

Ulrich Lewark

**Aktive Frequenzvervielfacher zur
Signalerzeugung im Millimeter- und
Submillimeterwellen Frequenzbereich**

Ulrich Lewark

**Aktive Frequenzvervielfacher zur
Signalerzeugung im Millimeter- und
Submillimeterwellen Frequenzbereich**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 79

Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich

von
Ulrich Lewark

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2015

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 – is licensed under the
Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2015

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0354-5

DOI 10.5445/KSP/1000046156

Vorwort des Herausgebers

Bedingt durch die immer schneller werdenden Halbleitertechnologien (SiGe, CMOS, GaAs, GaN, InP usw.) ist der Millimeterwellen und Submillimeterwellen Frequenzbereich in den letzten Jahren verstärkt in den Fokus von Forschung und Entwicklung gerückt. Basierend auf Schottky-Dioden ist die Generierung und Detektion von Signalen bis über 1 THz zwar schon seit vielen Jahren möglich und wird in Forschungsradiometern eingesetzt, aber ein breiter industrieller Einsatz in Produkten höherer Stückzahl wird erst durch eine deutlich höhere Integration kommerziell sinnvoll. Dies ermöglicht z.B. die mHEMT-Technologie des Fraunhofer Instituts für Angewandte Festkörperphysik in Freiburg, auf der die vorliegende Arbeit basiert. Sie unterstützt momentan die Realisierungen von integrierten Schaltungen mit Arbeitsfrequenzen bis über 600 GHz. Dabei stellt insbesondere die Erzeugung rauscharmer und stabiler Frequenzquellen bei solch hohen Frequenzen eine große Herausforderung dar, da keine Frequenzteiler realisierbar sind. Anstelle der direkten Erzeugung ist man auf Vervielfacherketten angewiesen, die einen relativ hohen Platzbedarf aufweisen und meist eine geringe Bandbreite bieten. Genau an dieser Stelle setzt die Arbeit von Herrn Dr. Ulrich Lewark an.

In der vorliegenden Dissertation hat Herr Lewark wichtige wissenschaftliche Grundlagen zur Realisierung von aktiven Vervielfachern zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich erarbeitet. Neben den in diesem Frequenzbereich relativ ungenauen Modellen des Halbleiterprozesses bestand eine weitere wesentliche Herausforderung in der messtechnischen Charakterisierung. Dazu wurde ein Messverfahren zur Charakterisierung von Vervielfachern mit deren Harmonischen bei Frequenzen oberhalb 325 GHz basierend auf einem Netzwerkanalysator und einem Leistungsmesskopf aufgebaut. Mit seiner neuartigen Schaltungstopologie speziell für breitbandige Frequenzvervielfacher gelang Herr Lewark ein weltweiter Rekord mit einer relativen Bandbreite von 200 % (DC bis 80 GHz). Gleichzeitig zeigt das neue Konzept eine höhere Ausgangsleistung und einen stark

reduzierten Platzbedarf gegenüber herkömmlichen Schaltungstopologien. Zusammen mit seiner sehr geschickten Oberwellenkompensation zur Kaskadierung mehrerer Frequenzvervielfacher konnte Herr Lewark einen Verachtfacher realisieren, der Ausgangsfrequenzen von 220 GHz bis 320 GHz erzeugt. Den Abschluss bildet die erfolgreiche Realisierung eines aktiven Frequenzvervielfachers bis 670 GHz. Der verwendete, vergleichsweise hohe Multiplikationsfaktor $N = 6$ erlaubt die Einspeisung von Signalen von W-Band Signalen, die kommerziell bereits gut verfügbar sind.

Mit ihrer überlegenen Kompaktheit und großen Bandbreite ermöglicht die neue Schaltungstopologie von Herrn Dr. Ulrich Lewark die Realisierung vieler neuartiger Millimeter- Und Submillimeterwellensysteme für unterschiedliche Anwendungen in kompakter Bauform. Ich bin mir sicher, dass seine Ansätze von vielen Wissenschaftlern weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden. Herrn Lewark wünsche ich, dass seine Kreativität und Innovationskraft ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen aber auch wirtschaftlichen Erfolgen führen wird.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
- Institutsleiter -

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

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

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode (1995)
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)
- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting) (1996)

Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)

- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme (1996)
- Band 13 Markus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern (1996)
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model (1997)
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung (1998)
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung (1998)
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-funkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)

Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)

- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen (2006)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

- Band 49 Thomas Dreyer
**Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung
hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie (2006)**
- Band 50 Stephan Schulteis
**Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte
für multimediale Anwendungen (2007)**
- Band 51 Werner Sörgel
**Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik
(2007)**
- Band 52 Reiner Lenz
**Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger
für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)**
- Band 53 Christoph Schwörer
**Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher
und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)**
- Band 54 Karin Schuler
**Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-
Radar-Sensorik (2007)**
- Band 55 Christian Römer
Slotted waveguide structures in phased array antennas (2008)

**Fortführung als
"Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik
und Elektronik" bei KIT Scientific Publishing
(ISSN 1868-4696)**

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar
oder als Druckausgabe bestellbar.

- 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
**AlGaN/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications** (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

- 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 Zwiorek
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

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

- 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 Malgorzata 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 Frequenzervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5

Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik,
am Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Ulrich Johannes Lewark

geb. in Kaiserslautern

Tag der mündlichen Prüfung:

22. 01. 2015

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Ingmar Kallfass

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Kurzzusammenfassung

Die Entwicklung der letzten Jahrzehnte im Bereich der Transistortechnologie ermöglicht Kommunikations- und Radarsysteme mit immer höheren Arbeitsfrequenzen. Eine hohe Frequenz erlaubt bei moderater relativer Bandbreite große absolute Bandbreiten von mehreren GHz. Besonders profitieren neben Kommunikation, deren Datenrate direkt von der Bandbreite abhängt, auch frequenzmodulierte Radarsysteme, deren Auflösung mit der Bandbreite steigt. Der am Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) entwickelte metamorphe High Electron Mobility Transistor (mHEMT) Prozess ermöglicht dabei die multifunktionale Integration unterschiedlicher elektronischer Komponenten, wie Mischer und Verstärker, auf einem einzigen integrierten Chip.

Mangels Frequenzteiler im Millimeterwellen Frequenzbereich ist es schwer, rauscharme und stabile Frequenzquellen zu entwickeln. Aus diesem Grund haben sich im Millimeter und Submillimeterwellen Frequenzbereich sogenannte Frequenzvervielfacher durchgesetzt. Diese Schaltung vervielfacht die Eingangsfrequenz und verschiebt die Stabilisierung und Erzeugung einer Frequenz in einen moderaten Frequenzbereich. Bisher sind dies meist passive Vervielfacher und Einzelschaltungen mit Vervielfachungsfaktoren kleiner als vier. Im Gegensatz dazu nutzt der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz aktiver Frequenzvervielfachung die monolithische Integration, um mehrere Vervielfacherstufen auf einem Chip zu verketteten und somit die Kosten späterer Systeme deutlich zu senken, zum Beispiel durch Einsparung von Chip-Modul-Übergängen.

In dieser Arbeit wird eine neuartige Schaltungstopologie zur differenziellen Frequenzvervielfachung entwickelt. Eine neue Art der Spannungsversor-

gung erlaubt dabei ein kompaktes Layout und eine Integration in skalierte Leitungsumgebungen, was den Einsatz im Millimeterwellen Frequenzbereich ermöglicht. Die Schaltungstopologie erreicht Bandbreiten komplexer balancierter Vervielfacher im Mikrowellenbereich mit nur vier Transistoren und erreicht als Einzelschaltung die höchsten bekannten relativen Bandbreiten aktiver Frequenzvervielfacher im Frequenzbereich über 110GHz. Weiter werden Kaskadierungstechniken gezeigt, die Vervielfacher mit dem höchsten bekannten Konversionsgewinn ermöglichen. Zusammen mit der Vervielfachertopologie zeigte ein Frequenzverachtffacher eine Bandbreite von 220 bis 320GHz. Dieser Chip erreicht die größte Bandbreite aktiver Frequenzvervielfacher in diesem Frequenzbereich mit dem höchsten Konversionsgewinn über 150GHz.

