem Gewinn 81 GHz bzw. 118 GHz beträgt, erreicht die verbesserte Schaltung nun in beiden Arbeitspunkten eine obere Grenzfrequenz von 106 GHz.

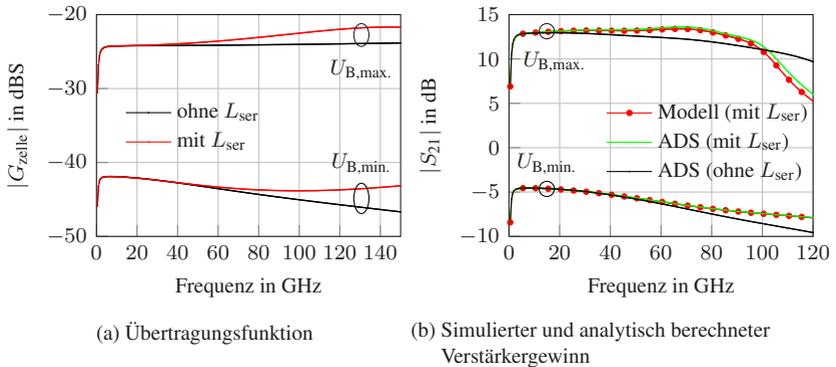


Abbildung 4.8: Auswirkungen einer zusätzlichen Serienleitung ($L_{\text{ser}} = 90 \mu\text{m}$) zwischen Emitter- und Basisstufe auf die Schaltung mit kapazitiver Teilung aus Abb. 4.2

4.3 Untersuchung weiterer Schaltungstopologien zur Gewinneinstellung

Neben der bereits betrachteten Gewinneinstellung über den Kollektorstrom werden in diesem Abschnitt zwei weitere Varianten zur Gewinneinstellung analysiert, die auf einer variablen Rückkopplung basieren. Dazu wird beispielhaft die bereits analysierte dreistufige Schaltung aus Abb. 4.2 mit einer Kaskodeschaltung und einer Serienkapazität von 80 fF genutzt. Die weiteren Schaltungsparameter sind in Tab. 4.2 aufgeführt.

4.3.1 Stromgegenkopplung

Zunächst wird die in Abb. 4.9a gezeigte variable Impedanz am Emitteranschluss analysiert. Im Gegensatz zur differentiellen Topologie aus Abschnitt 2.4.3 fließt der Kollektorstrom nun auch durch die zusätzliche Emitterimpedanz. Um den Arbeitspunkt unabhängig von der Emitterimpedanz fest einstellen zu können, wird deshalb eine Parallelschaltung aus einem Widerstand R_{Shunt} und einem NMOS-Transistor gewählt, die über die Kapazität C_{Shunt} entkoppelt sind. Abbildung 4.10a zeigt die Verstärkung bei verschiedenen Gate-Source-Spannungen im Vergleich mit der in Abschnitt 4.2.2 betrachteten Variante mit Stromeinstellung. Auffällig ist der insbesondere in den Zuständen mit niedrigem Gewinn auftretende starke Anstieg des Gewinns über der Fre-

Tabelle 4.2: Parameter der untersuchten Schaltungen

Parameter	Stromgegenkopplung	Spannungsgegenkopplung
M_1	2x LV NMOS 10 $\mu\text{m}/0,13 \mu\text{m}$	5x LV NMOS 10 $\mu\text{m}/0,13 \mu\text{m}$
C_{Shunt} in pF	5	5
R_{Shunt} in Ω	100	-
U_{Steuer} in V	0,5 – 1,5	1,1 – 2,39
U_B in V	1,95	0,95
U_{Kas}	3,15	2,15
U_{CC}	3,4	2,4

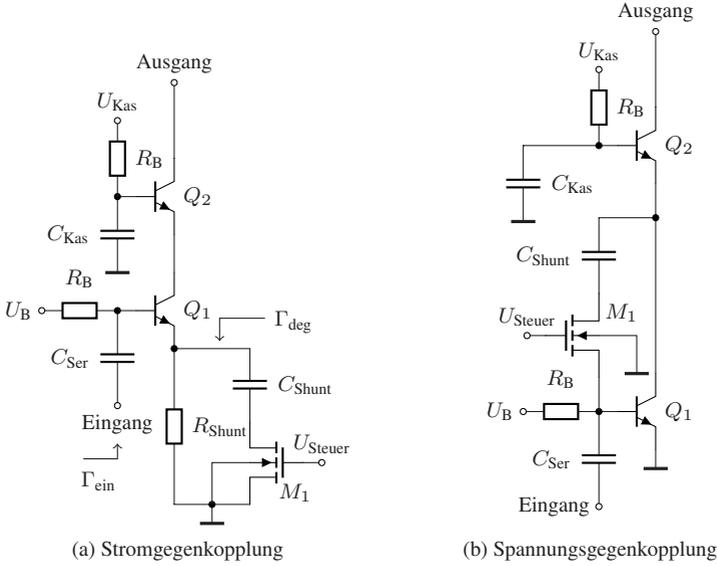


Abbildung 4.9: Verstärkerzellen mit einstellbarer Gegenkopplung

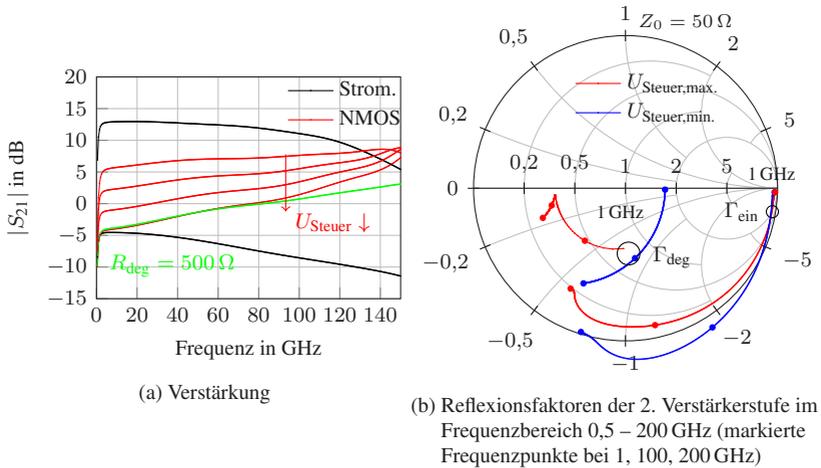


Abbildung 4.10: Simulationsergebnisse des verteilten Verstärkers mit Stromgegenkopplung (NMOS, $U_{\text{Steuer}} = 0,5 - 1,5 \text{ V}$, $U_B = 1,95 \text{ V}$, $U_{\text{Kas}} = 3,15 \text{ V}$, $U_{\text{CC}} = 3,4 \text{ V}$) im Vergleich zur Schaltungsvariante mit Stromeinstellung (Strom.)

quenz. Der Impedanzverlauf der Emitterimpedanz ist in Abb. 4.10b dargestellt und zeigt aufgrund der parasitären Effekte des NMOS-Transistors vor allem bei niedrigem Gewinn einen stark frequenzabhängigen Verlauf. Da allerdings auch bei der Schaltungsvariante mit einem idealen Widerstand R_{deg} von 500Ω anstelle des NMOS-Transistors ein über der Frequenz ansteigender Verlauf der Verstärkung zu beobachten ist (s. Abb. 4.10a), lässt sich der Gewinnanstieg nur zum Teil mit den parasitären Effekte des NMOS-Transistors erklären. Die zusätzliche Impedanz am Emitteranschluss hat nicht nur Einfluss auf den Gewinn der einzelnen Verstärkerzelle, sondern beeinflusst auch die Ein- und Ausgangsimpedanzen der Zelle. Insbesondere die Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle ändert sich relativ stark in Abhängigkeit der Gate-Spannung des NMOS-Transistors. Wie in Abb. 4.10b zu sehen ist, wird der Realteil der Eingangsimpedanz bei niedrigem Gewinn negativ und sorgt für einen Reflexionsfaktor mit Betrag größer 1. Bei Vergrößerung des NMOS-Transistors lässt sich durch die Verringerung des NMOS-Widerstands zwar ein höherer Maximalgewinn erzielen, allerdings wird die Schaltung für hohe Frequenzen bei niedrigem Gewinn instabil und führt zu einem Reflexionsfaktor größer 1 am Eingang der Gesamtschaltung. Neben der Stabilitätsproblematik ist ein wei-

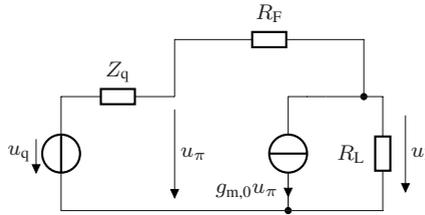


Abbildung 4.11: Ersatzschaltbild einer Verstärkerstufe mit Spannungsgegenkopplung

terer Nachteil der Schaltung die zusätzliche Verlustleistung, die vom parallelen Emitterwiderstand R_{Shunt} aufgenommen wird. Erhöht man R_{Shunt} , können geringere Verstärkungen realisiert werden, allerdings steigt dann auch die zusätzliche Verlustleistung.

4.3.2 Spannungsgegenkopplung

Als weitere Möglichkeit zur Einstellung der Verstärkung wird die in Abb. 4.9b gezeigte Spannungsgegenkopplung untersucht. Die Serienkapazität im Rückkopplungszweig dient dabei zur Gleichstromkopplung und wird mit 5 pF zunächst so dimensioniert, dass sie über einen Großteil des Frequenzbereichs eine vernachlässigbare Impedanz aufweist. Anhand des vereinfachten Ersatzschaltbildes aus Abb. 4.11 lässt sich die prinzipielle Einstellung der Verstärkung in Abhängigkeit des Gegenkopplungswiderstandes wie folgt herleiten:

$$G_{u,0} = \frac{(1 - g_{m,0}R_F) R_L}{Z_q + R_F + (1 + g_{m,0}Z_q) R_L} \quad (4.6)$$

Der Transistor wird hierbei stark vereinfacht durch eine spannungsgesteuerte Stromquelle modelliert. Für den Fall einer reellen Quellimpedanz $Z_q = R_q$ ergibt sich mit den Näherungen $(1 + g_{m,0}R_q) R_L \gg R_q + R_F$, $g_{m,0}R_F \gg 1$ und $g_{m,0}R_q \gg 1$ die bekannte Näherungsformel $G_{u,0} \approx -R_F/R_q$ [TS09, S. 135]. Aus Abb. 4.12a ist ersichtlich, dass sowohl die Schaltung mit NMOS-Transistor als auch die Variante mit einem idealen Rückkopplungswiderstand R_{deg} anstelle des Transistors bei niedrigen Verstärkungen eine ausgeprägte Hochpass-Charakteristik aufweist. Die Hochpass-Charakteristik kann auf die Übertragungsfunktion der Emitterschaltung $G_{u,CE} = u_{\text{aus,CE}}/u_{\text{ein,CE}}$ zurückgeführt werden, die für beide Schaltungsvarianten in Abb. 4.12b abgebildet

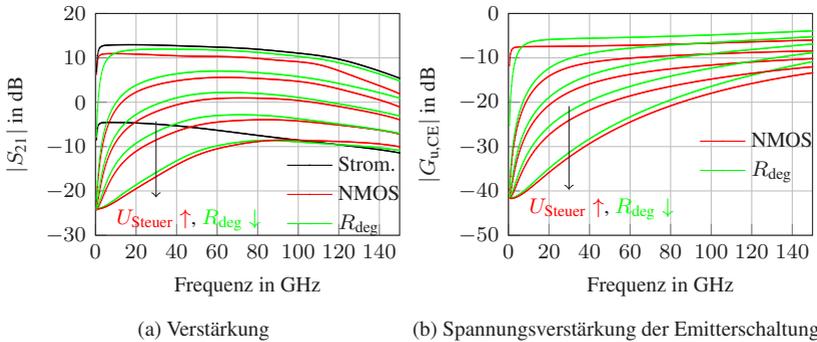


Abbildung 4.12: Verteilter Verstärker mit Spannungsgegenkopplung durch einen NMOS-Transistor ($U_{\text{Steuer}} = 1,1 - 2,39 \text{ V}$, $U_{\text{B}} = 0,95 \text{ V}$, $U_{\text{Kas}} = 2,15 \text{ V}$, $U_{\text{CC}} = 2,4 \text{ V}$) bzw. einen idealen Widerstand (R_{deg} , $R_{\text{deg}} = 10 - 500 \Omega$) im Vergleich zur Schaltungsvariante mit Stromeinstellung (Strom.)

ist. Anhand des stark vereinfachten Ersatzschaltbilds in Abb. 4.11 lässt sich die Hochpass-Charakteristik wie folgt begründen. Aus (4.6) ergibt sich mit $Z_q = 1/(j\omega C_{\text{Ser}})$ und $R_L = 1/g_{m,0}$:

$$G_{u,CE} = -\frac{j\omega_g}{1 + j\omega_g} \frac{R_F - \frac{1}{g_{m,0}}}{R_F + \frac{1}{g_{m,0}}} \quad \omega_g = \frac{2}{\left(R_F + \frac{1}{g_{m,0}}\right) C_{\text{Ser}}} \quad (4.7)$$

Dies entspricht der Übertragungsfunktion eines Hochpasses 1. Ordnung mit der Grenzfrequenz ω_g [CWS07, S. 90]. Dementsprechend ergibt sich für niedrige Werte des Rückkopplungswiderstands eine hohe Grenzfrequenz des Hochpasses, was die Charakteristik der Übertragungsfunktion aus Abb. 4.12b erklärt. Durch eine Verringerung der Kapazität im Rückkopplungsweig kann man das Verhalten der Schaltung wie in Abb. 4.13 gezeigt etwas verbessern, allerdings gibt es immer noch Gewinn-Zustände mit stark ausgeprägtem Hochpass-Charakter.

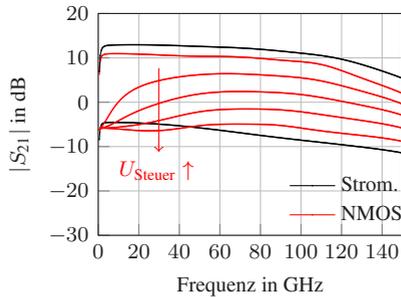


Abbildung 4.13: Gewinn der Verstärkerschaltung mit Spannungsgegenkopplung und $C_{\text{Shunt}} = 0,5 \text{ pF}$

4.4 Entwicklung von verteilten Verstärkern mit kapazitiver Teilung

Im folgenden Abschnitt wird die konkrete Entwicklung zweier Verstärker mit kapazitiver Teilung beschrieben. Die Messergebnisse des dreistufigen Verstärkers wurden bereits in [4] publiziert.

Der Aufbau der realisierten Schaltungen ist in Abb. 4.14 gezeigt, und die zugehörigen Bauteilwerte finden sich in Tab. 4.3. Basierend auf den in den vorangehenden Abschnitten beschriebenen Erkenntnissen nutzen die realisierten Verstärkerschaltungen ebenfalls das Prinzip der Stromsteuerung zur Einstellung des Gewinns. Die untersuchten Schaltungen auf Basis von Rückkopplungsstrukturen zeigen deutlich weniger homogene Verläufe der Verstärkung in den unterschiedlichen Zuständen, und erhöhen im Fall der Stromgegenkopplung die Leistungsaufnahme. Als Kompromiss zwischen hohem Maximalgewinn und hoher Bandbreite werden sowohl eine dreistufige als auch eine zweistufige Schaltung realisiert, die identische Verstärkerstufen nutzen. Als Grundlage für die Dimensionierung der Bauteile und das Layout der Schaltungen dienen die Ergebnisse einer studentischen Abschlussarbeit [Str16]. Die hochohmigen Leitungen zwischen den Verstärkerstufen sind als Mikrostreifenleitungen mit dem Signalleiter in TM₂ und der Massefläche in M1 ausgeführt. Feldsimulationen mit CST ergeben bei 100 GHz eine Leitungsimpedanz von $|Z_L| = 93 \Omega$. Die Zuführung der Basisspannungen erfolgt über hochohmige Widerstände, und die Versorgungsspannung wird über ein externes Bias-T zu-

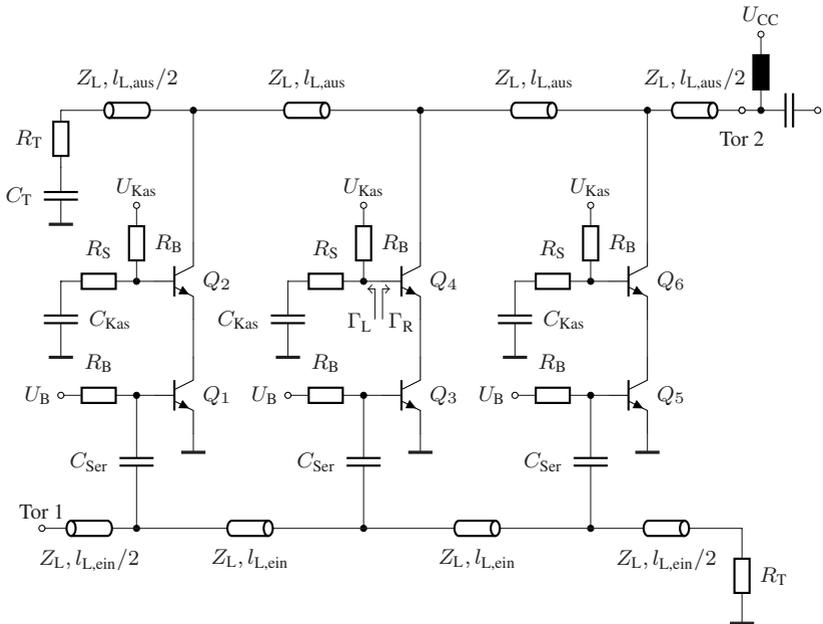


Abbildung 4.14: Vereinfachtes Schaltbild des entwickelten dreistufigen Verstärkers

geführt. Grundsätzlich ist aber auch eine Zuführung der Versorgungsspannung über das gleichstromentkoppelte Ende der Ausgangsleitung möglich.