Das in dieser Arbeit verfolgte Konzept der monolithischen multifunktionalen Integration wird am Beispiel eines Empfänger Chips bei 300GHz demonstriert. Der mit einem Mischer und rauscharmen Verstärker integrierte Frequenzverdreifacher erleichtert die Aufbautechnik durch eine geringere Eingangsfrequenz.

Erstmals erreicht ein in dieser Arbeit entwickelter aktiver Frequenzversechsfacher Chip 670GHz. Dieser Frequenzbereich war bisher nur mit passiven Frequenzvervielfachern erreichbar. Der hohe Vervielfachungsfaktor ermöglicht Eingangsfrequenzen im durch kommerzielle Quellen gut adressierten W-Band.

Executive Summary

The technological improvements in the field of transistor technology in the last decades features communication and radar systems with elevated operating frequencies. These operating frequencies enable high absolute bandwidths of several GHz together with moderate relative bandwidths of the components. Together with increased possible data rates in communication systems the high absolute bandwidth features improved resolution in frequency modulated radar applications, where the resolution scales directly with the system bandwidth. The metamorphic high electron mobility transistor (mHEMT) process developed at the Fraunhofer Institute for Applied Solid State Physics (IAF) enables multifunctional integration of multiple circuit components on a single chip, such as mixers and amplifiers.

Due to a lack of frequency dividers and broadband direct signal sources the principle of frequency multiplication has overcome direct signal generation at elevated frequencies in the millimeter wave regime and beyond. With a frequency multiplier the signal generation and stabilization can be realized at moderate frequencies. Up to date most frequency multipliers are single stage devices with multiplication factors smaller than four. In contrast, the approach followed in this thesis of active frequency multiplication enables the possibility of cascading multiple stages and monolithic integration with other functionalities such as mixers and amplifiers. This reduces system cost and mounting complexity especially at chip-to-module transitions at high millimeter wave frequencies.

In this thesis a new transistor topology for frequency multiplication is developed. A novel biasing features a compact layout together with possible integration into scaled transmission line environments, enabling operation

at high millimeter wave frequencies. The topology achieves relative bandwidths of complex balanced structures at microwave frequencies with only four transistors and enables the highest bandwidth in active frequency multiplication over 110GHz. Cascading techniques are shown in this thesis enabling frequency multipliers showing the highest conversion gain in frequency multiplication. A cascaded frequency multiplier by eight shows a frequency range of 220 to 320 GHz together with the new topology. It features the highest bandwidth of active frequency multipliers together with the highest total conversion gain at frequencies exceeding 150GHz.

The concept of monolithic multifunctional integration is demonstrated with a receiver chip at 300 GHz. An integrated frequency tripler into a receiver including mixer and low noise amplifier eases the mounting due to a reduced input frequency.

For the first time an active frequency multiplier reaches output frequencies of 670GHz. In this frequency region only passive multipliers were available. The high multiplication factor of six enables an input frequency in the commercially addressed W-Band.

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Die fachliche Betreuung oblag Prof. Dr. Ingmar Kallfass, der mittlerweile das Institut für Robuste Halbleitersysteme (ILH) an der Universität Stuttgart leitet.

Mein erster Dank geht an Prof. Dr. Ingmar Kallfass, der mich für das Thema begeistern konnte und mir bis zum Abschluss der Arbeit mit kompetentem und kollegialem Rat zur Seite stand. Ich danke Prof. Dr. Thomas Zwick für die Übernahme des Korreferats und die vielen Ratschläge und sein Vertrauen während meiner gesamten Zeit am IHE.

Die Ergebnisse dieser Arbeit wären ohne die enge Kooperation mit dem Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) in Freiburg nicht denkbar gewesen. Ich danke allen Kollegen der HF-Abteilung für ihre Unterstützung schon während meiner dortigen Zeit als Praktikant und Diplomand. Namentlich sind dabei Dr. Arnulf Leuther, Dr. Axel Tessmann, Hermann Massler und Sandrine Wagner für Ihren Rat und messtechnische Hilfe hervorzuheben.

Ebenfalls danke ich allen Kollegen des IHE aus Technik, Verwaltung und Wissenschaft für die unvergessliche Atmosphäre am Institut. Besonders danke ich meinen ehemaligen Bürokollegen: Jochen Antes, Benjamin Götzel, Christoph Heine, Dr. Thorsten Kayser und Dr. Mario Pauli. Zusätzlich bedanke ich mich bei Dr. Sebastian Diebold für die kritische Durchsicht meines Manuskripts.

Abschließend danke ich meiner Familie und meinen Freunden. Meinen Eltern und meiner Schwester danke ich für ihre Unterstützung, auf die ich mich jederzeit verlassen kann. Besonderer Dank gilt sowohl meiner Frau Vanessa für ihre Zuneigung und Geduld als auch unserer Tochter Elina für Ablenkung und Freude.

Im Januar 2015,
Ulrich Lewark

Inhaltsverzeichnis

Kurzzusammenfassung	i
Executive Summary	iii
Vorwort	v
Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Motivation der Arbeit	3
1.2 Stand der Technik	6
1.3 Ziel und Gliederung der Arbeit	8
2 Grundlagen aktiver Frequenzvervielfachung	11
2.1 Metamorpher High Electron Mobility Transistor	12
2.2 Verstärkerklassen	13
2.3 Aktive Frequenzvervielfacher	15
2.4 Topologien für Breitbandfrequenzvervielfacher	22
2.5 Charakterisierung	30
3 Kompakte Breitbandvervielfacherzelle	41
3.1 Schaltungskonzept	41
3.2 Messtechnische Verifikation	48
3.3 Einsatz im Millimeterwellenfrequenzbereich	51
3.4 Zusammenfassung und Vergleich	55

4	On-Chip Kaskadierung von Frequenzvervielfacherstufen	59
4.1	Oberwellenüberlappung	59
4.2	Oberwellenkompensation	61
4.3	Verstärkerstufen	67
4.4	Zusammenfassung	69
5	Ultra-Breitband Frequenzvervielfacher im Millimeterwellen Frequenzbereich	71
5.1	Ultra-Breitband Frequenzverdoppler	71
5.2	Ultra-Breitband Frequenzverachtffacher	79
5.3	Zusammenfassung und Vergleich	93
6	Frequenzvervielfacher im Submillimeterwellen und THz Frequenzbereich	95
6.1	Signalerzeugungskonzept	95
6.2	Frequenzverdreifacher ins H-Band	97
6.3	Integrierter H-Band Empfänger	108
6.4	Frequenzverdoppler auf 600 GHz	109
6.5	Frequenzversechsfacher auf 600 GHz	111
6.6	Zusammenfassung und Vergleich	117
7	Zusammenfassung und Ausblick	121
A	Übersicht Frequenzvervielfacher MMICs	125
B	IAF mHEMT Technologie	129
C	Rauschen in Frequenzvervielfachern	133
	Literaturverzeichnis	139
	Eigene Veröffentlichungen	153

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

2DEG	zweidimensionales Elektronengas
ADS	Advanced Design System (Simulationssoftware)
AlInAs	Aluminiumindiumarsenid
AM	Amplitudenmodulation
Balun	Symmetrierglied (engl. Balanced-unbalanced)
BCB	Benzocyclobuten
CAD	computerunterstützter Entwurf (engl. Computer-Aided Design)
CMOS	koplementärer Metalloxidhalbleiter (engl. Complementary Metal-Oxide-Semiconductor)
CVD	Chemical Vapour Deposition
CST	Computer Simulation Technology Studio Suite (Simulationssoftware)
D	Drainanschluss
DDS	direkte digitale Synthese (engl. Direct Digital Synthesis)
FET	Feldeffekttransistor
FHR	Fraunhofer-Institut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik
G	Gateanschluss
GaAs	Galliumarsenid
GSSP	Großsignal S-Parameter
GW	Gateweite
HEMT	High Electron Mobility Transistor

HPF	Hochpassfilter
IAF	Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik
In	Indium
InGaAs	Indiumgalliumarsenid
InP	Indiumphosphid
ISAR	Inverses Radar mit synthetischer Apertur (engl. Inverted Synthetic Aperture Radar)
LNA	rauscharmer Verstärker (engl. Low noise amplifier)
LO	Lokalszillator
MBE	Molekularstrahlepitaxie
mHEMT	metamorpher High Electron Mobility Transistor
MIM	Metall Isolator Metall
MMIC	monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung (engl. Monolithic Microwave Integrated Circuit)
MPW	Multi Project Wafer
MTTF	mittlere Lebensdauer (engl. Mean Time to Failure)
n.a.	nicht verfügbar (engl. not available)
NiCr	Nickel Chrom
NWA	Netzwerkanalysator
pHEMT	pseudomorpher High Electron Mobility Transistor
PLL	Phasenregelschleife (engl. Phase-Locked Loop)
PM	Phasenmodulation
Ref.	Referenz
REM	Rasterelektronenmikroskop
RF	Radiofrequenz
SAR	Radar mit synthetischer Apertur (engl. Synthetic Aperture Radar)
SiGe	Siliziumgermanium
SiN	Siliziumnitrid
S-MMIC	monolithisch integrierte Submillimeterwellenschaltung (engl. Sub-Millimeter Wave Monolithic Integrated Circuit)

SNR	Signal zu Rauschverhältnis (engl. Signal to Noise Ratio)
SSB	Ein-Seitenband (engl. Single Side Band)
TWA	Wanderwellenverstärker (engl. Traveling-Wave Amplifier)
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator (engl. Voltage Controlled Oscillator)
VS	virtueller Sourceanschluss
ZF	Zwischenfrequenz

Lateinische Buchstaben

BV	Durchbruchspannung
BW	Bandbreite
BW_{rel}	relative Bandbreite
BW_{ZF}	Zwischenfrequenzbandbreite
C	Kapazität
C_{gs}	Gate - Source - Kapazität
E_C	Leitungsband
E_{FM}	Ferminiveau - Metall
E_{FS}	Ferminiveau - Halbleiter
f	Frequenz
f_{max}	maximale Oszillationsfrequenz
f_{m}	Modulationsfrequenz
f_{Start}	Untere Bandbreitengrenze
f_{Stop}	Ober Bandbreitengrenze
f_T	Transitfrequenz
g_{m}	Steilheit ($g_{\text{m}} = \partial I_{\text{d}} / \partial U_{\text{gs}}$)
G_C	Konversionsgewinn
H_x	x -te harmonische. H_1 ist die Fundamentale
I_{d}	Drainstrom
I_{dN}	N -ter Fourierkoeffizient des Drainstroms. $x = 0$ ist Gleichstromanteil

I_p	Sättigungsstrom
L	Induktivität
l	Leitung
l_{FB}	Rückkopplungsleitung
N	Vervielfachungsfaktor
P_{aus}	Ausgangsleistung
P_{ein}	Eingangsleistung
P_i	Leistung der i-ten Harmonischen ($P_N = P_{aus}$)
R	Widerstand
R_{gs}	Gate - Source - Widerstand
RC_{FB}	RC-Rückkopplung
S	Unterdrückung harmonischer Signalanteile
t	Zeit
T	Periodendauer
U	Spannung
U_{ds}	Drain - Source - Spannung
U_{dvs}	Drain - virtuelle Source - Spannung
U_{gs}	Gate - Source - Spannung
U_{gvs}	Gate - virtuelle Source - Spannung
U_{th}	Threshold Spannung (Schwellenspannung)
Z	Impedanz
Z_{aus}	Ausgangs impedanz
Z_{ein}	Eingangs impedanz

Griechische Buchstaben

α	Anstiegszeit bis $I_d = I_p$
ΔR	Auflösung
γ	Winkel
λ	Wellenlänge
ω	Kreisfrequenz ($\omega = 2\pi f$)

θ	Modulationsindex ($\theta = \Delta f / f_m$)
Φ	Leitwinkel ($\Phi = 2\pi t_1 / T$)
Φ_p	Phasenmodulation
π	Kreiszahl (3,14159265359...)

1. Einleitung

Der technologische Fortschritt auf dem Gebiet der Transistorentwicklung der letzten Jahrzehnte ermöglicht immer höhere Nutzfrequenzen elektronischer Schaltungen. Dabei nimmt mit steigender Frequenz die elektrisch erzeugbare Leistung stark ab [Sam11]. Dem entgegen erreichen optische Systeme immer längere Wellenlängen und stoßen in Bereiche elektrischer Systeme vor. Im Bereich zwischen diesen Disziplinen befindet sich die sog. *THz-Lücke*¹ [Sir02]. Dieser Frequenzbereich wird auch Submillimeterwellenbereich genannt und beginnt ab 300GHz, da dann die Freiraumwellenlänge 1 mm unterschreitet.

In den letzten Jahren zeichnet sich ein Trend ab, diese Frequenzlücke zu schließen. Durch aggressiv skalierte Transistoren und komplexere Materialsysteme schafft der technologische Fortschritt die Möglichkeit, in diesem Frequenzbereich aktive Schaltungen zu entwickeln. Für rauscharme Empfangssysteme eignet sich ein metamorpher High Electron Mobility Transistor (mHEMT), da er gleichzeitig hohe Grenzfrequenzen und beste Rauscheigenschaften bietet [Sam11].

Der sog. THz-Bereich birgt viele neue Anwendungen. Neben neuen und hochfrequenten Empfängern für die Radioastronomie [WT09] finden sich weitere Anwendungen in diversen Bereichen der Sicherheitstechnik, Biologie, Medizin, Produktion und Kommunikation.

Ein Beispiel einer sicherheitstechnischen Anwendung ist das Finden versteckter Waffen (*Nacktschanner*) [BCD⁺09]. Die nicht ionisierende elektromagnetische Strahlung im Millimeter und THz-Bereich durchdringt dabei zwar Stoffe, wird jedoch von der feuchten Haut absorbiert und teilweise re-

¹vom engl. *THz-Gap*

flektiert. Metalle reflektieren die Strahlung und erzeugen einen hohen Kontrast zur Haut der untersuchten Person. Ferner könnten spektroskopische Verfahren die Detektion und Identifizierung von Sprengstoffen [FSH⁺05] ermöglichen. Dass dies auch aus größerer Entfernung machbar ist, zeigen moderne Waffendetektionsradare, die meist auf der Radar mit synthetischer Apertur (SAR) Architektur beruhen. Neben Veröffentlichungen bei 94, 210 [TKL⁺08] und 300GHz [29] gibt es bereits Systeme im atmosphärischen Fenster um 670GHz [CDL⁺08]. In diesen konkreten Fällen ermöglicht die hohe Frequenz hohe absolute Bandbreiten bei gleichzeitig moderaten relativen Bandbreiten. Die hohe Bandbreite führt zu einer hohen Auflösung, die für solche Anwendungen unabdingbar ist.