Ähnlich wie bei dem in Abschnitt 2.5 beschriebenen kompakten VGA wird auch bei der verteilten Verstärkerstufe ein niederohmiger Widerstand in Serie zum Basisanschluss der Basisschaltung eingefügt, um das Stabilitätsrisiko zu senken. In Abb. 4.16a sind die simulierten links- und rechtsseitigen Reflexionsfaktoren an der mittleren Verstärkerstufe des dreistufigen TWAs bei minimalem und maximalem Gewinn zu sehen. Die Simulationsergebnisse basieren dabei auf einer Feldsimulation der passiven Teile der Schaltung mit CST. Die Basisschaltung zeigt über einen großen Frequenzbereich eine Eingangsimpedanz mit negativem Realteil, der grundsätzlich ein Stabilitätsrisiko darstellt. Durch den zusätzlichen Serienwiderstand R_S wird der linksseitige Reflexionsfaktor betragsmäßig verringert. In Abb. 4.16b ist zu sehen, dass das Produkt der Reflexionsfaktoren bei maximalem Gewinn zwar immer noch größer als 1 ist, der stabilitätskritische Punkt 1 allerdings nicht umlaufen wird.

Tabelle 4.3: Bauteilwerte der Schaltungen

Bauteil	Wert
Q_{1-6}	nnp13G2 $8 \times 0,07 \times 0,9 \mu\text{m}^2$
$l_{L,\text{ein}}$	0,25 mm
$l_{L,\text{aus}}$	0,27 mm
$ Z_L $	93Ω (100 GHz)
R_T	50Ω
R_S	6Ω
R_B	2 k Ω
C_{Ser}	81 fF
C_{Kas}	0,5 pF
C_T	5 pF

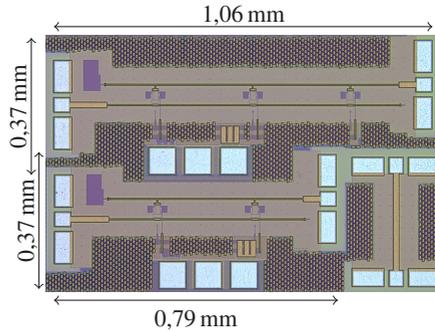


Abbildung 4.15: Aufnahme der hergestellten Schaltungen

Die gefertigten Schaltungen werden im Frequenzbereich 0,01 bis 110 GHz auf Basis einer LRRM-Kalibration [Hay06a] vermessen. Die gemessenen Streuparameter für beide Schaltungsvarianten sind in Abb. 4.17 gezeigt. Die gemessene Verstärkung zeigt über den Großteil der betrachteten Arbeitspunkte einen sehr flachen Verlauf, der sich gut zur Verstärkung breitbandiger Signale eignet. Insbesondere die gemessene Verstärkung zeigt exzellente Übereinstimmung mit den auf Basis der Feldsimulationen ermittelten Simulationsergebnissen. Wertet man die Messergebnisse bei der Frequenz 10 GHz aus, so kann der Gewinn in der dreistufigen Variante zwischen -0,2 und 11,9 dB eingestellt werden, und in der zweistufigen Version zwischen -3,3 und 8,6 dB. In der dreistufigen Version beträgt die minimale obere Grenzfrequenz 84 GHz, und bei der zweistufigen Version 110 GHz. Die aufgrund der seriellen Kapazität begrenzte untere Grenzfrequenz beträgt bei beiden Schaltungen in den verschiedenen Arbeitspunkten maximal 1 GHz. Durch die gleichstromgekoppelte Terminierung der Eingangsleitung weisen die Schaltungen gute Eingangsanpassungen

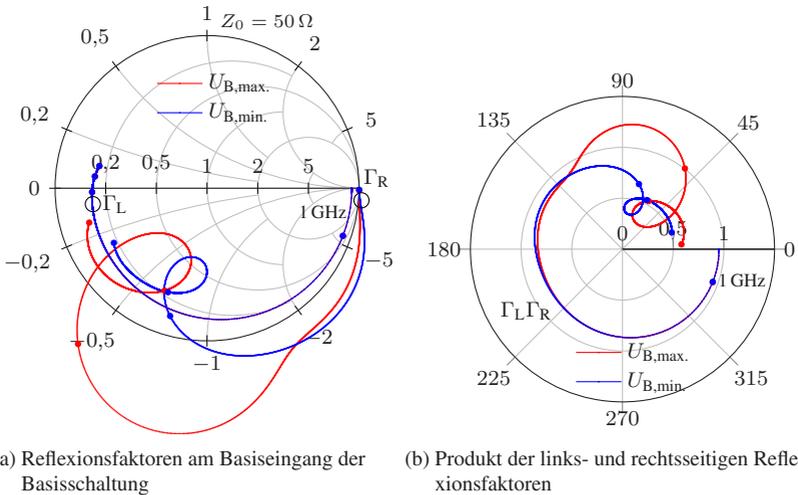


Abbildung 4.16: Stabilitätsuntersuchung der Kaskode im Frequenzbereich 0,001 – 300 GHz (markierte Frequenzpunkte bei 1, 100, 200, 300 GHz)

über den gesamten Frequenzbereich auf. Bei der dreistufigen Schaltung ist die Anpassung besser als 8 dB und bei der zweistufigen Schaltung besser als 4 dB. Der starke Anstieg des Reflexionsfaktors am Ausgang der Schaltung ergibt sich aufgrund des RC -Abschlusses der Ausgangsleitung. Zwischen 1 und 110 GHz ist die dreistufige Schaltung am Ausgang besser als 11 dB angepasst, und die zweistufige Schaltung besser als 9 dB. Die auf Basis der gemessenen Streuparameter ermittelte Gruppenlaufzeit ist in Abb. 4.18 gezeigt. Zur Verringerung des Rauscheinflusses wurden die berechneten Werte für die Gruppenlaufzeit ab einer Frequenz von 5 GHz mithilfe von 5 Frequenzpunkten gemittelt. In der dreistufigen Variante beträgt die Variation der Gruppenlaufzeit im Frequenzbereich zwischen 3 und 108 GHz 13,0 ps, und bei der zweistufigen Variante 11,9 ps. Die Isolation ist bei der dreistufigen Schaltung über den gesamten Frequenzbereich größer als 21 dB bzw. größer als 24 dB im Fall der zweistufigen Schaltung. Bei beiden Schaltungen sind die Stabilitätsfaktoren μ bzw. μ' im gesamten Frequenzbereich größer als 1 und zeigen damit unbedingte Stabilität an.

Im Vergleich zu den im Stand der Technik veröffentlichten Arbeiten (s. Tab. 4.4) zeigen die in dieser Arbeit realisierten Schaltungen sehr hohe Bandbreiten

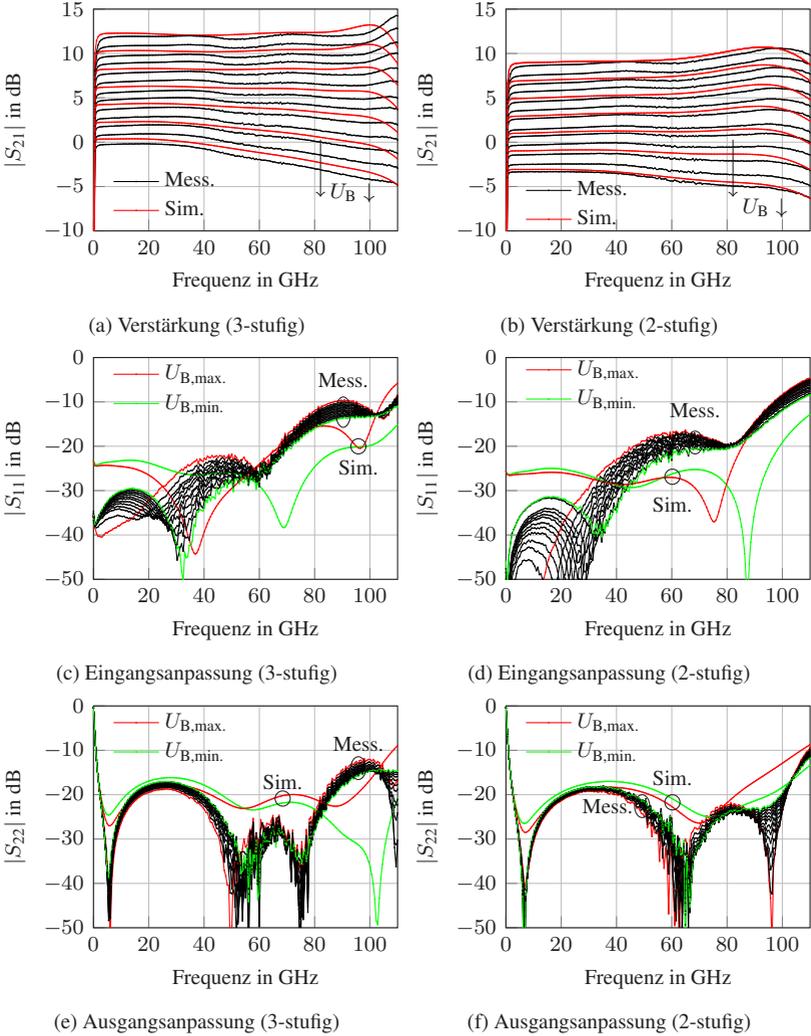


Abbildung 4.17: Gemessene Streuparameter der entwickelten zweistufigen ($U_B = 0,812 - 0,97 \text{ V}$, $U_{Kas} = 2,17 \text{ V}$, $U_{CC} = 2,4 \text{ V}$) und dreistufigen Schaltungen ($U_B = 0,811 - 0,98 \text{ V}$, $U_{Kas} = 2,18 \text{ V}$, $U_{CC} = 2,4 \text{ V}$) im Vergleich mit den Simulationsergebnissen ($U_B = 0,802 - 0,945 \text{ V}$, $U_{Kas} = 2,145 \text{ V}$, $U_{CC} = 2,4 \text{ V}$)

Tabelle 4.4: Übersicht zu verteilten Verstärkerschaltungen mit variablem Gewinn

Arbeit	Gewinnein- stellung	Technolo- gie	f_T in GHz	Band- breite in GHz	$ S_{21} $ in dB	$\Delta\tau_g$ in ps	P_{DC} in mW
[WNK ⁺ 16]	Mult.	InP DHBT	400	>0 – 67 ^{1,2}	0,9 – 10,7		840
[FM06]	Gegen- kopplung	pHEMT	45	1 – 26,5 ³	-6 – 9		350
[KPB ⁺ 05]	Gegen- kopplung	GaAs pHEMT	75	2 – 43 ¹	5 – 12		1100
[SS- JE17]	Strom.	SiGe HBT	300	0 – 50 ¹	0,8–12,8		70 ¹ / 12 ²
[CLKW11]	Strom.	CMOS		2,2 – 13,6 ⁴	-20 – 18,1		25 ¹
[TCE15]	Strom.	SiGe HBT	300	1 – 170 ¹	-30 – 10	10 ¹ (5 – 160 GHz)	108 ¹
Diese Arbeit	Strom.	SiGe HBT	300	≥ 1 – 84	-0,2 – 11,9	13,0 (3 – 108 GHz)	71 ¹ / 9 ²
Diese Arbeit	Strom.	SiGe HBT	300	≥ 1 – 110	-3,3 – 8,6	11,9 (3 – 108 GHz)	47 ¹ / 7 ²

¹bei maximalem Gewinn²bei minimalem Gewinn³ $G_{\max} \pm 2$ dB⁴keine Angabe zu Abhängigkeit v. Gewinn

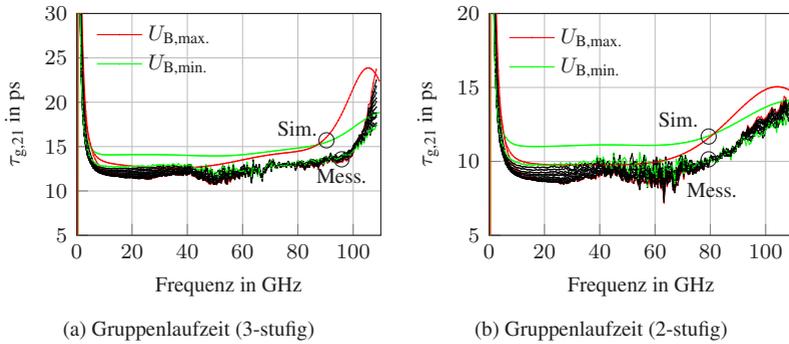


Abbildung 4.18: Gruppenlaufzeit der entwickelten zwei- und dreistufigen Schaltungen

bei moderatem Maximalgewinn. Nur die Arbeit aus [TCE15] zeigt eine höhere Bandbreite bei maximalem Gewinn, allerdings liegen hier keine Informationen über die Bandbreite in den anderen Arbeitspunkten vor. Bei den in dieser Arbeit realisierten Schaltungen sind insbesondere die über den Großteil des Frequenzbereichs sehr flachen Verläufe des Gewinns und der Gruppenlaufzeit hervorzuheben. Ein weiterer Aspekt der gewählten Topologie mit Stromein- stellung ist die vom Gewinn abhängige Verlustleistung der Schaltung, die z.B. in einem Sender zur Reduzierung der abgegebenen Leistung bei gleichzeitiger Verringerung der Verlustleistung genutzt werden kann.

5 Aktive Leistungskombinierer zur PAM-Signalerzeugung

Neben der Erhöhung der Bandbreite ist ein weiterer Lösungsansatz zur Realisierung von Kommunikationssystemen mit hoher Datenrate die Verwendung von höherwertigen Modulationsformaten. Insbesondere in der optischen Kommunikationstechnik wird die Verwendung von Datensignalen mit vier Amplitudenstufen (PAM-4) anstelle von Binärsignalen erforscht. Gegenstand dieses Kapitels ist die Untersuchung einer breitbandigen, verteilten Verstärkerstruktur zur Erzeugung von PAM-4 Signalen aus zwei binären Datensignalen.

5.1 Schaltungstopologien zur PAM-4 Signalerzeugung

Zunächst werden die konventionellen Schaltungstechniken vorgestellt, die zur Erzeugung von PAM-4 Signalen genutzt werden, und anschließend der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz vorgestellt.