In der Biologie lässt sich der Wassergehalt von Grünpflanzen mit Millimeterwellen bestimmen [HN95]. Ähnlich zeigen medizinische Tests, dass sich mit höchsten Frequenzen die Ausbreitung einer Verbrennung in der Haut berührungslos beobachten lassen [TSB⁺11]. Weiter könnten THz-Systeme große Laser in der Krebsdiagnostik ersetzen, was am Beispiel von Leberkrebs bereits nachgewiesen wurde [KSKO⁺02].

Im industriellen Umfeld lässt sich die Zusammensetzung und Qualität von Kunststoff in Echtzeit bestimmen [WJK⁺10, JWP⁺10]. Neben Prozesskontrolle und Steuerung sind durch die hohe Auflösung kleinste Gegenstände in Produkten nachweisbar. Im Lebensmittelbereich sind dann, im Gegensatz zu Röntgenkontrollen, nicht metallische Fremdkörper auffindbar, ohne die Verpackung oder das Produkt zu beschädigen. Dies wird in [JK08b] am Beispiel einer Schokoladentafel demonstriert.

Hohe absolute Bandbreiten und noch nicht ausgelastete Frequenzbänder bieten Wachstumspotential für hochbitratige Datenübertragung. Erste Versuche zeigen schon heute, dass Datenraten bis zu 100Gbit/s sich elektrisch im Millimeterwellen Frequenzbereich übertragen lassen [KLDA⁺13].

All diese Systeme benötigen ein Sendesignal oder ein Lokaloszillatorsignal für einen Empfangsmischer im entsprechenden Frequenzbereich. Dazu sollte die Signalquelle eine Frequenz möglichst stabil erzeugen. In frequenz-

modulierten Radaranwendungen sollte die Signalquelle breitbandig und gleichzeitig schnell durchstimmbar sein, da dies direkten Einfluss auf die erreichbare Auflösung hat [Sko03].

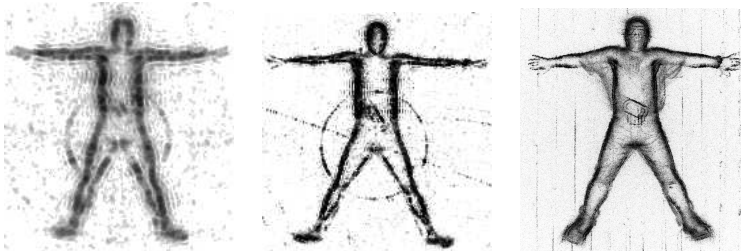
Liegen die benötigten Frequenzen nah an der Grenzfrequenz der zu Grunde liegenden Technologie, sind z. B. Frequenzteiler nur sehr schwer zu realisieren. Mangels Frequenzteiler bei hohen Frequenzen und breitbandigen spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs) erlauben Frequenzvervielfacher die Signalerzeugung bei moderaten Frequenzen mit hochgenauen Phasenregelschleife (PLL) stabilisierten VCOs oder sogar durch direkte digitale Synthese (DDS). Anschließend multipliziert der Vervielfacher die Frequenz in den gewünschten Bereich. Neben der Frequenz multipliziert sich auch die Bandbreite der Quelle entsprechend des Vervielfachungsfaktors und der möglichen Ausgangsbandbreite des Frequenzvervielfachers. Lediglich das Phasenrauschen der Quelle wird durch den Frequenzvervielfacher um den Faktor $20 \log(N)$ verschlechtert [Cam98].

1.1. Motivation der Arbeit

Die Erzeugung höchster Frequenzen mit Dioden Vervielfacherketten ist bereits vor Beginn dieser Arbeit möglich gewesen. Sie erreichen Frequenzen von bis zu 1,5 THz [CSW⁺04]. Daher ist die Motivation nicht ausschließlich die Erzeugung der hohen Frequenz. Vielmehr soll die aufwändige Vervielfacherkette durch die Errungenschaften der letzten Jahre im Gebiet der Transistortechnologien in aktive Schaltungen umgesetzt werden.

Aktive Frequenzvervielfacher bieten die Möglichkeit multifunktionaler Integration in eine monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung (MMIC)². In den letzten Jahren führte die Skalierung von High Electron Mobility Transistor (HEMT) Technologien zu aktiven Komponenten bis zu 670 GHz [RLM⁺12]. Sowohl Mischer als auch Verstärker können dadurch Frequenzen über 300 GHz abdecken [KTM⁺09, TLMSE12]. Das Fraunho-

²ab 300 GHz eine monolithisch integrierte Submillimeterwellenschaltung (S-MMIC)



(a) f : 94 GHz, BW : 4 GHz, ΔR : 3,7 mm [TKL⁺08] © 2008 IEEE.
(b) f : 210 GHz, BW : 8 GHz, ΔR : 1,85 mm [TKL⁺08] © 2008 IEEE.
(c) f : 300 GHz, BW : 40 GHz, ΔR : 3,7 mm [29] © 2013 IEEE.

Abbildung 1.1.: ISAR Bilder eines am FHR aufgebauten modularen Radars. Entfernung zum Ziel sind jeweils 140 m. Die in den letzten Jahren betriebene Steigerung der Bandbreite ermöglicht eine steigende Auflösung des Ziels.

fer Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) bietet mit seinem 35 nm mHEMT Prozess [LTM⁺08] die Möglichkeit der monolithischen Integration mehrerer funktionaler Komponenten auf einem Chip.

Der wesentliche Vorteil gegenüber konventionellen Frequenzvervielfacherketten liegt im Bereich der Aufbautechnik begründet, z. B. durch eine Reduktion höherfrequenter Übergänge und in der Reduktion von Einzelmodulen. In heute bereits existierenden Radarsystemen können Diodenkomponenten durch deutlich kompaktere Frequenzvervielfacherketten ersetzt werden. Dies führt zusätzlich zu einer Größenreduktion des gesamten Radarsystems.

Eine mögliche Verringerung von Modulen wird beispielhaft am ISAR³ Radar des FHR aufgezeigt. Abbildung 1.1 zeigt Bilder einer Person mit einem verstecktem Gegenstand aus 140 m Entfernung. Der Unterschied zwischen den einzelnen Bildern ist die Mittenfrequenz, die im Bild 1.1(a) bei 94 GHz, in Bild 1.1(b) bei 210 GHz und in Bild 1.1(c) bei 300 GHz liegt. Die jeweils höhere Bandbreite von bis zu 40 GHz beim 300 GHz Radar

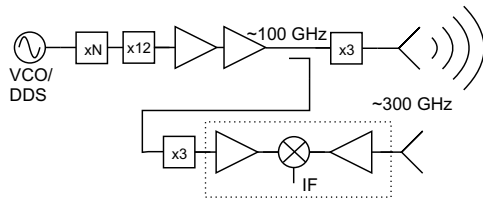
³Inverses Radar mit synthetischer Apertur (ISAR)

führt zu einer Verbesserung der Auflösung, sodass der versteckte Gegenstand in jedem Bild von Abbildung 1.1(a) bis 1.1(c) leichter zu erkennen ist. Im 300GHz Radar reicht die Auflösung aus, um einzelne Finger aufzulösen.