5.1.1 Stand der Technik

Eine grundlegende Schaltung zur Erzeugung von mehrstufigen Signalen ist der Digital-Analog-Konverter (*Digital Analog Converter* (DAC)). Für Datenraten im Bereich von mehreren zehn GBit/s kommen hauptsächlich DAC-Strukturen nach dem R - $2R$ Prinzip und dem Prinzip der gewichteten Stromquellen zum Einsatz [ESB⁺10]. In beiden Fällen werden entsprechend der anliegenden Bit-Kombination Stromquellen geschaltet, die eine Ausgangsspannung äquivalent zur Bit-Kombination erzeugen. Insbesondere in CMOS-Technologien ist die Analogbandbreite konventioneller DAC-Konzepte ein limitierender Faktor [YNW⁺18] [HHG⁺15]. Dies lässt sich beispielhaft anhand des Prinzips der gewichteten Stromquellen durch eine hohe Zeitkonstante am Ausgang der Schaltung begründen, die sich aus der Parallelschaltung der parasitären Kapazitäten der einzelnen Stromquellen ergibt. Um höhere Datenraten

zu erzeugen, werden in der aktuellen Forschung einerseits Technologien mit deutlich schnelleren Transistoren verwendet, und andererseits neuartige Konzepte zur Erhöhung der Bandbreite untersucht.

Basierend auf einer klassischen R - $2R$ -Leiterstruktur zeigen ARAYASHIKI ET AL. [AIA16] einen 6-Bit DAC, mit dem ein 160 GBit/s PAM-4 Signal erzeugt werden kann. Ebenfalls auf einer InP DHBT Technologie basierend wird in [KDJ⁺18] ein 3-Bit DAC vorgestellt, bei dem die Kombination der Datensignale ähnlich wie beim Prinzip der gewichteten Stromquellen direkt am Ausgangsknoten des DACs erfolgt. Hier wird eine PAM-4 Datenrate von 200 GBit/s bei einer Ausgangsamplitude von $3,7 V_{pp}$ demonstriert.

Um die Bandbreite bei gleichzeitig hoher Ausgangsamplitude zu erhöhen, werden in aktuellen Forschungsarbeiten Ansätze ähnlich zum Prinzip des verteilten Verstärkers vorgeschlagen, und die Verteilung des Taktsignals sowie die Ausgangsleitung ähnlich wie beim verteilten Verstärker ausgeführt [HHG⁺15] [BSV16].

In [HHG⁺15] werden zwei separate DAC-Schaltungen mit versetztem Taktsignal durch eine verteilte Ausgangsleitung kombiniert, und die für die einzelnen Bits verantwortlichen Zellen über die Ausgangsleitung verteilt. Auf diese Weise wird im Gegensatz zu herkömmlichen DAC-Strukturen eine hohe kapazitive Belastung des Ausgangsknotens verhindert und die Bandbreite erhöht. Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Bandbreite besteht in der analogen Kombination der Ausgangssignale mehrerer konventioneller DACs. Ein Beispiel ist die Verwendung eines analogen Multiplexers [NWY⁺18] [HSA⁺17]. In [NWY⁺18] wird basierend auf einer InP DHBT Technologie mit einer Transitfrequenz von 460 GHz ein 2:1 Multiplexer vorgestellt, der eine Analogbandbreite von über 110 GHz aufweist. Basierend auf diesem Multiplexer wurde mithilfe zweier Ausgangskanäle eines 92 GS/s Signalgenerators ein PAM-4 Signal mit einer Datenrate von 320 GBit/s demonstriert [YNW⁺18]. Eine weitere Möglichkeit zur Kombination mehrerer DACs besteht darin, mithilfe von Mischern die Ausgangssignale der DACs in verschiedene Frequenzbänder zu übertragen, und das Ausgangssignal aus den einzelnen Spektren zusammensetzen. In [CCR⁺17] werden auf diese Weise drei CMOS DACs so kombiniert, dass ein 380 GBit/s PAM-4 Signal demonstriert werden konnte. Sowohl beim in [YNW⁺18] vorgestellten Zeitmultiplex-Verfahren als auch bei der Signalzusammensetzung im Frequenzbereich in [CCR⁺17] ist allerdings zu beachten, dass eine aufwendige Signalprozessierung stattfinden muss, um die einzelnen DACs so anzusteuern, dass sich das gewünschte Ausgangssignal ergibt.

Während DAC-Schaltungen zumeist für allgemeine Anwendungszwecke konzipiert sind und eine relativ hohe Amplitudenauflösung aufweisen, werden insbesondere in CMOS Technologien speziell für die Übertragung von PAM-Signalen mit geringer Ordnung geeignete Schaltungen realisiert. Diese sind z.B. zur Datenübertragung zwischen verschiedenen Chips auf einer Platine vorgesehen. Oftmals weisen diese Chips außerdem Multiplexer sowie Schaltungen zur Takterzeugung und -verteilung auf, um viele parallele Eingangsdatenströme mit deutlich niedrigerer Datenrate zu kombinieren [CMKR18]. In getakteten Schaltungen lassen sich auf einfache Weise Equalizer-Schaltungen realisieren, mit denen das Ausgangssignal an die Transferfunktion z.B. des Übertragungskanals oder von nachfolgenden Komponenten angepasst werden kann [KBD⁺18] [SLY⁺18].

In [CMKR18] werden insgesamt 256 Datenströme mit einer Datenrate von jeweils 312,5 MBit/s unter Verwendung von Multiplexern zu einem 80 GBit/s PAM-4 Signal am Ausgang kombiniert. Zur Erzeugung des PAM-4 Signals kommt dabei eine Ausgangsstufe ähnlich wie beim DAC mit gewichteten Stromquellen zum Einsatz.

In [SLY⁺18] wird ein PAM-4 Treiber für einen VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) vorgestellt, der aus zwei Datenströmen am Eingang mithilfe einer getakteten 4-Tap FFE-Schaltung (*Feed-Forward Equalization*) ein PAM-4 Signal erzeugt, das durch Vorverzerrung die niedrige Bandbreite des VCSELS ausgleichen kann. Mit diesem Treiber wird zusammen mit einem VCSEL mit Bandbreite 20,6 GHz eine PAM-4 Datenrate von 50 GBit/s erzeugt.

Während die bisher beschriebenen Schaltungstopologien ein Taktsignal benötigen und damit z.B. auch die Synchronisierung von Eingangssignalen und weitere Funktionen im Digitalbereich ermöglichen, sind für viele Anwendungen rein analoge Schaltungen interessant, die ohne zusätzliches Taktsignal auskommen.

Die einfachste Möglichkeit um aus zwei Binärsignalen ein PAM-4 Signal zu erzeugen, ist eine passiver Leistungskombinierer in Verbindung mit einem 6 dB Dämpfungsglied in einem der beiden Eingangspfade [WLS⁺15]. Wenn der Leistungskombinierer mithilfe von Widerständen realisiert wird, lässt sich dadurch eine sehr breitbandige Lösung erzeugen, die z.B. im Laborumfeld genutzt wird. Um dieses Prinzip hinsichtlich der hohen Verluste des passiven Leistungskombinierers und der geringen Isolation zu verbessern, wurden verschiedene aktive analoge PAM-Treiberschaltungen vorgestellt, die insbesondere zur Ansteuerung von VCSELS dienen [BSH⁺15] [BHE16] [CHL⁺16].

In der Arbeit von BELFIORE ET AL. [BSH⁺15] wird eine kompakte Verstärkerschaltung vorgestellt, die zur Signalkombination zwei differentielle Emitterschaltungen mit einem gemeinsamen Lastwiderstand und unterschiedlichen Kollektorströmen nutzt. Zur Erzeugung der intern verwendeten differentiellen Signale werden zusätzlich zwei Konverter am Eingang benötigt, und das entstandene PAM-4 Signal wird durch eine Ausgangsstufe verstärkt. In [BHE16] wird eine verbesserte Schaltung mit höherer Bandbreite vorgestellt, die zur Signalkombination eine Kaskodeschaltung nutzt, bei der die beiden Eingangssignale in eine gemeinsame Basisstufe eingespeist werden. In [RLA⁺17] wird eine ebenfalls vollständig analoge Schaltung vorgestellt, die aus einer einstufigen Topologie zur Signalkombination besteht, und zur Erhöhung der Bandbreite an Ein- und Ausgängen Induktivitäten nutzt. Hier wird mithilfe einer SiGe BiCMOS Technologie mit einer Transitfrequenz von 300 GHz ein 100 GBit/s PAM-4 Signal mit einer Ausgangsamplitude von $4 V_{pp}$ bereitgestellt.

5.1.2 Ansatz dieser Arbeit

Zur Erzeugung von PAM-4 Signalen mit geringer Hardware-Komplexität und Verlustleistung stellen die im vorherigen Abschnitt beschriebenen analogen PAM-Treiber vielversprechende Ansätze dar. Die gezeigten Implementierungen basieren ähnlich wie bei einem DAC mit gewichteten Stromquellen auf dem Prinzip der Summation von Strömen durch eine Schaltung aus konzentrierten Bauelementen. Ähnlich wie bei den DACs ist diese Topologie nur bedingt für hohe Bandbreiten und Ausgangsamplituden geeignet, da entweder die Summier-Schaltung selbst die Bandbreite limitiert, wenn sie gleichzeitig als Ausgangsstufe dient, oder durch die Aneinanderreihung von mehreren kompakten Verstärkerstufen eine Tiefpasscharakteristik erzeugt wird. In dieser Arbeit wird als neues Konzept zur Erzeugung von PAM-4 Signalen die Verwendung einer verteilten Kombinierer-Struktur vorgeschlagen, die ähnlich wie der klassische verteilte Verstärker hohe Analogbandbreiten ermöglicht. Die grundlegende Struktur eines Kombinierers auf Basis des verteilten Verstärkerprinzips ist in Abb. 5.1 gezeigt. Eingangsseitig entspricht die Struktur einem konventionellen verteilten Verstärker, und ausgangsseitig werden jeweils zwei Verstärkerzellen in die Ausgangsleitung eingespeist. Die Struktur eines solchen Kombinierers ist grundsätzlich bekannt und wird z.B. in Empfängern zur Signalkombination in Mehrantennen-Arrays eingesetzt [SZH07] [TCBE17].

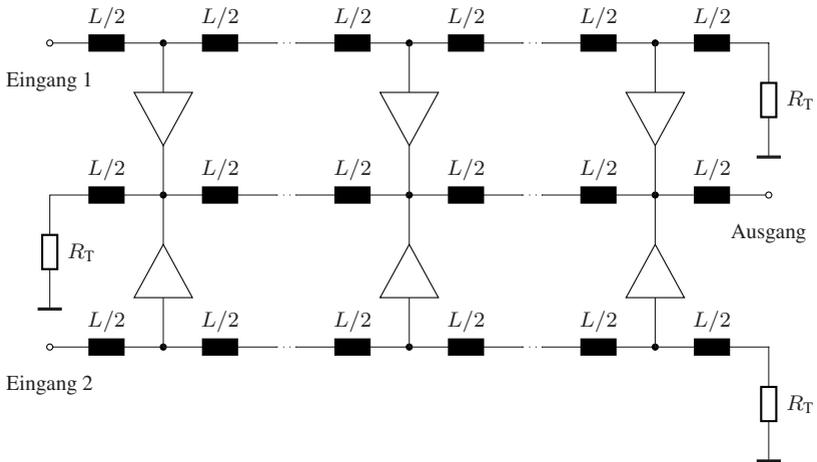


Abbildung 5.1: Allgemeine Struktur einer verteilten Kombinierschaltung

Unter der Annahme von Eingangssignalen mit gleicher Amplitude müssen zur PAM-4 Signalerzeugung die beiden Verstärkerpfade wie bei der passiven Leistungskombination eine Gewinn-Differenz von 6 dB aufweisen. Dies kann entweder durch unterschiedliche Verstärkerzellen oder durch eine unterschiedliche Anzahl der Verstärkerzellen in den beiden Pfaden realisiert werden. Bei den im Folgenden beschriebenen diskret bzw. integriert aufgebauten Prototyp-Schaltungen wird die unterschiedliche Verstärkung durch die Verstärkerzellen selbst realisiert, was eine homogene Struktur der Ausgangsleitung ermöglicht. Die diskret aufgebaute Schaltung wurde in [5] vorgestellt, und die integrierte Schaltungsvariante ist zur Veröffentlichung angenommen [6].

5.2 Diskret aufgebaute PAM-4 Treiberschaltung

Um die Umsetzbarkeit des vorgeschlagenen Prinzips zur PAM-4 Signalerzeugung zunächst grundlegend zu überprüfen, wird eine Schaltung aus SMD-Bauteilen (*Surface-Mount Device*) auf einer Leiterplatte aufgebaut.

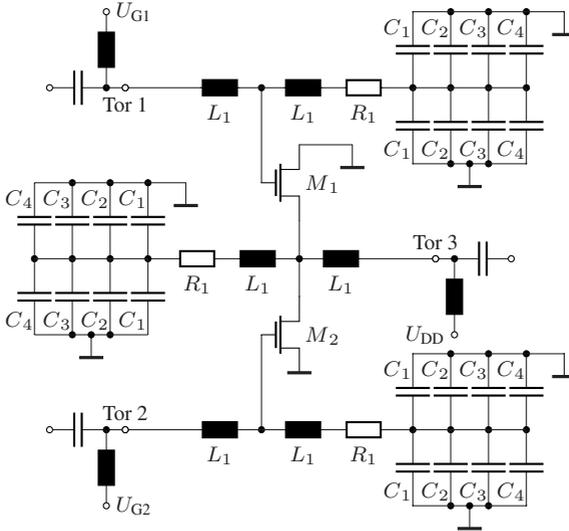


Abbildung 5.2: Vereinfachter Schaltplan des diskret aufgebauten PAM-4 Treibers

5.2.1 Schaltungskonzept

Als aktive Bauelemente kommen Transistoren vom Typ ATF-55143 zum Einsatz, bei dem es sich um einen pHEMT im sog. *Enhancement Mode* handelt, und der deshalb mit positiven Gate-Spannungen betrieben werden kann. Mit Hilfe von SMD-Induktivitäten werden zwei Transistoren wie in Abb. 5.2 dargestellt zu einer einstufigen verteilten Treiberschaltung zusammengefügt. Die zugehörigen Bauteilwerte sind in Tab. 5.1 aufgeführt, und ein Bild der aufgebauten Schaltung ist in Abb. 5.3 gezeigt. Die Eingangs- und Ausgangsleitungen sind mit Widerständen und Kondensatoren in verschiedenen Größenordnungen abgeschlossen, um eine gute Anpassung bis in den kHz-Bereich hin zu erreichen. Die Spannungsversorgung erfolgt über externe Bias-Ts, kann aber prinzipiell auch über die Leitungsenden erfolgen. Die SMD-Bauteile werden auf einer 0,8 mm dicken Leiterplatte aus dem Substratmaterial RO4003C aufgelötet, das eine spezifizizierte relative Permittivität von 3,38 aufweist. Die Verbindungen zwischen den Bauteilen sind als Mikrostreifenleitung realisiert, wobei sich die zugehörige Massefläche auf der Rückseite des Substrats befindet. Um die Eigenschaften der Schaltung durch die in Abb. 5.3 sichtbaren Zu-

Tabelle 5.1: Bauteilwerte der Schaltung

Bauteil	Wert
$M_{1/2}$	ATF-55143
L_1	1,15 nH
R_1	47 Ω
C_1	22 pF
C_2	100 pF
C_3	10 nF
C_4	100 nF

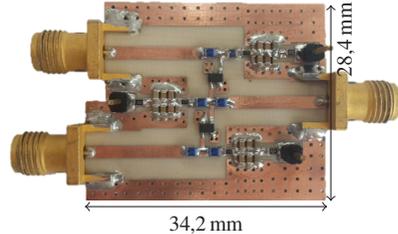


Abbildung 5.3: Aufnahme der aufgebauten Schaltung

leitungen zu den SMA-Steckern (*SubMiniature version A*) möglichst wenig zu beeinflussen, wird die Leitungsgeometrie mithilfe von CST so dimensioniert, dass die Anschlussleitung bei 5 GHz einen Impedanzbetrag von 50 Ω aufweist. Da die Gate- und Drain-Anschlüsse des Transistorgehäuses zwar gegenüberliegend, aber nicht auf einer Höhe angeordnet sind und der Gate-Anschluss von M_1 deshalb näher am Ausgang liegt, werden die Anschlussleitungen und SMA-Stecker ebenfalls leicht versetzt angeordnet.