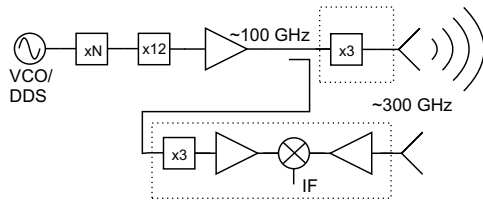
Der Aufbau des 300GHz Radars ist vereinfacht in Abbildung 1.2 dargestellt. Zurzeit sind die Frequenzvervielfacher auf 300GHz in Diodentechnologie im Einsatz. Die in dieser Arbeit vorgestellten Frequenzvervielfacher können die Leistungsfähigkeit des Radars an zwei Punkten erweitern (Abbildung 1.2(b)). Einerseits kann der Verdreifacher im Sendepfad durch einen in dieser Arbeit vorgestellten Frequenzverdreifacher ersetzt werden. Dadurch kann man durch die niedrigere Eingangsleistung einen Leistungsverstärker einsparen und somit den Leistungsverbrauch signifikant reduzieren. Andererseits ist der Verdreifacher in den Empfangschip integrierbar. Dadurch spart man ein weiteres Frequenzverdreifachermodul und erleichtert den Modulaufbau durch die niedrigere Lokaloszillator (LO) Eingangsfrequenz in das Empfangsmodul.

Eine zusätzliche Erweiterung könnte der Einsatz der im Folgenden vorgestellten Breitbandvervielfacherzelle bei niedrigeren Frequenzen bieten. Zum Beispiel begrenzt die Bandbreite des verwendeten Frequenzverzwölfachers die Gesamtbandbreite des Systems. Hier helfen die hohen möglichen relativen Bandbreiten der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Breitbandvervielfacherzelle die begrenzende Wirkung des Verzwölfachers zu mildern.

Die hier verfolgte multifunktionale Integration auf einem MMIC erleichtert die Messung und den Aufbau von Signalquellen durch Verringerung der Eingangsfrequenz in einen moderaten und gut adressierten Frequenzbereich. Dadurch erleichtert man nicht nur den Aufbau der einzelnen Module, sondern verringert auch die Größe mehrstufiger Quellen auf Größe eines MMIC im Gegensatz zu den Modulketten bisher bekannter Quellen über 325GHz [CSW⁺04].



(a) Radaraufbau vor dieser Arbeit.



(b) Möglicher Aufbau mit in dieser Arbeit entwickelten integrierten Komponenten.

Abbildung 1.2.: Vereinfachtes Blockschaltbild des in [29] beschriebenen 300 GHz Radars.

1.2. Stand der Technik

Mangels Frequenzteiler bei hohen Frequenzen nutzt man zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich Frequenzvervielfacher. In Abbildung 1.3 sind für wichtige Vergleichskriterien Frequenzvervielfacher zwischen 20GHz und 2THz zusammengefasst⁴. Wegen des großen Frequenzbereichs ist die Frequenz logarithmisch aufgetragen.

Betrachtet man zuerst die Ausgangsleistung (P_{aus}) in Abbildung 1.3(a), so zeigen passive Frequenzvervielfacher die höchsten Ausgangsleistungen über den gesamten Frequenzbereich. Darauf folgen aktive Frequenzvervielfacher mit integriertem Ausgangsverstärker (zweite Trendlinie) gefolgt von Frequenzvervielfachern ohne ausgangsseitige Verstärkerstufe. Die in die-

⁴Zur besseren Lesbarkeit sind alle referenzierten Quellen tabellarisch im Anhang A zusammengefasst.

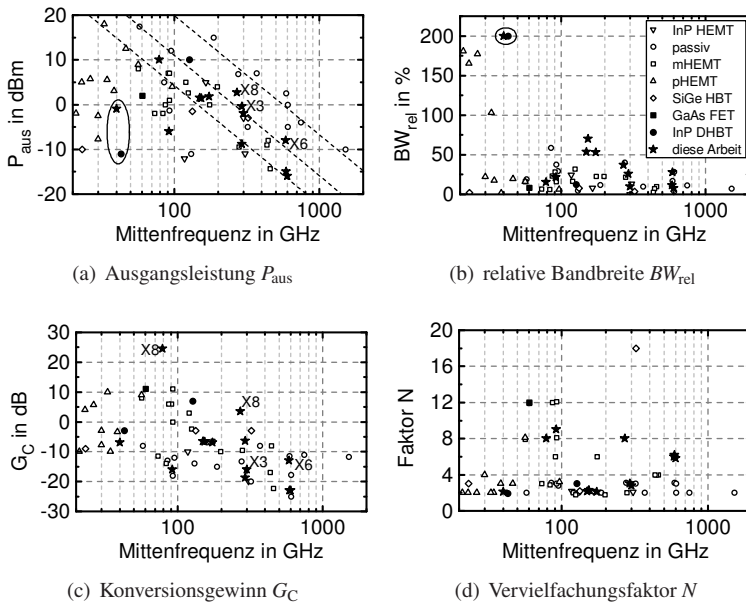


Abbildung 1.3.: Übersicht über den Stand der Technik. Quellenangaben zu den einzelnen Vervielfachern sind tabellarisch in Anhang A zusammengefasst.

ser Arbeit entwickelten Frequenzvervielfacher (Sterne) erreichen dabei den Stand der Technik, was durch die Lage auf den Trendlinien sichtbar wird.

Neben passiven Diodenvervielfachern, die Ausgangsfrequenzen bis 1,5 THz zeigen, erreicht der hier vorgestellte Frequenzversechsfacher (X6) die höchste bisher veröffentlichte Ausgangsfrequenz eines aktiven Frequenzvervielfachers.

Die Übersicht über die relative Bandbreite in Abbildung 1.3(b) zeigt, dass nur die in dieser Arbeit gezeigten Frequenzvervielfacher durch Nutzung der in Kapitel 3 gezeigten Breitbandvervielfacherzelle relative Bandbreiten über 50% im Frequenzbereich über 100 GHz aufweisen.

Als Einzelschaltung erreicht die Breitbandzelle aus Kapitel 3 die maximal mögliche relative Bandbreite von knapp 200% und teilt den Platz bei einer Mittenfrequenz um 40 GHz mit einem Gilbertzellenfrequenzvervielfacher [PKN⁺05]. In der verwendeten mHEMT Technologie sind solche komplexen Schaltungstopologien nur schwer realisierbar. Die in dieser Arbeit entworfene Struktur hat der ähnlich breitbandigen Gilbertzellen gegenüber mehrere Vorteile. Neben einer zehnfach kleineren Chipfläche und mit einem Zehntel an Transistoren, erzeugt die hier entwickelte Zelle 10 dB mehr Ausgangsleistung, wie die Markierung in Abbildung 1.3(a) zeigt.

Vergleicht man den Konversionsgewinn (G_C), zeigt sich deutlich der Vorteil aktiver Frequenzvervielfachung, die bis 135 GHz Konversionsgewinne über 0 dB ermöglicht [BKZ14]. Dabei sind evtl. eingesetzte Verstärker mit einbezogen. Passive Vervielfacher liegen hier im Bereich um -10 dB. Durch die in Kapitel 4 vorgestellten Kaskadierungstechniken mit Oberwellenkomensation erreicht ein konventioneller Frequenzverachtzefacher den höchsten Konversionsgewinn von über 20 dB [12].

Ein Ziel dieser Arbeit ist die Verkettung mehrerer Stufen auf einem MMIC. Dies zeigt sich auch im Vergleich des Multiplikationsfaktors (N) in Abbildung 1.3(d). Ab 200 GHz sind die hier erreichten Faktoren die höchsten gezeigten Vervielfachungsfaktoren. Ausnahme bildet der Frequenzverachtzehnfacher aus [ÖHP10], der zwar einen hohen Integrationsgrad aufweist, allerdings nur eine geringe Bandbreite von 3,4% erreicht.

1.3. Ziel und Gliederung der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist der Entwurf von integrierten Frequenzvervielfachern im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich. Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten in diesem Gebiet liegt der Fokus in der Integration mehrerer Frequenzvervielfacherstufen auf einem Chip und der multifunktionalen Integration mit Verstärkern oder Mischern auf einem einzigen MMIC.