5.2.2 Charakterisierung im Kleinsignalbereich und Stabilitätsanalyse

Um zunächst das Kleinsignalverhalten der Schaltung zu charakterisieren, werden Streuparameter-Messungen im Frequenzbereich 0,01 – 10 GHz mithilfe des PNA-X Netzwerkanalysators durchgeführt. Dazu wird der Messaufbau zunächst mit der SOLT-Methode [Hie05, S. 122] (*Short-Open-Load-Thru*) unter Verwendung von koaxialen Standards kalibriert, sodass sich die Referenzebene für die Messung an den SMA-Steckern befindet. Abbildung 5.4 zeigt die gemessenen Streuparameter in verschiedenen Arbeitspunkten bei variiert Gate-Spannung des zweiten Verstärkerzweigs und konstanter Gate-Spannung des ersten Verstärkerzweigs. Es ist zu erkennen, dass die Verstärkungen der einzelnen Zweige nahezu unabhängig voneinander eingestellt werden kön-

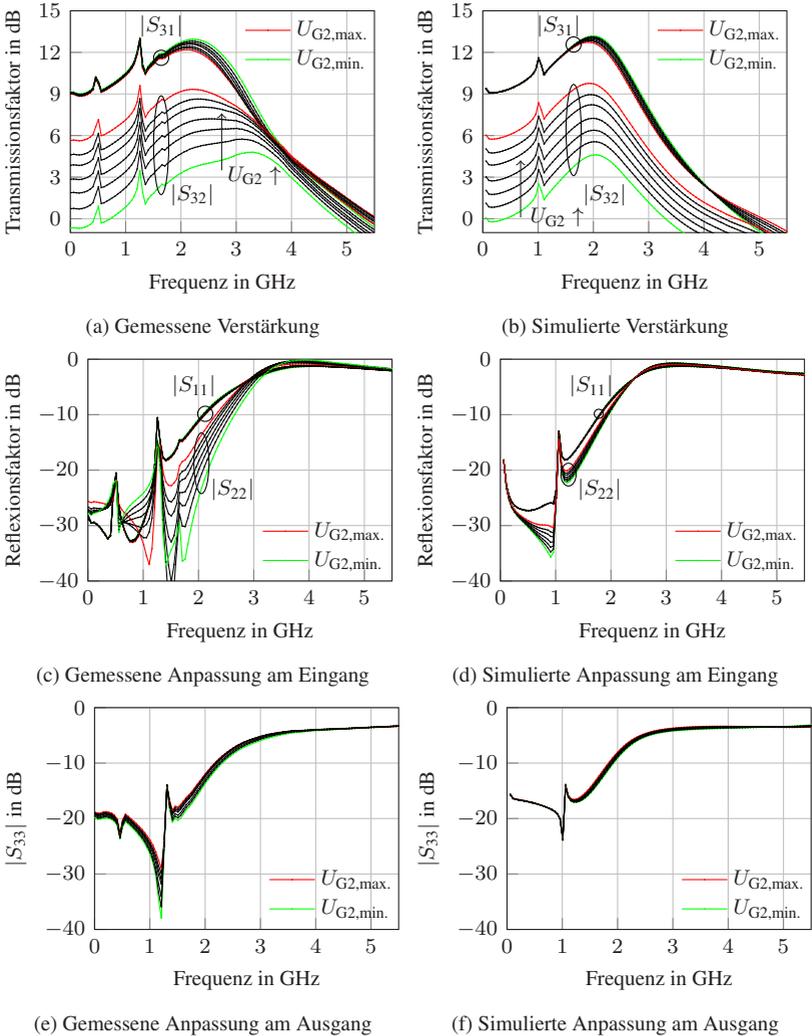
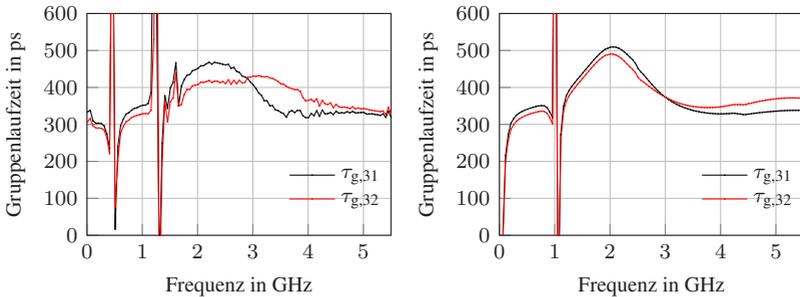


Abbildung 5.4: Gemessene ($U_{G1} = 0,45 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,41 - 0,6 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$) und simulierte ($U_{G1} = 0,414 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,334 - 0,374 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$) Streuparameter der diskret aufgebauten PAM-4 Treiberschaltung



(a) Messung ($U_{G1} = 0,45 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,47 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$), (b) Simulation ($U_{G1} = 0,414 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,35 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$)

Abbildung 5.5: Gruppenlaufzeit im Arbeitspunkt mit ca. 6 dB Gewinn-Differenz in den beiden Verstärker-Zweigen

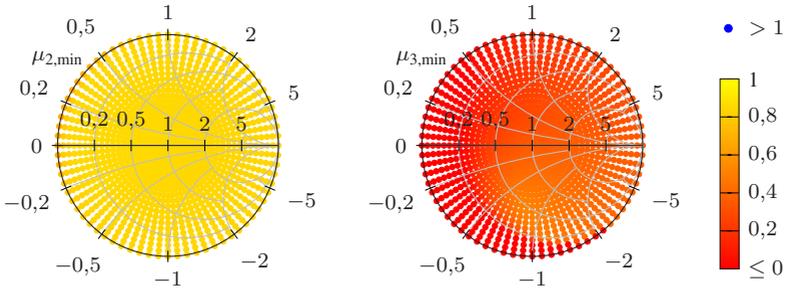
nen. In einem zur PAM-4 Signalerzeugung geeigneten Arbeitspunkt weist die Schaltung bei 10 MHz in den beiden Zweigen eine Verstärkung von 9,1 bzw. 2,8 dB auf, und die entsprechenden 3 dB Bandbreiten betragen 3,6 bzw. 5,1 GHz. Ein Vergleich der in Abb. 5.4 gezeigten Streuparameter zeigt grundsätzlich eine gute Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Ergebnisse. Die gute Übereinstimmung der Ergebnisse ist auf die gemeinsame Verwendung von Feld- und Schaltplansimulationen zurückzuführen. Dazu wird zunächst eine Feldsimulation der Leiterplatte in CST durchgeführt, um die Einflüsse der SMA-Stecker und Verbindungsleitungen zwischen den Bauelementen zu berücksichtigen. Anschließend können die extrahierten Streuparameter in die ADS-Schaltplansimulation eingebunden werden.

Sowohl bei den gemessenen Transmissions- als auch den Reflexionsfaktoren fallen die steilen Sprünge im Bereich der Frequenzen 0,5 und 1,3 GHz auf. Die Herstellung und Vermessung rein passiver Teststrukturen bestätigt die Annahme, dass diese Sprünge durch parasitäre Effekte der Kondensatoren an den Leitungsenden verursacht werden. In der Simulation können die Sprünge aufgrund teilweise fehlender Modelle für die Kondensatoren nur bedingt reproduziert werden.

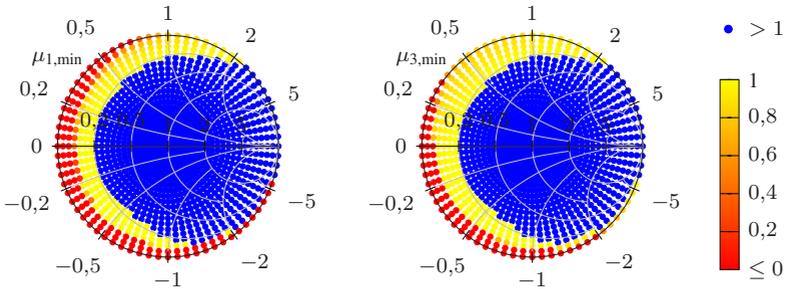
Die im Arbeitspunkt mit ca. 6 dB Gewinn-Differenz aus den Streuparametern berechneten Gruppenlaufzeiten sind in Abb. 5.5 dargestellt. Beide Pfade des Verstärkers zeigen einen ähnlichen Verlauf der Gruppenlaufzeit, allerdings

kommt es im Frequenzbereich um 0,5 und 1,3 GHz wie auch bei den gezeigten Streuparametern zu großen Sprüngen.

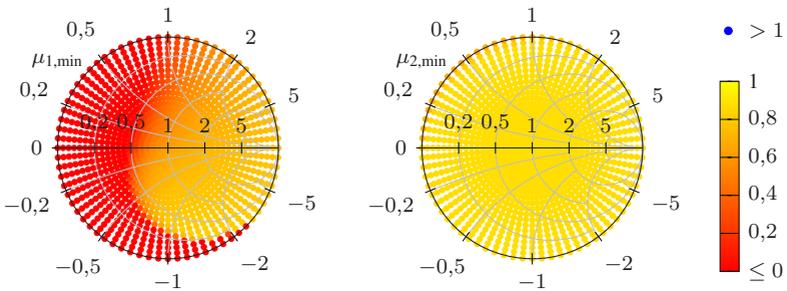
Um die Stabilität der Schaltung untersuchen zu können, ist eine aufwendigere Auswertung der gemessenen Streuparameter als bei den bisher betrachteten Schaltungen mit nur zwei Toren nötig. Das in [BA87] angegebene analytische Verfahren basiert auf dem Abschluss eines Tores mit einer festen Impedanz und einer anschließenden Untersuchung der Stabilität des entstandenen Zweitores. Auf diese Weise kann für die Abschlussimpedanz jedes Tores ein Bereich im Smith-Diagramm berechnet werden, für den das verbliebene Zweitor unbedingt stabil ist. Um diese Gebiete im Smith-Diagramm zu lokalisieren, ist die Auswertung von drei Bedingungen nötig, sodass für alle drei Tore insgesamt neun Bedingungen überprüft werden müssen. Eine Reduzierung der nötigen Bedingungen wird in [Tan05] vorgeschlagen. Auch hier wird ein Tor abgeschlossen, und die Stabilität des verbliebenen Zweitores wird mithilfe des bereits in dieser Arbeit verwendeten μ -Faktors [ES92] untersucht. Dadurch ist nur die Überprüfung von insgesamt drei Bedingungen nötig, um zu bestimmen, für welche Abschlussimpedanzen das Dreitor unbedingt stabil ist. In [BA87] und [Tan05] werden beispielhaft Streuparameter eines Dreitors an einem Frequenzpunkt ausgewertet und die Trennlinien zwischen bedingter und unbedingter Stabilität im Smith-Diagramm berechnet. In der Praxis ist allerdings zum einen die Betrachtung von Frequenzbereichen und nicht nur eines einzelnen Frequenzpunkts relevant, zum anderen interessiert auch, wie hoch der Grad an Instabilität in den Impedanzbereichen mit bedingter Stabilität ist. In dieser Arbeit wird deshalb auf das in [Tan05] vorgeschlagene Prinzip zurückgegriffen und so erweitert, dass die Beurteilung der Stabilitätsfaktoren über Frequenzbereiche möglich ist. In ADS lässt sich die Abschlussimpedanz durch Angabe eines Reflexionsfaktors auf einfache Weise variieren, sodass beliebige Bereiche des Smith-Diagramms abgedeckt werden können. Auf diese Weise wird die Berechnung der Stabilitätsfaktoren über alle gemessenen Frequenzpunkte durchgeführt, und anschließend für jede Abschlussimpedanz der minimal auftretende μ -Faktor bestimmt. Diese minimalen Werte können dann in einem Smith-Diagramm dargestellt werden, wobei die Farbgebung mit dem berechneten Stabilitätsfaktor korrespondiert. Auf diese Weise lassen sich aus dem Diagramm sofort die Impedanzen ersehen, bei denen unbedingte Stabilität herrscht. Außerdem lässt sich bei den restlichen Impedanzen beurteilen, wie groß der Instabilitätsbereich des verbliebenen Zweitores ist. In Abb. 5.6 sind die berechneten Stabilitätsfaktoren im gemessenen Arbeitspunkt mit etwa 6 dB Gewinn-Unterschied zu sehen. Die Reflexionsfaktoren der Abschlussim-



(a) Minimale Stabilitätsfaktoren in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz an Tor 1



(b) Minimale Stabilitätsfaktoren in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz an Tor 2



(c) Minimale Stabilitätsfaktoren in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz an Tor 3

Abbildung 5.6: Stabilitätsuntersuchung auf Basis der gemessenen Streuparameter im Bereich 0,01 – 10 GHz im Arbeitspunkt mit ca. 6 dB Gewinn-Differenz in den beiden Verstärker-Zweigen ($U_{G1} = 0,45 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,47 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$, Bezugsimpedanz der Diagramme $Z_0 = 50 \Omega$)

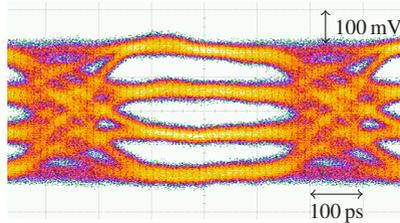
pedanzen werden dazu im Bereich $0 - 1$ bzw. $0^\circ - 355^\circ$ mit Schrittweiten von $0,05$ bzw. 5° variiert. Der Index des Stabilitätsfaktors bezieht sich dabei auf den Stabilitätskreis des entsprechenden Tores. Die Schaltung ist grundsätzlich bedingt stabil, da sich bei der Berechnung aller Stabilitätsfaktoren Impedanzbereiche ergeben, in denen der Stabilitätsfaktor nicht größer als 1 ist. Allerdings weisen die Stabilitätsfaktoren in der Nähe von 50Ω ausreichend hohe Werte auf, sodass die Schaltung mit Impedanzen in der Nähe von 50Ω stabil betrieben werden kann.

5.2.3 Charakterisierung im Zeitbereich

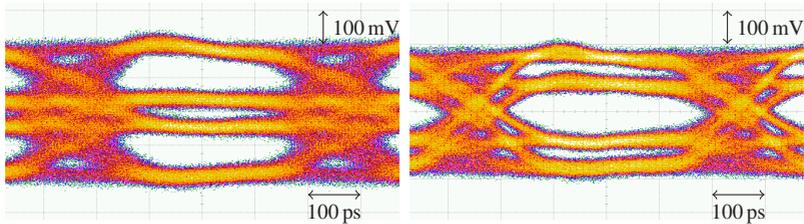
Zur Charakterisierung im Zeitbereich kommen ein M8190A Signalgenerator und ein DSA-X 93204A Echtzeit-Oszilloskop zum Einsatz. Zur Charakterisierung werden durch den Signalgenerator sog. PRBS-Signale (*Pseudorandom Binary Sequence*) erzeugt, die binäre Datensignale darstellen, die sich nach einer bestimmten Symbolzahl wiederholen. Die Ordnung N der PRBS definiert dabei die Länge der Bitfolge, die sich zu $2^N - 1$ ergibt. Die in den Abb. 5.7a-c gezeigten Augendiagramme basieren auf PRBS-Eingangssignalen der Ordnung 11 und zeigen etwa 10000 Symbole. Wie in Abb. 5.7a gezeigt lässt sich die Gewinn-Differenz der beiden Pfade so einstellen, dass näherungsweise äquidistante Abstände zwischen den Amplitudenstufen erreicht werden. Im entsprechenden Arbeitspunkt beträgt die Leistungsaufnahme der Schaltung 43 mW , und die Ausgangsamplitude bezogen auf die beiden äußeren Amplitudenstufen beträgt ca. $0,4 \text{ V}_{pp}$. Zusätzlich wird in den Abb. 5.7b-c die variable Einstellung des Gewinn-Unterschieds zwischen den beiden Pfaden demonstriert, die zu einer unterschiedlichen vertikalen Öffnung des inneren Auges im Verhältnis zu den äußeren Augen führt. Durch diese analoge Einstellung einer Vorverzerrung ist es möglich, Nichtlinearitäten von Komponenten nach der Treiberschaltung auszugleichen.

5.3 Integrierte Treiberschaltung zur PAM-4 Signalerzeugung

Um das vorgestellte Schaltungsprinzip zur PAM-4 Signalerzeugung auch für integrierte Schaltungen zu verifizieren, wird eine Prototyp-Schaltung in SG13S Technologie entwickelt.