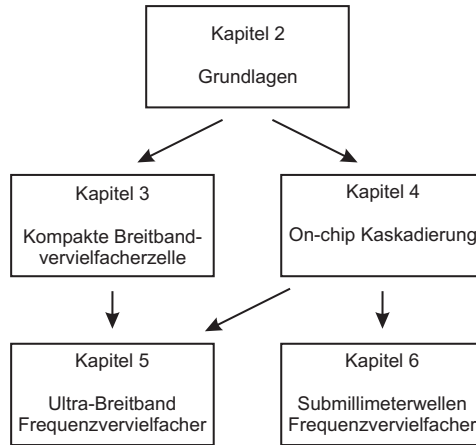


Abbildung 1.4.: Gliederung der Arbeit und Zusammenhang zwischen den Kapiteln.

In vielen Anwendungen nutzt man die Eigenschaft hoher Frequenzen, dass bei moderaten relativen Bandbreiten hohe absolute Bandbreiten möglich sind. Mehrstufige Kaskadierung führt allerdings zu der Problematik, dass bei niedrigen Frequenzen der Einsatz von Filtern die Bandbreite stark reduziert. Ein hoher Multiplikationsfaktor und eine hohe Ausgangsbandbreite führt zwangsläufig zu hohen relativen Bandbreiten in den ersten Stufen. Trotz dieser Anforderungen sollen kompakte mehrstufige Schaltungen entstehen, die Bandbreite, Signalreinheit und hohen Vervielfachungsfaktor vereinen.

Dies ist nicht mit konventionellen Lösungsansätzen möglich. Daher werden in dieser Arbeit eine breitbandige Architektur für höchste Frequenzen nutzbar gemacht und breitbandige kaskadierte Signalquellen vorgestellt.

Weiter soll eine multifunktionale Integration durch die Verwendung aktiver Frequenzvervielfacher genutzt werden, um höchste Frequenzen aus einem moderaten Frequenzbereich, z. B. das W-Band⁵, zu erreichen.

⁵75 bis 110GHz

Abbildung 1.4 zeigt den Aufbau der Arbeit. Sie basiert auf den mHEMT Prozessen des IAF in denen alle in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen prozessiert werden. Kapitel 2 fasst dabei die für das Verständnis dieser Arbeit notwendigen Grundlagen zusammen. Nach kurzer Beschreibung des zu Grunde liegenden Transistors folgen die Beschreibung der Funktionsweise aktiver Frequenzvervielfacher, Konzepte für breitbandige Frequenzvervielfachung und die in dieser Arbeit verwendeten Messmethoden.

Darauf bauen die Kapitel 3 und 4 auf. Kapitel 3 beschreibt eine neuartige Frequenzvervielfacherzelle für breitbandige Frequenzvervielfachung im Millimeterwellenfrequenzbereich. Anschließend befasst sich das vierte Kapitel mit den Problemen und Lösungen zur Kaskadierung mehrerer Frequenzvervielfacherstufen auf einem einzigen MMIC. Am Beispiel eines Frequenzverachtfachers wird die Simulation zur Kontrolle unerwünschter harmonischer Signale zwischen den Stufen erklärt.

Anschließend nutzt man die Breitbandzelle und die Kaskadierungsmethoden zur Entwicklung eines Breitbandfrequenzvervielfachers in den hohen Millimeterwellen Frequenzbereich (Kapitel 5). In Kapitel 6 wird die Kaskadierung verwendet, um konventionelle Frequenzvervielfacher zu verketteten, wodurch höchste Frequenzen bis zu 670 GHz erreicht werden.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse.

2. Grundlagen aktiver Frequenzvervielfachung

Die in dieser Arbeit beschriebenen Verfahren zur Frequenzvervielfachung beruhen ausschließlich auf aktiven Frequenzvervielfachern. Daher sind in diesem Kapitel die wichtigsten Grundlagen zur aktiven Frequenzvervielfachung dargestellt. Neben dem Grundbauelement, dem Transistor, wird auf die Grundschaltungen, Topologien und messtechnischen Verfahren eingegangen. Auf dem Gebiet der Messtechnik gewinnen Kenntnisse über Stärken und Schwächen unterschiedlicher messtechnischer Verfahren mit steigender Betriebsfrequenz an Bedeutung. Der Einfluss auf Quellenrauschen des Frequenzvervielfachers wurde bei den in dieser Arbeit verwendeten Entwurfsverfahren nicht betrachtet. Die theoretischen Grundlagen sind im Anhang C zusammengefasst.

Die Einschränkung auf aktive Frequenzvervielfachung ist einerseits inhärent durch die in der Arbeit genutzte Technologie begründet, die auf Transistoren spezialisiert ist, und andererseits durch die Vorteile aktiver Frequenzvervielfacher gegeben. Zu diesen Vorteilen gehören [Maa03]:

- Möglicher Konversionsgewinn bei moderaten Frequenzen
- Multi-funktionelle Integration in aktive Schaltungen
- Reduktion von Aufbaukosten durch höheren Integrationsgrad
- Verkettung von Vervielfacherstufen auf einem Chip

2.1. Metamorpher High Electron Mobility Transistor

Die Funktion des Feldeffekttransistors basiert auf der Steuerung eines Stromflusses durch ein Halbleitermaterial, der mit Hilfe einer Steuerspannung kontrolliert wird [Sho52]. Um immer höhere Grenzfrequenzen zu erreichen werden immer bessere Transistortechnologien entwickelt. Neben der Skalierung der Kanallänge kann die Ladungsträgerbeweglichkeit optimiert werden. Da die Ladungsträgerbeweglichkeit materialabhängig ist, entstanden in den letzten Jahrzehnten immer neue Transistorstrukturen in unterschiedlichsten Materialsystemen [Eli08].

Sehr hohe Ladungsträgerbeweglichkeiten bieten Galliumarsenid (GaAs) und Indiumphosphid (InP) basierte Transistoren. In diesen Materialsystemen werden sog. HEMTs hergestellt. Dabei wird das Material mit einem Hetero-Übergang zur Erzeugung eines Quantentopfes im Leitungsband auf eine Weise dotiert, dass sich der Kanal in einem undotierten Bereich ausprägt. Auf diese Weise entfällt der bremsende Effekt von Störstellen und die hohe Ladungsträgerbeweglichkeit des GaAs oder des InP kommt voll zur Geltung [LTM⁺08, Eli08].

Diese Eigenschaften können durch Einbringen von Indium (In) in den Kanal noch verbessert werden. Zwischen der Aluminiumindiumarsenid (AlInAs) Schicht und dem Indiumgalliumarsenid (InGaAs) Kanal entsteht eine mechanische Verspannung der beiden Materialien wegen ihrer unterschiedlichen Gitterkonstante. Dadurch kann der In Anteil nicht beliebig erhöht werden. Ein solcher Transistor wird als pseudomorpher High Electron Mobility Transistor (pHEMT) bezeichnet [Eli08].

Bei einem mHEMT wird mit einer Anpassschicht die Gitterkonstante des Substrats an die Gitterkonstante des Kanals stufenweise angepasst. Damit werden höhere In Konzentrationen als in einem pHEMT erreicht [Tes05, Eli08].

Bild 2.1 zeigt einen Querschnitt durch einen am IAF gefertigten mHEMT. Dabei ist die metamorphe Gitteranpassungsschicht sehr gut zu erkennen.

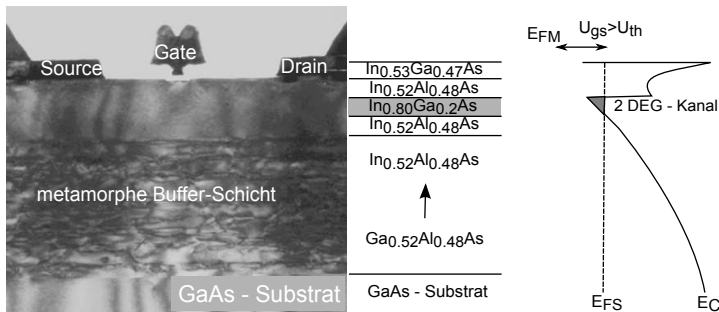


Abbildung 2.1.: Schichtaufbau eines metamorphen HEMT [Tes05] © 2005 IEEE und Bändermodell.