(a) Gemessenes 4 Gbit/s Ausgangssignal mit näherungsweise äquidistanten Amplitudenstufen ($U_{G1} = 0,45 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,47 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$)



(b) Verringerter Gewinn-Unterschied ($U_{G1} = 0,43 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,52 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$) (c) Erhöhter Gewinn-Unterschied ($U_{G1} = 0,45 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,41 \text{ V}$, $U_{DD} = 2,5 \text{ V}$)

Abbildung 5.7: Gemessene 4 Gbit/s Ausgangssignale bei unterschiedlichen Arbeitspunkten

5.3.1 Schaltungskonzept

Wie aus dem in Abb. 5.8 gezeigten Schaltbild zu erkennen ist, wird jeweils eine Verstärkerzelle pro Eingang genutzt, die in hochohmige Leitungen eingebettet ist. Die Dimensionierung der Bauteile kann Tab. 5.2 entnommen werden, und eine Aufnahme der gefertigten Schaltung ist in Abb. 5.9 gezeigt. Die gewählte Transistorgröße der Emitterschaltung ist ein Kompromiss zwischen Bandbreite, Gewinn und Ausgangsleistung der Schaltung. Grundsätzlich lässt sich die gewählte Architektur der Verstärkerzelle auf mehrstufige Implementierungen erweitern, sodass Gewinn und Ausgangsleistung bzw. bei Verwendung kleinerer Transistoren die Bandbreite gesteigert werden können.

Wie bereits im Zusammenhang mit dem diskret aufgebauten PAM-4 Treiber erläutert, ist eine Gleichstromentkopplung an den Leitungsabschlüssen sinnvoll, um keine zusätzliche Verlustleistung aufgrund der Versorgungsspannungen zu erzeugen. Eine Gleichstromentkopplung bis in den kHz-Bereich ist allerdings aufgrund des hohen Platzbedarfs von Kondensatoren auf dem

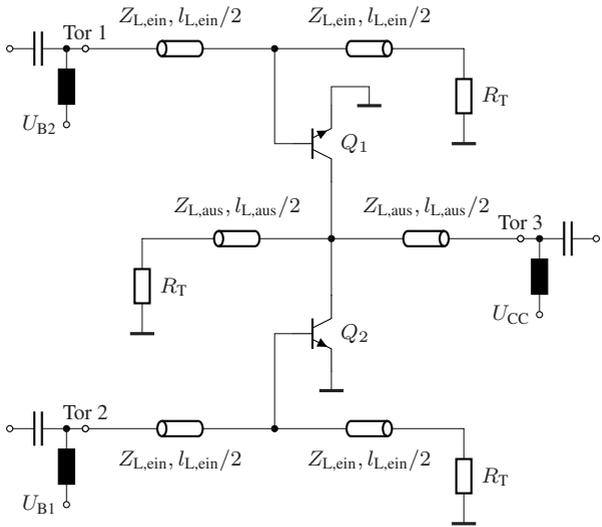


Abbildung 5.8: Vereinfachtes Schaltbild des entwickelten integrierten PAM-4 Treibers

Tabelle 5.2: Bauteilwerte der Schaltung

Bauteil	Wert
$Q_{1/2}$	npn13p $6 \times 0,12 \times 0,48 \mu\text{m}^2$
$l_{L,ein}$	0,53 mm
$l_{L,aus}$	0,59 mm
$ Z_{L,ein} $	94Ω (50 GHz)
$ Z_{L,aus} $	87Ω (50 GHz)
R_T	50Ω

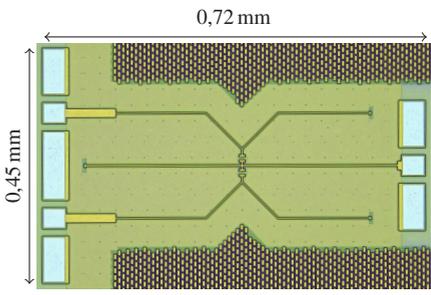


Abbildung 5.9: Aufnahme der hergestellten Schaltung

Chip nicht praktikabel. Für die in der SG13S Technologie verfügbaren MIM-Kondensatoren ist eine flächenbezogene Kapazität von $1,5 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ spezifiziert [fiM16b] [fiM16a], sodass z.B. für eine Kapazität von 1 nF eine Fläche von $0,67 \text{ mm}^2$ benötigt wird. Aus diesem Grund muss eine Kombination aus Kondensatoren auf dem Chip und zusätzlichen externen Kondensatoren verwendet werden, die z.B. über Bonddrähte mit dem Chip verbunden oder direkt auf den Chip geklebt werden [HBS05]. Dieses Verfahren ist grundsätzlich auch für die hier untersuchte Schaltung umsetzbar, allerdings wurde im Rahmen einer Prototyp-Entwicklung in dieser Arbeit darauf verzichtet. Die Ein- und Ausgangsleitungen werden direkt mit 50Ω Widerständen abgeschlossen, die dadurch einen Verstärkerbetrieb bis zu beliebig niedrigen Frequenzen ermöglichen. Die Zuführung der Ströme und Spannungen erfolgt über externe Bias-Ts. In fortgeschrittenen Realisierungen können bei Verwendung einer Gleichstromkopplung über externe Kondensatoren auch die Versorgungsspannungen über die Leitungsenden zugeführt werden, sodass keine Bias-Ts mehr verwendet werden müssen.

Für die Eingangsleitungen wird wie schon bei den verteilten Verstärkern aus Abschnitt 4.4 die minimal mögliche Signal-Leiterbreite von $2 \mu\text{m}$ gewählt, um eine möglichst hochohmige Leitung zu erzeugen. Für die Ausgangsleitung wird aufgrund des höheren Gleichstroms eine Leiterbreite von $3 \mu\text{m}$ gewählt. Aufgrund des symmetrischen Layouts der Schaltung können die beiden Eingangssignale mit einer GSGSG-Messspitze zugeführt werden.

5.3.2 Charakterisierung im Kleinsignalbereich

Die auf Basis einer SOLR-Kalibration [FP92] von 10 MHz bis 65 GHz gemessenen Streuparameter sind in Abb. 5.10 zu sehen. Ähnlich wie bei der diskret aufgebauten Schaltung kann der Gewinn jedes Pfades individuell eingestellt werden, ohne dass die Eigenschaften des anderen Pfades merklich beeinflusst werden. Bei etwa 6 dB Gewinn-Unterschied zwischen den beiden Pfaden der Schaltung kann ausgehend von einer Bezugsfrequenz von 1 GHz eine Bandbreite von 36 GHz beim Pfad mit der höheren Verstärkung, und eine Bandbreite von 49 GHz beim Pfad mit der niedrigeren Verstärkung ermittelt werden. Der Vergleich mit den in Abb. 5.10 gezeigten Simulationsergebnissen zeigt exzellente Übereinstimmung mit den Messwerten und bestätigt die gewählte Methodik aus Feldsimulation in CST und Schaltplansimulation in ADS. Die in Abb. 5.11 gezeigte Gruppenlaufzeit bei etwa 6 dB Gewinn-Unterschied zeigt geringe Laufzeitdifferenzen von maximal $1,4 \text{ ps}$ im Bereich von $0,3$ bis

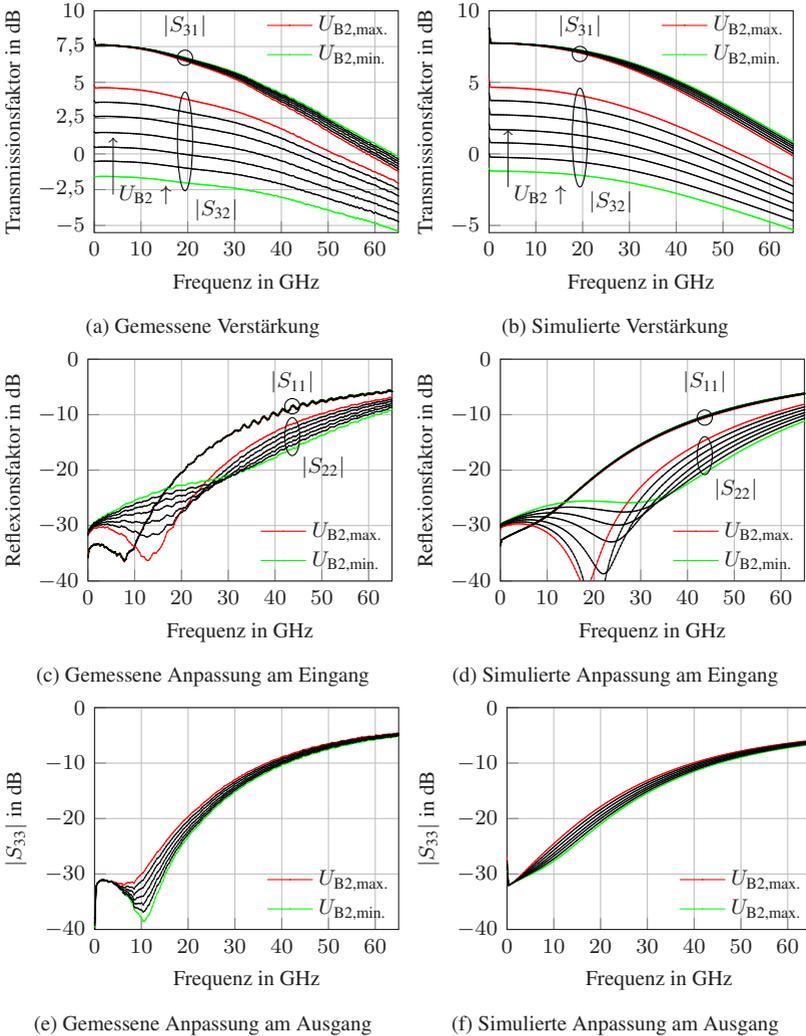
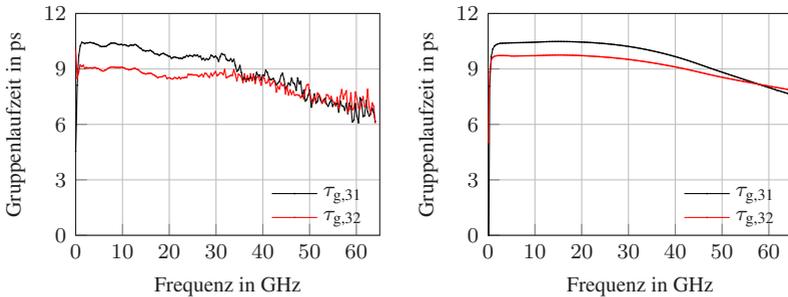


Abbildung 5.10: Gemessene ($U_{B1} = 1,05 \text{ V}$, $U_{B2} = 0,938 - 0,992 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$) und simulierte ($U_{B1} = 0,98 \text{ V}$, $U_{B2} = 0,87 - 0,92 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$) Streuparameter der integrierten PAM-4 Treiberschaltung



(a) Messung ($U_{B,1} = 1,05 \text{ V}$, $U_{B,2} = 0,96 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$), (b) Simulation ($U_{B1} = 0,98 \text{ V}$, $U_{B2} = 0,89 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$)

Abbildung 5.11: Gruppenlaufzeit im Arbeitspunkt mit ca. 6 dB Gewinn-Differenz in den beiden Verstärker-Zweigen

64 GHz, was für die synchrone Kombination der Eingangssignale im PAM-4 Betrieb von großer Bedeutung ist. Zur Darstellung der Gruppenlaufzeit wurde ein gleitender Mittelwert aus fünf Frequenzpunkten ab einer Frequenz von 2 GHz gewählt, um die Auswirkungen des Rauschens auf die gemessenen Streuparameter zu reduzieren. Wie bereits in Abschnitt 2.2 gezeigt können der Anstieg des Gewinns bzw. der Abfall der Gruppenlaufzeit bei niedrigen Frequenzen durch das elektrothermische Verhalten des Transistors begründet werden.

Anhand der gemessenen Streuparameter kann außerdem die Stabilität der Schaltung mit der in Abschnitt 5.2.2 vorgestellten Methodik untersucht werden. In allen Arbeitspunkten ergeben sich bei Untersuchung von Reflexionsfaktoren der Abschlussimpedanzen im Bereich $0 - 1$ bzw. $0^\circ - 355^\circ$ mit Schrittweiten von $0,05$ bzw. 5° Stabilitätsfaktoren größer als 1, sodass die Schaltung unbedingt stabil ist.

5.3.3 Charakterisierung im Zeitbereich

Um das Prinzip der PAM-4 Signalerzeugung bei hohen Datenraten zu demonstrieren, werden Messungen mit Datensignalen im Zeitbereich durchgeführt. Die Eingangssignale werden von einem Signalgenerator MP1758A bereitgestellt, der Datensignale bis 12,5 GBit/s mit einer PRBS-Ordnung von 31 erzeugen kann. Das Ausgangssignal wird von einem DCA-J 86100C Sampling-

Oszilloskop aufgenommen. Um Messungen mit synchronen Signalen an den Eingängen der Schaltung durchzuführen, müssen eventuelle Laufzeitunterschiede durch Kabel, Bias-Ts, etc. ausgeglichen werden. Da ein Ausgleich während des Betriebs ebenfalls die Laufzeitunterschiede zwischen den Signalpfaden der Schaltung ausgleichen und damit das Ergebnis verfälschen würde, wird vor der eigentlichen Messung die Synchronität der Eingangssignale überprüft. Dazu kontaktiert die Messspitze zur Zuführung der Eingangssignale eine duale Koplanarleitung auf einem Kalibrationssubstrat. Dann wird eine mit dem Oszilloskop verbundene Messspitze nacheinander auf die beiden Endpunkte der Leitungen gesetzt. Da das Oszilloskop ein Referenzsignal von der Datenquelle erhält, kann auf diese Weise ein möglicher Laufzeitunterschied zwischen den beiden Pfaden ermittelt und an der Datenquelle selbst oder durch zusätzliche Phasenschieber ausgeglichen werden.

Abbildung 5.12 zeigt aufgenommene Augendiagramme des PAM-4 Ausgangssignals bei einer Baudrate von 12,5 Gbaud in verschiedenen Arbeitspunkten basierend auf einer Messung von etwa 135000 Punkten. In Abb. 5.12a wird gezeigt, dass sich die Verstärkungsdifferenz zwischen den beiden Schaltungspfaden so einstellen lässt, dass das entstehende Augendiagramm in etwa äquidistante Amplitudenstufen aufweist. Durch unterschiedliche Gewinn-Einstellungen in den beiden Schaltungszweigen kann wie in den Abb. 5.12b-c demonstriert eine Vorverzerrung des Augendiagramms erfolgen. Eine potentielle Anwendung dieser Vorverzerrung ist z.B. die Ansteuerung von Mach-Zehnder-Modulatoren, die eine nichtlineare elektro-optische Übertragungsfunktion aufweisen [FZH⁺ 13].

Um über 12,5 GBit/s hinausgehende Datenraten der Eingangssignale zu erzeugen, wird zusätzlich ein MP1801A Multiplexer genutzt. Da dieser nur einen Ausgangskanal besitzt, wird das zweite Eingangssignal aus dem invertierten Ausgang und einer unterschiedlichen Kabellänge erzeugt, und die Phasendifferenz durch einen zusätzlichen analogen Phasenschieber ausgeglichen. Die maximale gemessene Datenrate des PAM-4 Signals beträgt 50 GBit/s, und die zugehörigen Augendiagramme bei verschiedenen Ausgangsamplituden sind in Abb. 5.13 gezeigt. Anhand von Abb. 5.13b ist zu erkennen, dass durch Erhöhung der Amplituden der Eingangssignale eine Steigerung der PAM-4 Ausgangsamplitude bis auf ca. $0,4 V_{pp}$ erreicht werden kann. Im korrespondierenden Arbeitspunkt beträgt die Leistungsaufnahme der Schaltung 63 mW. Das Augendiagramm in Abb. 5.13b bei höherer Ausgangsamplitude ist verzerrter als das Augendiagramm aus Abb. 5.13a, was auf den bei höherer Eingangs-

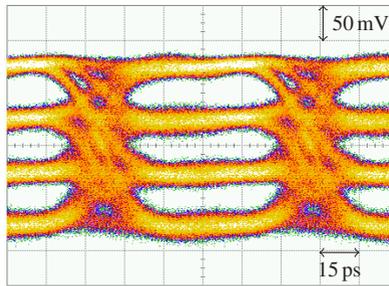
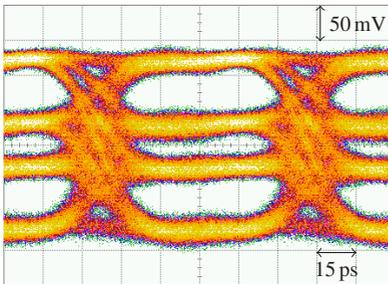
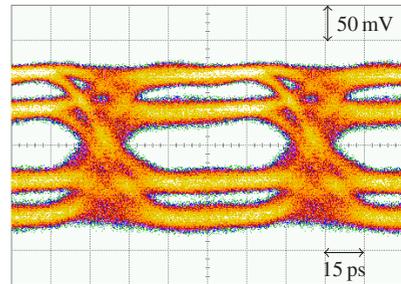
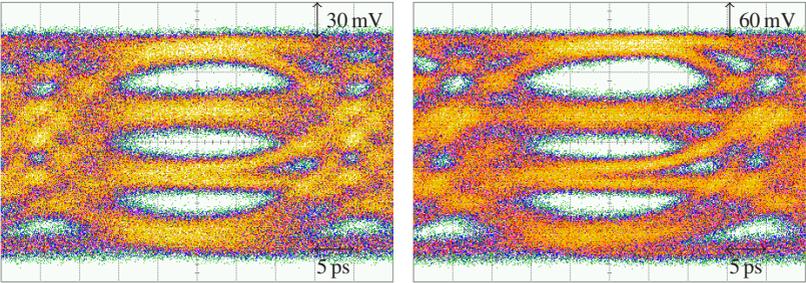
(a) Äquidistante Amplitudenstufen ($U_{B1} = 1,05 \text{ V}$, $U_{B2} = 0,965 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$)(b) Verringerter Gewinn-Unterschied ($U_{B1} = 1,05 \text{ V}$, $U_{G2} = 0,98 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$)(c) Erhöhter Gewinn-Unterschied ($U_{B1} = 1,05 \text{ V}$, $U_{B2} = 0,94 \text{ V}$, $U_{CC} = 1 \text{ V}$)

Abbildung 5.12: Gemessene 25 GBit/s Ausgangssignale der integrierten PAM-4 Treiberschaltung bei unterschiedlichen Arbeitspunkten

amplitude zunehmenden Einfluss der Nichtlinearität der Schaltung zurückzuführen ist.