Die für die Funktion verantwortliche Schichtung der Materialien ist daneben abgebildet. Diese Materialwahl führt zu einem Sprung im Leitungsband (E_C). Ist die Gate-Source-Spannung (U_{gs}) größer als die Schwellspannung (U_{th}) entsteht im undotierten Bereich der Struktur ein zweidimensionales Elektronengas (2DEG), welches den Kanal bildet [LTK⁺10, Ell08].

Der Kanal befindet sich in der undotierten InGaAs Schicht, in diesem Fall mit einer In Konzentration von 80 %. Eine derartig hohe In Konzentration auf einem GaAs-Substrat ist nur durch die mHEMT-Struktur möglich.

Alle in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen basieren auf den vom IAF entwickelten mHEMT Prozessen. Details zu den Prozessen und ein Vergleich der wichtigsten Gleichstromparametern sind im Anhang B zusammengefasst.

2.2. Verstärkerklassen

Die in dieser Arbeit gezeigten Frequenzvervielfacher nutzen als nichtlineares Bauelement einen Transistor im sog. Großsignalarbeitspunkt. Der Arbeitspunkt eines Verstärkers ist im Dauerbetrieb in vier Verstärkerklassen abhängig vom DC Arbeitspunkt eingeteilt. Die Wahl des Arbeitspunkts erlaubt die gezielte Verzerrung des Eingangssignals und somit die Erzeugung

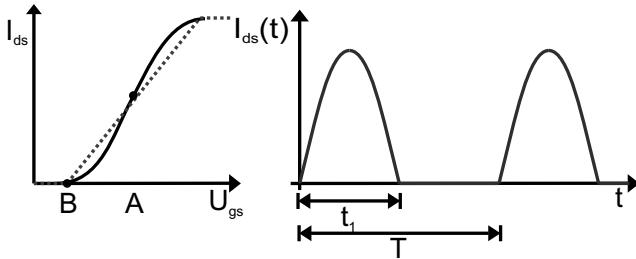


Abbildung 2.2.: FET-Transferkennlinie und Ausgangsstrom über der Zeit für $\Phi = t_1/T$.

von harmonischen Signalanteilen. Im Gegensatz zum Verstärkerentwurf ist hier die Energieübertragung in höherfrequente Signalanteile erwünscht und gezielt gesteuert.

Zur Definition des Transistorarbeitspunkts wird der Leitwinkel Φ eingeführt:

$$\Phi = 2\pi \frac{t_1}{T} = 360^\circ \frac{t_1}{T} \quad (2.1)$$

Dabei ist t_1 die Zeit in der der Transistor leitet ($I_{ds} > 0$) und T die Periodendauer einer Schwingung (Abbildung 2.2). Die Verstärkerklasse wird durch die Wahl der Gatespannung U_{gs} und dem Leitwinkel bestimmt. Die Verstärkerklassen sind:

- Klasse A: U_{gs} ist so gewählt, dass der Transistor im linearen Betrieb mit maximalem g_m arbeitet. Φ ist dabei 360° .
- Klasse B: In diesem Fall ist $U_{gs} = U_{th}$ und der Leitwinkel $\Phi = 180^\circ$.
- Klasse AB: Die Spannung liegt zwischen Klasse A und B und für den Leitwinkel gilt: $180^\circ < \Phi < 360^\circ$
- Klasse C: In diesem Fall ist $U_{gs} < U_{th}$ und der Leitwinkel $\Phi < 180^\circ$.

Die Wahl der Verstärkerklasse spielt bei der Entwicklung eines Frequenzvervielfachers eine bedeutende Rolle. Neben prinzipiellen Überlegungen bei der Wahl des gewünschten Vervielfachungsfaktors N beeinflusst die entsprechende Spannungsversorgung den Entwurf der Anpassnetzwerke.

2.3. Aktive Frequenzvervielfacher

Zur anschaulichen Abschätzung des Konversionsverhaltens eines FET sei folgendes vereinfachtes Transistormodell anzunehmen. Die Eingangskennlinie wird dabei zur Berechnung des Drainstroms linear approximiert:

$$I_d(U_{gs}) = \begin{cases} 0, & \text{falls } U_{gs} \leq U_{th} \\ I_P \frac{U_{gs} - U_{th}}{U_{gs,max} - U_{th}}, & \text{falls } U_{th} \leq U_{gs} < U_{gs,max} \\ I_P, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.2)$$

Nach diesem Modell folgt der Drainstrom linear der Gatespannung U_{gs} sobald diese U_{th} überschreitet. Bei einer Gatespannung von $U_{gs,max}$ sättigt der Transistor und liefert den maximalen Drainstrom I_P . Im folgenden wird ein Sinus-förmiges Eingangssignal angenommen:

$$U = \hat{U}_1 \sin(\omega t). \quad (2.3)$$

Nachfolgend entscheidet der Arbeitspunkt über die gewünscht erzielte Verzerrung des Eingangssignals. Das Ausgangssignal enthält unterschiedlich stark ausgeprägte harmonische Signalanteile, die durch Filterung den Multiplikationsfaktor N des Vervielfachers bestimmen.

2.3.1. Klasse A Frequenzvervielfacher

Im Klasse A Arbeitspunkt arbeitet der Transistor bei kleinen Eingangsleistungen vollständig im linearen Bereich. Im theoretischen Fall der linearen Kennlinie werden keine harmonischen Signalanteile am Ausgang erzeugt, solange der Feldeffekttransistor (FET) nicht vollständig ausgesteu-

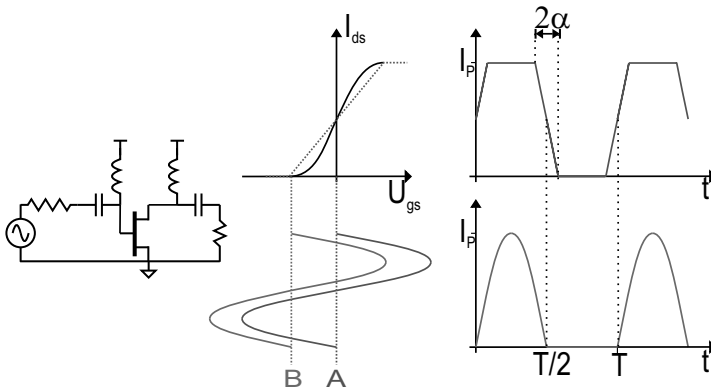


Abbildung 2.3.: Ein Transistor in Sourceschaltung wird mit einem Sinus im Klasse A oder Klasse B Arbeitspunkt angesteuert. Während im Klasse A Arbeitspunkt am Ausgang ein trapezförmiger Drainstrom entsteht, führt die Benutzung eines Klasse B Arbeitspunkts zu einem Drainstrom in Form eines halben Sinus, der Amplitude I_p .

ert wird. Abbildung 2.3 zeigt eine FET Stufe, die von einem Sinussignal großer Amplitude gesättigt wird. Der Transistor kann dabei nur den maximalen Drainstrom I_p am Ausgang liefern. Dies führt zum Abscheiden der Sinusspitzen und generiert näherungsweise einen trapezförmigen Ausgangsstrom [Cam98].

Die Trapezform bestimmt die Ausprägung der einzelnen harmonischen Signalanteile. Für genügend hohe Eingangsleistungen nähert sich dieses Signal einem symmetrischen Trapez an. Für ein symmetrisches Trapez gilt, dass die Zeit konstanten Stroms und die Zeit, der steigenden und fallenden Flanken gleich lang sind, also jeweils $T/4$.