Die bei Datenraten von 50 GBit/s bereits deutlich reduzierten Augenöffnungen werden auch vom Tiefpassverhalten des Messaufbaus bestehend aus Kabeln, Bias-Ts, Dämpfungsgliedern und Messspitzen verursacht. In Abb. 5.14 sind die auf gemessenen Streuparametern der Komponenten basierenden Transmissionsfaktoren der beiden Datenpfade gezeigt, die ein starkes Tiefpassverhalten aufweisen. In Abb. 5.15 sind simulierte Augendiagramme der reinen Schaltung und unter Berücksichtigung des Messaufbaus gezeigt. Das Augendiagramm unter Berücksichtigung des Messaufbaus zeigt deutlich geringere



(a) Ausgangsamplitude ca. 0,2 V ($U_{B1} = 1,05 \text{ V}, U_{B2} = 0,96 \text{ V}, U_{CC} = 1 \text{ V}$) (b) Ausgangsamplitude ca. 0,4 V ($U_{B1} = 1,04 \text{ V}, U_{B2} = 0,955 \text{ V}, U_{CC} = 1 \text{ V}$)

Abbildung 5.13: Gemessene 50 GBit/s Ausgangssignale der integrierten PAM-4 Treiberschaltung bei unterschiedlichen Ausgangsamplituden

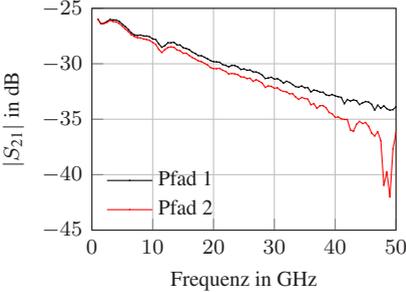
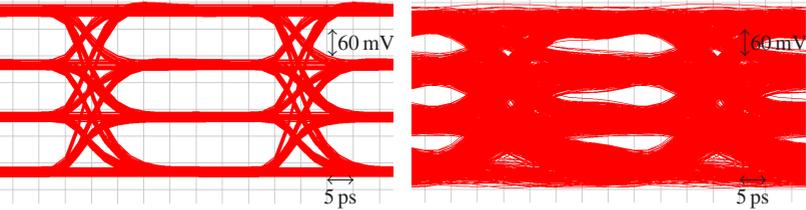


Abbildung 5.14: Frequenzverlauf der bei der Zeitmessung verwendeten Zuleitungskomponenten (Kabel, Bias-T, etc.)



(a) nur Schaltung (b) Schaltung mit Zuleitungseinflüssen

Abbildung 5.15: Simulierte Augendiagramme bei 50 GBit/s PAM-4 Signalen

Augenöffnungen, was darauf schließen lässt, dass auch bei der Messung die Qualität des Augendiagramms durch den Messaufbau deutlich reduziert wird. Vergleicht man die reine Datenrate, so sind die mit dem vorliegenden Messaufbau demonstrierten Ergebnisse schlechter als die der Schaltungen aus dem Stand der Technik (vgl. Tab. 5.3). Allerdings lässt die gemessene analoge Bandbreite der Schaltung darauf schließen, dass bei geringerer Tiefpasswirkung des Messaufbaus höhere Datenraten möglich wären. Die Leistungsaufnahme von 63 mW liegt bereits deutlich unter dem Wert des Großteils der Vergleichsschaltungen. Zudem muss betrachtet werden, dass nur etwa 11 mW tatsächlich von den Transistoren aufgenommen werden, und der Rest durch die Leitungsterminierungen verbraucht wird. Durch gleichstromentkoppelte Terminierungsimpedanzen lässt sich die Leistungsaufnahme der Schaltung deshalb deutlich reduzieren. Des Weiteren stellt die hier gezeigte Schaltung eine sehr einfache Prototyp-Variante dar. Durch Einsatz von optimierten Verstärkerzellen wie z.B. einer Kaskode und einen mehrstufigen Aufbau lassen sich sowohl Bandbreite als auch die Ausgangsamplitude der Schaltung erhöhen, sodass die verteilte Kombinierschaltung ein vielversprechendes Konzept zur Realisierung hoher Datenraten darstellt.

Tabelle 5.3: Übersicht zu integrierten PAM-4 Signalquellen

Arbeit	Topologie	Technologie	f_T in GHz	PAM-4 Datenrate in GBit/s	Ausgangssamplitude in V_{pp}	P_{DC} in mW
[BSH ⁺ 15]	Analoger PAM-4 Treiber	SiGe HBT		56	0,32	97
[BHE16]	Analoger PAM-4 Treiber	SiGe HBT	300	90	0,6	177 ¹
[CHL ⁺ 16]	Analoger PAM-4 Treiber	InP DHBT	350	120	0,6 ²	183 ¹
[RLA ⁺ 17]	Analoger PAM-4 Treiber	SiGe HBT	300	100	4	390
[SLY ⁺ 18]	4-Tap FFE	SiGe BiCMOS		50		455 ¹
[HHG ⁺ 15]	8-Bit DAC mit verteilter Takt-/Ausgangsleitung	CMOS		100	0,4 ²	2500
[CMKR18]	MUX + CLK + 2-Bit DAC	CMOS		80	0,63	44
[KBD ⁺ 18]	MUX + CLK + 3-Tap FFE	CMOS		112	0,4 ²	232
[AIA16]	6-Bit DAC R-2R	InP DHBT	220	160	0,365	5300
[KDJ ⁺ 18]	MUX + 3-Bit DAC	InP DHBT	400	200	3,7	2900
Diese Arbeit	Verteilter Kombinierer	SiGe HBT	240	50	0,4	63

MUX: Multiplexer, CLK: Schaltung zur Takterzeugung

¹inklusive VCSEL Leistungsaufnahme²aus Augendiagramm abgeschätzt

6 Schlussfolgerungen

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf und der Modellierung von kompakten und verteilten Verstärkern, die in breitbandigen Übertragungssystemen eingesetzt werden können. Der Schwerpunkt der Untersuchungen liegt dabei auf der Entwicklung von Verstärkern mit variablem Gewinn, die z.B. zur Anpassung der Empfangsleistung an die Basisbandschnittstelle genutzt werden können.

In Kapitel 2 werden nach einer Analyse der häufig in kompakten Verstärkern verwendeten Verstärkerstufen die Unterschiede zwischen verschiedenen Schaltungsprinzipien zur Einstellung des Gewinns untersucht. Unter den betrachteten Schaltungstopologien stellt sich eine Kaskode mit Paralleltransistor als vielversprechender Ansatz heraus, um über einen großen Dynamikbereich hohe Bandbreiten zu realisieren. Basierend auf dieser Topologie wird ein kompakter Verstärker mit einstellbarer Verstärkung zwischen 0,1 und 18,2 dB entworfen, der in allen gemessenen Arbeitspunkten eine Bandbreite von mindestens 42 GHz aufweist. Ein Hauptaugenmerk bei der Entwicklung des Verstärkers liegt auf der geringen Variation der Gruppenlaufzeit, die in der vermessenen Schaltung über alle Arbeitspunkte im Frequenzbereich von 0,3 bis 63 GHz maximal 5,5 ps beträgt. Ermöglicht wird dies durch die detaillierte Untersuchung der passiven Bauteile des Verstärkers mithilfe elektromagnetischer Feldsimulationen, die auch zur Dimensionierung der zur Erhöhung der Bandbreite eingesetzten Induktivitäten genutzt werden. Ein wichtiger Bestandteil des entwickelten Verstärkers ist die Kontaktstruktur, die zur Vermessung und zum Aufbau des Chips genutzt werden kann. Durch die Realisierung der Kontaktstruktur als kurze Koplanarleitung mit anschließendem Übergang zu einer Mikrostreifenleitung wird eine sehr breitbandige Anbindung des Chips bei geringem Platzbedarf ermöglicht.

Das in Kapitel 3 vorgestellte Konzept zur Kleinsignalbeschreibung von verteilten Verstärkern ermöglicht die intuitive Beschreibung auf Basis von Bildparametern, die ein anschauliches Gegenstück zur klassischen Beschreibung der Wellenausbreitung auf Übertragungsleitungen bildet. Ein wichtiges Ergebnis sind verbesserte Formeln zur Berechnung der Bildparameter, die sich von

den aus der Literatur bekannten Berechnungsformeln unterscheiden. Mithilfe der überarbeiteten Formeln lassen sich auch Netzwerkstrukturen beschreiben, bei denen die aus der Literatur bekannten Formeln keine korrekten Ergebnisse liefern, wie anhand zweier Beispiele mit verlustlosen bzw. nicht-passiven Netzwerken demonstriert wird. Die auf Basis der Bildparameter-Theorie hergeleiteten Formeln ermöglichen die Beschreibung von verteilten Verstärkern mit homogenen Leitungsstrukturen und beliebigen Abschlussimpedanzen.

Anhand einer dreistufigen Verstärkerschaltung mit variablem Gewinn wird ausführlich die Modellbildung eines verteilten Verstärkers mithilfe von Bildparametern an einem konkreten Beispiel demonstriert. Das entstandene unilaterale Modell bildet den Verlauf der Streuparameter in sehr guter Näherung ab und eignet sich zur Analyse der Frequenzverläufe in den verschiedenen Arbeitspunkten. Aus diesen Untersuchungen resultiert eine optimierte Verstärkerzelle, die die Bandbreite der Schaltung bei niedrigem Gewinn erhöht. Das Beispiel demonstriert, dass das in Kapitel 3 vorgestellte Konzept zur Modellierung von verteilten Verstärkern auch für praktische Schaltungen wertvolle Einblicke in die Funktionsweise der Schaltung ermöglicht, und zur zielgerichteten Optimierung genutzt werden kann. Die realisierte zweistufige Schaltung nutzt das Prinzip der kapazitiven Teilung zur Erhöhung der Bandbreite und ermöglicht damit eine minimale obere Grenzfrequenz von 110 GHz bei einem Verstärkungsbereich von -3,3 bis 8,6 dB.

Aufbauend auf den gewonnenen Erkenntnissen zu verteilten Verstärkern wird ein neues Schaltungskonzept zur Erzeugung von PAM-4 Signalen aus zwei binären Datensignalen vorgeschlagen. Die in Kapitel 5 gezeigten Implementierungsbeispiele demonstrieren, dass es grundsätzlich möglich ist, PAM-4 Signale mithilfe von Kombinierschaltungen nach dem Prinzip eines verteilten Verstärkers zu erzeugen. Die integrierte Chip-Variante zeigt, dass bereits mit einem sehr einfachen einstufigen Aufbau und Emitterschaltungen hohe Datenraten im Bereich von 50 GBit/s möglich sind. Durch Einsatz verbesserter Verstärkerzellen wie z.B. einer Kaskode und der Implementierung mehrstufiger Varianten lassen sich sowohl die Bandbreite als auch die Ausgangsamplitude deutlich erhöhen. Zusätzlich bietet die mögliche Gleichstromkopplung der Ein- und Ausgangsleitungen großes Potential um die Leistungsaufnahme zu reduzieren.

Die wichtigsten Forschungserkenntnisse der Arbeit lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Mit der entwickelten Kontaktstruktur für Signale in koplanarer GSGSG-Konfiguration lassen sich differentiell aufgebaute Schaltungen sehr breitbandig und platzsparend kontaktieren. Die vermessene Teststruktur mit einer Länge von 0,29 mm zeigt maximale Transmissionsverluste von lediglich 0,41 dB bis 67 GHz und eine exzellente Phasenlinearität.
- Die bestehenden netzwerktheoretischen Beschreibungsansätze von kaskadierten Zweitoren mithilfe von Bildparametern werden verbessert und erweitert. Die in dieser Arbeit hergeleitete Theorie ermöglicht die Beschreibung von kaskadierten Netzwerken aus symmetrisch angeordneten, reziproken Zweitoren.
- Basierend auf der Netzwerkbeschreibung mit Bildparametern wird ein unilaterales Kleinsignalmodell für verteilte Verstärker mit homogenen Leitungsstrukturen entwickelt, die aus beliebigen, reziproken Netzwerken bestehen können. Gegenüber den aus der Literatur bekannten Ansätzen ermöglicht die hier gezeigte Theorie die Berücksichtigung beliebiger Abschlussimpedanzen bei gleichzeitig sehr anschaulicher, analytischer Beschreibung.
- Anhand verschiedener Beispielschaltungen wird die unilaterale Modellbildung des verteilten Verstärkers demonstriert. Die exzellente Übereinstimmung des Modells mit den Ergebnissen der Schaltungssimulation bestätigt die Nutzbarkeit der Methodik im Umfeld der konkreten Schaltungsentwicklung.
- Mit der verteilten Schaltung zur Leistungskombination wird eine innovative Lösung zur Erzeugung von PAM-4 Signalen mit sehr hoher Datenrate vorgeschlagen. Das durch Beispielschaltungen verifizierte Prinzip zeigt hohes Bandbreitenpotential bei gleichzeitig niedriger Verlustleistung.

Die in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen demonstrieren, dass sich sowohl mit verteilten als auch mit kompakten Schaltungstopologien breitbandige Verstärker mit variablem Gewinn realisieren lassen. Kompakte Verstärker ermöglichen die Implementierung komplexer, mehrstufiger Schaltungen mit hohem Maximalgewinn auf sehr kleiner Chip-Fläche. Während die Bandbreite kompakter Verstärker durch die Zeitkonstanten aus Lastwiderständen und Transistorkapazitäten begrenzt ist, ermöglicht die verteilte Verstärkerstruktur durch die Absorption der Transistorkapazitäten in künstliche Übertragungsleitungen höhere Bandbreiten. Die in dieser Arbeit gezeigte Analyse von ver-

schiedenen Schaltungsprinzipien zur Einstellung des Verstärkergewinns stellt eine wertvolle Entscheidungshilfe zur Entwicklung zukünftiger Schaltungen dar. Die entwickelte Kleinsignalbeschreibung des verteilten Verstärkers ermöglicht es dem Schaltungsentwickler, auf einfache Weise Einblicke in die Funktionsweise von Schaltungen zu erhalten, und diese Erkenntnisse zur zielgerichteten Optimierung zu nutzen. Die vorliegende Arbeit leistet damit einen Beitrag zur Entwicklung breitbandiger Verstärker für den Einsatz in Übertragungssystemen, und ermöglicht durch die gezeigten Ansätze und Methoden eine Optimierung des Entwicklungsprozesses.

Literaturverzeichnis

- [AIA16] Y. Arayashiki, M. Ikeda, and Y. Amano. 80 GBd 6-bit DAC in InP DHBT for arbitrary waveform generator. *Electronics Letters*, 52(23):1937 – 1938, November 2016.
- [AKB⁺09] S. Aloui, E. Kerherve, J. B. Begueret, R. Plana, and D. Belot. Optimized pad design for millimeter-wave applications with a 65 nm CMOS RF technology. In *2009 European Microwave Conference*, pages 1187 – 1190, September 2009.
- [AKPB10] S. Aloui, E. Kerherve, R. Plana, and D. Belot. RF-pad, transmission lines and balun optimization for 60 GHz 65 nm CMOS power amplifier. In *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pages 211 – 214, May 2010.
- [AMMH84] Y. Ayasli, S. W. Miller, R. Mozzi, and L. K. Hanes. Capacitively coupled traveling-wave power amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(12):1704 – 1709, December 1984.
- [AMV⁺82] Y. Ayasli, R. L. Mozzi, J. L. Vorhaus, L. D. Reynolds, and R. A. Pucel. A monolithic GaAs 1 – 13-GHz traveling-wave amplifier. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 29(7):1072 – 1077, July 1982.
- [ANK⁺18] A. Awny, R. Nagulapalli, M. Kroh, J. Hoffmann, P. Runge, D. Micusik, G. Fischer, A. C. Ulusoy, M. Ko, and D. Kissinger. A linear differential transimpedance amplifier for 100-Gb/s integrated coherent optical fiber receivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(2):973 – 986, February 2018.
- [ANW⁺15] A. Awny, R. Nagulapalli, G. Winzer, M. Kroh, D. Micusik, S. Lischke, D. Knoll, G. Fischer, D. Kissinger, A. Ç. Ulusoy, and L. Zimmermann. A 40 Gb/s monolithically integrated linear photonic receiver in a 0.25 μm BiCMOS SiGe:C technology.

- IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(7):469 – 471, July 2015.
- [APD⁺14] L. Alloatti, R. Palmer, S. Diebold, K. P. Pahl, B. Chen, R. Dinu, M. Fournier, J. M. Fedeli, T. Zwick, W. Freude, C. Koos, and J. Leuthold. 100 GHz silicon-organic hybrid modulator. *Light: Science & Applications*, 3(e173):1 – 4, May 2014.
- [ASB⁺98] B. Agarwal, A. E. Schmitz, J. J. Brown, M. Matloubian, M. G. Case, M. Le, M. Lui, and M. J. W. Rodwell. 112-GHz, 157-GHz, and 180-GHz InP HEMT traveling-wave amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12):2553 – 2559, December 1998.
- [ASZM16] H. Y. Abdeen, H. Schumacher, V. Ziegler, and A. Meusling. 37.8 GHz to 54.6 GHz amplifier and DC to 29 GHz variable gain amplifier in 0.13 μm SiGe BiCMOS technology. In *2016 12th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics*, pages 1 – 4, June 2016.
- [BA87] J. F. Boehm and W. G. Albright. Unconditional stability of a three-port network characterized with S-parameters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 35(6):582 – 586, June 1987.
- [BA94] I. A. Botterill and C. S. Aitchison. Predicted small-signal gain of the HBT distributed amplifier with practical terminations. In *1994 24th European Microwave Conference*, volume 2, pages 1882 – 1887, September 1994.
- [BHE16] G. Belfiore, R. Henker, and F. Ellinger. 90 Gbit/s 4-level pulse-amplitude-modulation vertical-cavity surface-emitting laser driver integrated circuit in 130 nm SiGe technology. In *2016 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference*, pages 1 – 3, December 2016.
- [BPB⁺84] J. B. Beyer, S. N. Prasad, R. C. Becker, J. E. Nordman, and G. K. Hohenwarter. MESFET distributed amplifier design guidelines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(3):268 – 275, March 1984.
- [BSH⁺15] G. Belfiore, L. Szilagyi, R. Henker, U. Jörges, and F. Ellinger. Design of a 56 Gbit/s 4-level pulse-amplitude-modulation

- inductor-less vertical-cavity surface-emitting laser driver integrated circuit in 130 nm BiCMOS technology. *IET Circuits, Devices Systems*, 9(3):213 – 220, May 2015.
- [BSMM08] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol, und H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 7. Auflage, 2008.
- [BSV16] A. Balteanu, P. Schvan, and S. P. Voinigescu. A 6-bit segmented DAC architecture with up to 56-GHz sampling clock and 6- V_{pp} differential swing. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(3):881 – 891, March 2016.
- [CBO99] J. T. Colvin, S. S. Bhatia, and K. K. O. Effects of substrate resistances on LNA performance and a bondpad structure for reducing the effects in a silicon bipolar technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(9):1339 – 1344, September 1999.
- [CCR⁺17] X. Chen, S. Chandrasekhar, S. Randel, G. Raybon, A. Adamiecki, P. Pupalaiakis, and P. J. Winzer. All-electronic 100-GHz bandwidth digital-to-analog converter generating PAM signals up to 190 GBaud. *Journal of Lightwave Technology*, 35(3):411 – 417, February 2017.
- [Che69] W.-K. Chen. Theory and design of distributed amplifiers. *International Journal of Electronics*, 26(5):405 – 421, 1969.
- [CHL⁺16] J. Chen, Z. S. He, T. Lengyel, K. Szczerba, P. Westbergh, J. S. Gustavsson, H. Zirath, and A. Larsson. An energy efficient 56 Gbps PAM-4 VCSEL transmitter enabled by a 100 Gbps driver in 0.25 μm InP DHBT technology. *Journal of Lightwave Technology*, 34(21):4954 – 4964, November 2016.
- [Cis17] Cisco. *The zettabyte era: trends and analysis*. White paper, 2017.
- [CLKW11] P. Chen, Z. Liao, C. Kuo, and H. Wang. A variable gain distributed amplifier with low voltage and low power in 0.18- μm CMOS technology. In *2011 41st European Microwave Conference*, pages 1134 – 1137, October 2011.
- [CMKR18] Y. Chang, A. Manian, L. Kong, and B. Razavi. An 80-Gb/s 44-mW wireline PAM4 transmitter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 53(8):2214 – 2226, August 2018.

- [CWHS07] H. Clausert, G. Wiesemann, V. Hinrichsen, und J. Stenzel. *Grundgebiete der Elektrotechnik 2*. Oldenbourg, 10. Auflage, 2007.
- [CX05] Kyuchul Chong and Ya Hong Xie. Low capacitance and high isolation bond pad for high-frequency RFICs. *IEEE Electron Device Letters*, 26(10):746 – 748, October 2005.
- [DFS18] D. C. Daly, L. C. Fujino, and K. C. Smith. Through the looking glass – the 2018 edition: trends in solid-state circuits from the 65th ISSCC. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 10(1):30 – 46, 2018.
- [DGD⁺14] C. Dehos, J. L. González, A. D. Domenico, D. Ktéas, and L. Dussopt. Millimeter-wave access and backhauling: the solution to the exponential data traffic increase in 5G mobile communications systems? *IEEE Communications Magazine*, 52(9):88 – 95, September 2014.
- [DKG⁺16] X. Du, A. Knobloch, M. Grözing, M. Buck, and M. Berroth. A DC to 10.1 GHz, 31 dB gain range control, digital programmable gain amplifier. In *2016 German Microwave Conference*, pages 144 – 147, March 2016.
- [DS68] W. R. Davis and J. E. Solomon. A high-performance monolithic IF amplifier incorporating electronic gain control. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 3(4):408 – 416, December 1968.
- [Ell08] F. Ellinger. *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*. Springer, 2nd edition, 2008.
- [ES92] M. L. Edwards and J. H. Sinsky. A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(12):2303 – 2311, December 1992.
- [ESB⁺10] T. Ellermeyer, R. Schmid, A. Bielik, J. Rupeter, and M. Möller. DA and AD converters in SiGe technology: Speed and resolution for ultra high data rate applications. In *2010 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pages 1 – 6, September 2010.
- [fiM16a] IHP Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik. *SG13G2 process specification rev. 0.52*. 2016.

- [fiM16b] IHP Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik. *SG13S process specification rev. 1.07*. 2016.
- [FM06] K. Fujii and H. Morkner. Constant linearity variable gain traveling wave amplifier MMIC for 1 to 26.5 GHz applications. In *2006 European Microwave Integrated Circuits Conference*, pages 521 – 524, September 2006.
- [For18] FormFactor. *Probe selection guide*. 2018.
- [FP92] A. Ferrero and U. Pisani. Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru'. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2(12):505 – 507, December 1992.
- [FTS⁺17] D. Fritsche, G. Tretter, P. Stärke, C. Carta, and F. Ellinger. A low-power SiGe BiCMOS 190-GHz receiver with 47-dB conversion gain and 11-dB noise figure for ultralarge-bandwidth applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(10):4002 – 4013, October 2017.
- [FZH⁺13] Y. Fu, X. Zhang, B. Hraimel, T. Liu, and D. Shen. Mach-Zehnder: A review of bias control techniques for Mach-Zehnder modulators in photonic analog links. *IEEE Microwave Magazine*, 14(7):102 – 107, November 2013.
- [Gö16] B. Göttel. *Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen*. Dissertation, KIT Scientific Publishing, 2016.
- [GGA⁺17] M. Gavell, S. E. Gunnarsson, I. Angelov, Z. S. He, M. Ferndahl, and H. Zirath. Design and analysis of a wideband Gilbert cell VGA in 0.25- μm InP DHBT technology with DC – 40-GHz frequency response. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(10):3962 – 3974, October 2017.
- [Gil68] B. Gilbert. A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 3(4):365 – 373, December 1968.
- [Gui53] E. Guillemin. *Communication networks vol. II: the classical theory of long lines, filters and related networks*. Wiley, 11th edition, 1953.
- [Haj10] A. Hajimiri. Generalized time- and transfer-constant circuit analysis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(6):1105 – 1121, June 2010.

- [Hay06a] L. Hayden. An enhanced line-reflect-reflect-match calibration. In *2006 67th ARFTG Conference*, pages 143 – 149, June 2006.
- [Hay06b] L. Hayden. A hybrid probe-tip calibration for multiport vector network analyzers. In *2006 68th ARFTG Conference: Microwave Measurement*, pages 1 – 8, November 2006.
- [HBS05] M. Häfele, K. Beilenhoff, and H. Schumacher. A GaAs distributed amplifier with more than $7 V_{pp}$ output for 40 GBit/s modulators. In *2005 German Microwave Conference*, pages 221 – 223, 2005.
- [HHG⁺15] H. Huang, J. Heilmeyer, M. Grözing, M. Berroth, J. Leibrich, and W. Rosenkranz. An 8-bit 100-GS/s distributed DAC in 28-nm CMOS for optical communications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(4):1211 – 1218, April 2015.
- [Hie05] Michael Hiebel. *Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse*. Rohde & Schwarz, 1. Auflage, 2005.
- [HK07] Y. Hsiao and M. Ker. Bond pad design with low capacitance in CMOS technology for RF applications. *IEEE Electron Device Letters*, 28(1):68 – 70, January 2007.
- [HSA⁺17] H. Hettrich, R. Schmid, L. Altenhain, J. Würtele, and M. Möller. A linear active combiner enabling an interleaved 200 GS/s DAC with 44 GHz analog bandwidth. In *2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pages 142 – 145, October 2017.
- [HSBS03] M. Häfele, C. Schwörer, K. Beilenhoff, and H. Schumacher. A GaAs PHEMT distributed amplifier with low group delay time variation for 40 GBit/s optical systems. In *2003 33rd European Microwave Conference*, pages 1091 – 1094, October 2003.
- [HTBS05] M. Häfele, A. Trasser, K. Beilenhoff, and H. Schumacher. A GaAs distributed amplifier with an output voltage of $8.5 V_{pp}$ for 40 Gb/s modulators. In *2005 European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium*, pages 345 – 348, October 2005.
- [HW90] K. Han and T. T. Y. Wong. Coupled-wave small-signal transient analysis of GaAs distributed amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(1):23 – 29, January 1990.

- [ID99] A. Iqbal and I. Z. Darwazeh. Analytical expression for the equivalent input noise current spectral density of HBT distributed amplifier based optical receivers. In *IEE Colloquium on Opto-Electronic Interfacing at Microwave Frequencies*, pages 2/1 – 2/10, April 1999.
- [Jae02] R. Jaeger. *Introduction to microelectronic fabrication*. Prentice Hall, 2nd edition, 2002.
- [JB08] R. Jaeger and T. Blalock. *Microelectronic Circuit Design*. McGraw-Hill, 3rd edition, 2008.
- [Jen04] K. A. Jenkins. Substrate coupling noise issues in silicon technology. In *Digest of Papers. 2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pages 91 – 94, September 2004.
- [JK04] Jinho Jeong and Youngwoo Kwon. Monolithic distributed amplifier with active control schemes for optimum gain and group-delay flatness, bandwidth, and stability. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(4):1101 – 1110, April 2004.
- [Jut68] W. Jutzi. Uniform distributed amplifier analysis with fast and slow waves. *Proceedings of the IEEE*, 56(1):66 – 67, January 1968.
- [KA08] A. Kopa and A. B. Apsel. Distributed amplifier with blue noise active termination. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(3):203 – 205, March 2008.
- [KB10] J. Kim and J. F. Buckwalter. Bandwidth enhancement with low group-delay variation for a 40-Gb/s transimpedance amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(8):1964 – 1972, August 2010.
- [KBD⁺18] J. Kim, A. Balankutty, R. Dokania, A. Elshazly, H. S. Kim, S. Kundu, S. Weaver, K. Yu, and F. O’Mahony. A 112 Gb/s PAM-4 transmitter with 3-tap FFE in 10 nm CMOS. In *2018 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pages 102 – 104, February 2018.
- [KD18] S. Kipp and J. D’Ambrosia. *2018 ethernet roadmap*. Ethernet Alliance, 2018.

- [KDJ⁺18] A. Konczykowska, J. Dupuy, F. Jorge, M. Riet, V. Nodjiadjim, and H. Mardoyan. Extreme speed power-DAC: Leveraging InP DHBT for ultimate capacity single-carrier optical transmissions. *Journal of Lightwave Technology*, 36(2):401 – 407, January 2018.
- [KHMR96] T. Krems, W. Haydl, H. Massler, and J. Rüdiger. Millimeter-wave performance of chip interconnections using wire bonding and flip chip. In *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 247 – 250, June 1996.
- [KMY12] T. B. Kumar, K. Ma, and K. S. Yeo. A 7.9-mW 5.6-GHz digitally controlled variable gain amplifier with linearization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(11):3482 – 3490, November 2012.
- [Kob03] K. W. Kobayashi. A DC – 40 GHz InP HBT Gilbert multiplier. In *25th Annual Technical Digest 2003. IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium*, pages 251 – 254, November 2003.
- [KOU⁺93] K. W. Kobayashi, A. K. Oki, D. K. Umemoto, S. K. Z. Claxton, and D. C. Streit. Monolithic GaAs HBT p-i-n diode variable gain amplifiers, attenuators, and switches. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41(12):2295 – 2302, December 1993.
- [KP00] Y. K. Koutsoyannopoulos and Y. Papananos. Systematic analysis and modeling of integrated inductors and transformers in RF IC design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 47(8):699 – 713, August 2000.
- [KPB⁺05] I. Kallfass, T. Purtova, A. Brokmeier, W. Ludwig, and H. Schumacher. One single travelling-wave MMIC for highly linear broadband mixers and variable gain amplifiers. In *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 97 – 100, July 2005.
- [KSE11] C. Knochenhauer, B. Sedighi, and F. Ellinger. A comparative analysis of peaking methods for output stages of broadband amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 58(11):2581 – 2589, November 2011.

- [LCCF06] J.-W. Lai, Y.-J. Chuang, K. Cimino, and M. Feng. Design of variable gain amplifier with gain-bandwidth product up to 354 GHz implemented in InP-InGaAs DHBT technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(2):599 – 607, February 2006.
- [LMKC03] S. Lam, P. K. T. Mok, P. K. Ko, and M. Chan. High-isolation bonding pad design for silicon RFIC up to 20 GHz. *IEEE Electron Device Letters*, 24(9):601 – 603, September 2003.
- [McA92] C. C. McAndrew. A complete and consistent electrical/thermal HBT model. In *Proceedings of the 1992 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pages 200 – 203, October 1992.
- [MEW86] T. McKay, J. Eisenberg, and R. E. Williams. A high-performance 2 – 18.5-GHz distributed amplifier – theory and experiment. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 34(12):1559 – 1568, December 1986.
- [MHBL00] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee. Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 35(3):346 – 355, March 2000.
- [MRW94] M. Möller, H.-M. Rein, and H. Wernz. 13 Gb/s Si-bipolar AGC amplifier IC with high gain and wide dynamic range for optical-fiber receivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 29(7):815 – 822, July 1994.
- [MSB⁺96] 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, and L. F. Wagner. VBIC95, the vertical bipolar inter-company model. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31(10):1476 – 1483, October 1996.
- [MSM⁺18] D. Müller, J. Schäfer, H. Massler, M. Ohlrogge, T. Zwick, and I. Kallfass. Impact of ground via placement in on-wafer contact pad design up to 325 GHz. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 8(8):1440 – 1450, August 2018.
- [MTA03] M. Si Moussa, M. Trabelsi, and R. Aksas. Analysis of a bilateral distributed amplifier using scattering parameters. *Microwave and Optical Technology Letters*, 36(2):120 – 122, January 2003.

- [MV06] K. Meyberg und P. Vachenauer. *Höhere Mathematik 2*. Springer, 4. Auflage, 2006.
- [MVL⁺18] B. Moeneclaey, J. Verbrugge, J. Lambrecht, E. Mentovich, P. Bakopoulos, J. Bauwelinck, and X. Yin. Design and experimental verification of a transimpedance amplifier for 64-Gb/s PAM-4 optical links. *Journal of Lightwave Technology*, 36(2):195 – 203, January 2018.
- [MYJ80] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones. *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House, 1st edition, 1980.
- [NFF⁺18] R. Nagarajan, M. Filer, Y. Fu, M. Kato, T. Rope, and J. Stewart. Silicon photonics-based 100 Gbit/s, PAM4, DWDM data center interconnects. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 10(7):25 – 36, July 2018.
- [NM18] G. Nikandish and A. Medi. A 40-GHz bandwidth tapered distributed LNA. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(11):1614 – 1618, November 2018.
- [NWKP83] K. B. Niclas, W. T. Wilser, T. R. Kritzer, and R. R. Pereira. On theory and performance of solid-state microwave distributed amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 31(6):447 – 456, June 1983.
- [NWY⁺18] M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, M. Mutoh, M. Ida, Y. Miyamoto, and H. Nosaka. An over-110-GHz-bandwidth 2:1 analog multiplexer in 0.25- μm InP DHBT technology. In *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pages 655 – 658, June 2018.
- [OAM⁺01] K. Ohhata, F. Arakawa, T. Masuda, N. Shiramizu, and K. Washio. 40 Gb/s analog IC chipset for optical receivers – AGC amplifier, full-wave rectifier and decision circuit implemented using self-aligned SiGe HBTs. In *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1701 – 1704, May 2001.
- [OMB11] A. Oudir, M. Mahdouani, and R. Bourguiga. Direct extraction method of HBT equivalent-circuit elements relying exclusively on S -parameters measured at normal bias conditions. *IEEE*

- Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(8):1973 – 1982, August 2011.
- [OMOW99] K. Ohhata, T. Masuda, E. Ohue, and K. Washio. Design of a 32.7-GHz bandwidth AGC amplifier IC with wide dynamic range implemented in SiGe HBT. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(9):1290 – 1297, September 1999.
- [Pay53] D. V. Payne. Distributed amplifier theory. *Proceedings of the IRE*, 41(6):759 – 762, June 1953.
- [Pfe05] U. R. Pfeiffer. Low-loss contact pad with tuned impedance for operation at millimeter wave frequencies. In *2005 Proceedings 9th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects*, pages 61 – 64. IEEE, 2005.
- [Poz11] D. Pozar. *Microwave engineering*. Wiley, 4th edition, 2011.
- [Rag48] G. L. Ragan. *Microwave transmission circuits*. McGraw-Hill, 1st edition, 1948.
- [Raz12] B. Razavi. *Design of integrated circuits for optical communications*. Wiley, 2nd edition, 2012.
- [RLA⁺17] P. Rito, I. G. López, A. Awny, M. Ko, A. C. Ulusoy, and D. Kissinger. High-efficiency 100-Gb/s 4- V_{pp} PAM-4 driver in SiGe:C BiCMOS for optical modulators. In *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pages 1 – 4, November 2017.
- [RM96] H.-M. Rein and M. Möller. Design considerations for very-high-speed Si-bipolar IC’s operating up to 50 Gb/s. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31(8):1076 – 1090, August 1996.
- [RPR⁺15] A. Rylyakov, J. E. Proesel, S. Rylov, B. G. Lee, J. F. Bulzacchelli, A. Ardey, B. Parker, M. Beakes, C. W. Baks, C. L. Schow, and M. Meghelli. A 25 Gb/s burst-mode receiver for low latency photonic switch networks. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 50(12):3120 – 3132, December 2015.
- [RVFC97] J.-P. Raskin, A. Viviani, D. Flandre, and J.-P. Colinge. Substrate crosstalk reduction using SOI technology. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(12):2252 – 2261, December 1997.
- [Sca54] R. W. A. Scarr. Discussion on ‘Distributed amplifier theory’ (D. V. Payne). *Proceedings of the IRE*, 42(3):596 – 598, March 1954.

- [SCSC12] R. L. Schmid, C. T. Coen, S. Shankar, and J. D. Cressler. Best practices to ensure the stability of SiGe HBT cascode low noise amplifiers. In *2012 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pages 1 – 4, September 2012.
- [SFW09] B. Sewiolo, G. Fischer, and R. Weigel. A 30 GHz variable gain amplifier with high output voltage swing for ultra-wideband radar. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(9):590 – 592, September 2009.
- [SLY⁺18] W. Soenen, J. Lambrecht, X. Yin, S. Spiga, M.-C. Amann, G. Van Steenberge, P. Bakopoulos, and J. Bauwelinck. PAM-4 VCSEL driver with selective falling-edge pre-emphasis. *Electronics Letters*, 54(3):155 – 157, February 2018.
- [SSJE17] M. Sakalas, P. Sakalas, N. Joram, and F. Ellinger. Fully differential high input power handling ultra-wideband low noise amplifier for MIMO radar application. In *2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pages 1 – 4, October 2017.
- [Str16] D. Stracke. *Analyse und Entwurf von breitbandigen Verstärkern mit einstellbarem Gewinn*. Bachelorarbeit (Betreuer: Christian von Vangerow), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [SZH07] A. Safarian, L. Zhou, and P. Heydari. CMOS distributed active power combiners and splitters for multi-antenna UWB beam-forming transceivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42(7):1481 – 1491, July 2007.
- [Tan05] E. L. Tan. Simplified graphical analysis of linear three-port stability. *IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation*, 152(4):209 – 213, August 2005.
- [TBP⁺15] P. V. Testa, G. Belfiore, R. Paulo, C. Carta, and F. Ellinger. 170 GHz SiGe-BiCMOS loss-compensated distributed amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 50(10):2228 – 2238, October 2015.
- [TCBE17] P. V. Testa, C. Carta, M. Barahona, and F. Ellinger. 0.5 – 20-GHz UWB distributed combiners and dividers for multi-antenna transceivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(9):3087 – 3098, September 2017.

- [TCE15] P. V. Testa, C. Carta, and F. Ellinger. Gain-bandwidth tuning techniques for loss-compensated travelling wave amplifiers. In *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, pages 1 – 4, November 2015.
- [TKA⁺07] S. Trotta, H. Knapp, K. Aufinger, T. F. Meister, J. Bock, B. Dehlink, W. Simburger, and A. L. Scholtz. An 84 GHz bandwidth and 20 dB gain broadband amplifier in SiGe bipolar technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42(10):2099 – 2106, October 2007.
- [TS09] U. Tietze und Ch. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, 13. Auflage, 2009.
- [TSMA02] M. Trabelsi, M. Si Moussa, and R. Aksas. A novel analysis method of distributed and traveling-wave amplifiers leading to power gain improvement. *Microwave and Optical Technology Letters*, 32(3):207 – 211, February 2002.
- [Uni15] International Telecommunication Union. *ITU-R BT.2246-5 The present state of ultra-high definition television*. 2015.
- [Uni16] International Telecommunication Union. *ITU-R P.676-11 Attenuation by atmospheric gases*. 2016.
- [VMS⁺18] F. Voineau, B. Martineau, M. Sié, A. Ghiotto, and E. Kerhervé. A differential vertical hybrid coupler and low capacitance RF pads for millimeter-wave applications in 28 nm CMOS FDSOI. In *2018 IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pages 57 – 59, January 2018.
- [Voi13] S. Voinigescu. *High-frequency integrated circuits*. Cambridge University Press, 1st edition, 2013.
- [WBT⁺00] D. F. Williams, A. C. Byers, V. C. Tyree, D. K. Walker, J. J. Ou, X. Jin, M. Picket-May, and C. Hu. Contact-pad design for high-frequency silicon measurements. In *2000 IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, pages 131 – 134, October 2000.
- [WJN92] K. Wang, M. Jones, and S. Nelson. The S-probe – a new, cost-effective, 4-gamma method for evaluating multi-stage amplifier stability. In *1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, volume 2, pages 829 – 832, June 1992.

- [WLS⁺15] S. Wolf, M. Lauermann, P. Schindler, G. Ronniger, K. Geistert, R. Palmer, S. Köber, W. Bogaerts, J. Leuthold, W. Freude, and C. Koos. DAC-less amplifier-less generation and transmission of QAM signals using sub-volt silicon-organic hybrid modulators. *Journal of Lightwave Technology*, 33(7):1425 – 1432, April 2015.
- [WNK⁺16] H. Wakita, M. Nagatani, K. Kurishima, M. Ida, and H. Nosaka. An over-67-GHz-bandwidth 2 V_{ppd} linear differential amplifier with gain control in 0.25- μ m InP DHBT technology. In *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pages 1 – 3, May 2016.
- [Won93] T. T. Y. Wong. *Fundamentals of distributed amplification*. Artech House, 1st edition, 1993.
- [XDBJH13] Z. Xuan, R. Ding, T. Baehr-Jones, and M. Hochberg. A 92 mW, 20 dB gain, broadband lumped SiGe amplifier with bandwidth exceeding 67 GHz. In *2013 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pages 107 – 110, September 2013.
- [YKLC15] Y. Yen, C. Kuo, C. Lee, and K. Chen. DC-to-5-GHz variable gain amplifier for high speed DSO. In *2015 VLSI Design, Automation and Test*, pages 1 – 4, April 2015.
- [YNW⁺18] H. Yamazaki, M. Nagatani, H. Wakita, M. Nakamura, S. Kanazawa, M. Ida, T. Hashimoto, H. Nosaka, and Y. Miyamoto. 160-GBd (320-Gb/s) PAM4 transmission using 97-GHz bandwidth analog multiplexer. *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(20):1749 – 1751, October 2018.
- [ZB73] O. Zinke und H. Brunswig. *Hochfrequenztechnik I*. Springer, 2. Auflage, 1973.
- [Zob24] O. J. Zobel. Transmission characteristics of electric wave-filters. *The Bell System Technical Journal*, 3(4):567 – 620, October 1924.
- [Zol00] A. Zolomy. Gain-bandwidth performance comparison of lumped and distributed element distributed amplifiers. In *2000 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, volume 1, pages 101 – 104, May 2000.
- [ZWW⁺12] L. Zhou, D. Wu, J. Wu, Z. Jin, and X. Liu. Design of a 10 GHz bandwidth variable gain amplifier using a GaAs HBT techno-

logy. In *The 2012 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology*, pages 1 – 4, April 2012.

Eigene Veröffentlichungen

- [1] C. von Vangerow, B. Göttel, D. Müller, and T. Zwick. Broadband on-chip contact pad to microstrip transition with low loss in SiGe BiCMOS technology. *Electronics Letters*, 54(23):1338 – 1340, November 2018.
- [2] C. von Vangerow, B. Göttel, A. Awny, D. Kissinger, and T. Zwick. Broadband variable gain amplifier with low group delay variation. In *2018 IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pages 23 – 26, January 2018.
- [3] C. von Vangerow, J. Eisenbeis, and T. Zwick. Analytical small-signal description of unilateral distributed amplifiers with uniform lines and arbitrary terminations. In *2018 Asia Pacific Microwave Conference*, pages 345 – 347, November 2018.
- [4] C. von Vangerow, D. Stracke, D. Kissinger, and T. Zwick. Variable gain distributed amplifier with capacitive division. In *2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference*, pages 281 – 284, September 2018.
- [5] C. von Vangerow, D. Müller, and T. Zwick. 6 GBit/s PAM-4 signal generation with variable gain distributed power combiner. In *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pages 926 – 929, November 2017.
- [6] C. von Vangerow, C. Bohn, H. Zwickel, C. Koos, and T. Zwick. 50 GBit/s PAM-4 driver circuit based on variable gain distributed power combiner. In *2019 IEEE 19th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, January 2019.
- [7] C. von Vangerow, B. Göttel, H. J. Ng, D. Kissinger, and T. Zwick. Circuit building blocks for efficient in-antenna power combining at 240 GHz with non-50 Ohm amplifier matching impedance. In *2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pages 320 – 323, June 2017.
- [8] J. Eisenbeis, P. R. López, T. Mahler, C. von Vangerow, and T. Zwick. Low complexity antenna array concept using overlapped subarray based hybrid beamforming. In *2018 Asia Pacific Microwave Conference*, pages 669 – 671, November 2018.

- [9] J. Eisenbeis, F. Boes, U. Lewark, A. Bhutani, C. von Vangerow, und T. Zwick. Systemsimulationen von Breitbandkommunikationssystemen im E-Band. In *Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress 2015*, Seiten 1 – 8, September 2015.
- [10] T. Mahler, D. Müller, J. Eisenbeis, C. von Vangerow, S. Marahrens, and T. Zwick. Channel capacity and beamforming issues in MIMO channels subject to tolerances. In *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications*, pages 100 – 103, March 2017.
- [11] D. Müller, M. Fink, C. von Vangerow, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A 220 – 260 GHz medium power variable gain amplifier MMIC with low phase variation. In *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pages 29 – 32, November 2017.

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

(ISSN 0942-2935)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (<https://www.ihe.kit.edu>).

Fortführung als:

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

- Band 55 Sandra Knörzer
Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems (2009)
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung (2010)
ISBN 978-3-86644-460-7

- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas
for Urban Communication (2010)**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung (2010)**
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear
polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)**
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
**AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)**
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
**Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige
MIMO-Systeme (2011)**
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
**Dekontaminierung verseuchter Böden durch
Mikrowellenheizung (2011)**
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
**Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung
mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)**
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
**Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und
Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)**
ISBN 978-3-86644-879-7

- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirekło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)
ISBN 978-3-7315-0234-0

- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)
ISBN 978-3-7315-0599-0

- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren (2017)
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging (2017)
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen (2017)
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer (2017)
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88 Tobias Mahler
Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation (2018)
ISBN 978-3-7315-0737-6
- Band 89 Daniel Müller
RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range (2018)
ISBN 978-3-7315-0822-9
- Band 90 Tristan Visentin
Polarimetric Radar for Automotive Applications (2019)
ISBN 978-3-7315-0888-5

Band 91 Christian von Vangerow
**Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit
variablen Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien (2019)**
ISBN 978-3-7315-0910-3



**Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik**

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung von Breitbandverstärkern mit einstellbarem Gewinn, die in zukünftigen Kommunikationssystemen zur Realisierung ultrahoher Datenraten eingesetzt werden können. Es werden verschiedene Schaltungskonzepte zur Einstellung des Verstärkergewinns untersucht, und sowohl kompakte als auch verteilte Verstärkerschaltungen in SiGe BiCMOS Technologien hergestellt und vermessen. Ein weiterer Schwerpunkt der Arbeit ist die Modellierung von verteilten Verstärkern mithilfe von Bildparametern, die eine analytische, kompakte Beschreibung ermöglichen, und zur anschaulichen Synthese und Analyse von Schaltungen genutzt werden können.

Christian von Vangerow schloss sein Masterstudium der Elektro- und Informationstechnik an der Technischen Universität Darmstadt im Jahr 2014 ab. Im Jahr 2015 nahm er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik am Karlsruher Institut für Technologie auf. Seine Forschung beschäftigt sich schwerpunktmäßig mit den Themengebieten Breitbandverstärker und Treiberschaltungen für elektro-optische Modulatoren.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0910-3