Für eine mathematische Betrachtung eignet sich ein Trapez in erster Näherung zur Bestimmung der harmonischen Signalanteile. Dies gilt nur für genügend hohe Eingangsleistungen und mit der Näherung, dass für kleine

Winkel γ , $\sin(\gamma) = \gamma$ gilt. Dadurch ergibt sich für den Drainstrom folgende Funktion:

$$I_d(t) = \begin{cases} \frac{I_p}{2} \left(1 + \frac{t}{\alpha}\right) & , \text{ falls } 0 \leq t < \alpha \\ I_p & , \text{ falls } \alpha \leq t < \frac{T}{2} - \alpha \\ \frac{I_p}{2} \left(1 - \frac{t - \frac{T}{2}}{\alpha}\right) & , \text{ falls } \frac{T}{2} - \alpha \leq t < \frac{T}{2} + \alpha \\ 0 & , \text{ falls } \frac{T}{2} + \alpha \leq t < T - \alpha \\ \frac{I_p}{2} \left(1 + \frac{t - T}{\alpha}\right) & , \text{ falls } T - \alpha \leq t \leq T \end{cases} , \quad (2.4)$$

wobei α die Anstiegszeit ist, für den Fall eines symmetrischen Trapezes $\alpha = \frac{T}{8}$.

Transformiert man die periodische Funktion aus Gleichung 2.4 mittels einer Fourier Reihenentwicklung in den Frequenzbereich, lassen sich die harmonischen Anteile des Drainstroms ermitteln. Es ergeben sich folgende harmonischen Drainströme:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{I_p}{2} \\ I_{d1} &= \frac{2I_p \sin(\alpha)}{\pi\alpha} \sin(\omega t) \\ I_{d2} &= I_{dN,gerade} = 0 \\ I_{dN,ungerade} &= -\frac{2I_p \sin(\alpha)}{\pi\alpha(2N-1)^2} \sin(N\omega t), \end{aligned} \quad (2.5)$$

wobei I_{dN} für den Drainstrom I_d bei der N -ten Harmonischen steht.

Durch den Klasse-A Arbeitspunkt in der linear angenäherten Transferkurve entsteht für jedes beliebige α ein Trapez um $\frac{I_p}{2}$. Dies ist eine punktsymmetrische, oder auch ungerade Funktion. Die Fourierreihe besteht dadurch nur aus ungeraden Frequenzanteilen, was auch in Gleichung 2.5 gezeigt ist. Nur ungeradzahlige Vielfache verbleiben im Ausgangsspektrum enthalten. Dies bedeutet, dass sich der Klasse-A Arbeitspunkt besonders für ungeradzahlige Vervielfacher eignet.

In einer realen Schaltung entstehen durch Nichtidealität der Transferkennlinie sehr wohl geradzahlige Vielfache. Allerdings sind diese Anteile im Vergleich zu anderen Arbeitspunkten deutlich schwächer. Weiter können in nicht-idealisierten Transistoren geradzahlige Vielfache durch Spannungsänderungen bei hohen Eingangsleistungen entstehen. Daher gibt es einen sog. *Sweet-Spot*, einen Punkt, bei dem das Verhältnis der gewünschten Harmonischen zu unerwünschten Harmonischen möglichst groß ist.

Der Wert von α ist direkt mit der Eingangsleistung verknüpft und berechnet sich mit Gleichung 2.2 aus der Amplitude der am Gate des Transistors angelegten Spannung, hier Gleichung 2.3:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{U_{gs,max}}{\hat{U}_1}\right). \quad (2.6)$$

Je größer die Eingangsleistung, desto steiler steigt die Flanke des Trapezes an und nähert sich für $\alpha \rightarrow 0$ einem Rechteck an. Dieser Betrieb ist durch die Leistungsbeschränkung der Transistoren nicht möglich, da vorher die Durchbruchspannung am Gate überschritten wird.

Das andere Extrem ist $\alpha = \frac{\pi}{4}$, was einem idealem Dreieck entspricht, für das der Anteil der dritten Harmonischen maximal wird. Dieser Arbeitspunkt lässt sich mit einem realen Transistor nicht erreichen, da für diesen Fall weder die lineare Näherung der Eingangskennlinie, noch die Approximation des Drainstromverlaufs gültig ist. In der Praxis maximiert man durch Simulation das Verhältnis der Eingangsleistung mit der möglichen harmonischen Ausgangsleistung. Die starke Vereinfachung in diesem Kapitel dient eher einer Abschätzung des Verhaltens und erklärt die Entstehung ungeradzahligter Vielfache in einem Transistor.

2.3.2. Klasse B Frequenzvervielfacher

Der Klasse B Arbeitspunkt ist der Arbeitspunkt, in dem die Gatespannung der Pinch-Off-Spannung entspricht, also $U_{gs} = U_{th}$ ist. Der Leitwinkel be-

trägt in diesem Fall genau 180° . Bei einer am Eingang anliegenden Sinusspannung (Gleichung 2.3) erzeugt ein Transistor mit vereinfachter Übertragungskennlinie (Gleichung 2.2) eine halbe Sinusschwingung am Ausgang. Vorausgesetzt die Eingangsleistung ist entsprechend gewählt, sodass $\hat{U}_1 \leq U_{gs,max}$, dann ist die Ausgangsfunktion ein Sinuspuls der Form:

$$I_d(t) = \begin{cases} I_p (\hat{U}_1 - U_{th}) \sin(\omega t), & \text{falls } 0 < t < T/2 \\ 0, & \text{falls } T/2 < t < T \end{cases} \quad (2.7)$$

In Abbildung 2.3 ist der Ausgangsstrom des Klasse-B Arbeitspunkts im unteren rechten Diagramm dargestellt. Gezeigt ist der Fall maximaler Ausgangsleistung ohne Kompression, wobei der Strom gerade den maximalen Drainstrom I_p erreicht. Zum besseren Verständnis der harmonischen Signalanteile lässt sich diese Ausgangsfunktion durch eine Fourier Reihenentwicklung in seine Frequenzanteile zerlegen. Der Gesamtstrom ist dabei die Summe der einzelnen harmonischen Stromanteile $I_{ds} = \sum_N I_{dN}$.

Die in diesem Arbeitspunkt auftretende Sinushalbwellen ergibt folgende Stromanteile:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{I_p}{\pi} \\ I_{d1} &= \frac{I_p}{2} \sin(\omega t) \\ I_{d2} &= -\frac{2I_p}{3\pi} \cos(2\omega t) \\ I_{dN, \text{ungerade}} &= 0 \\ I_{dN, \text{gerade}} &= -\frac{2I_p}{\pi(N^2 - 1)} \cos(N\omega t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Bis auf einen fundamentalen Stromanteil I_{d1} sind keine weiteren ungeradzahigen Vielfache im Ausgangsspektrum enthalten. Dadurch eignet sich ein Klasse-B Arbeitspunkt besonders gut für geradzahige Frequenzvervielfacher, insbesondere Frequenzverdoppler. Im Gegensatz zum Klasse-A Ar-

beitspunkt wird immer die Hälfte des Eingangssignals abgeschnitten. Somit erzeugt der Frequenzvervielfacher auch bei kleineren Eingangsleistungen harmonische Signalanteile.

In realen Schaltungen entstehen auch im Klasse B Arbeitspunkt ohne Kompression ungeradzahlige Harmonische durch nicht ideales Verhalten des Transistors. In der Literatur findet sich daher für den Verdopplerfall oft zusätzlich eine quadratische Näherung anstatt der hier angenommenen linearen Approximation [Cam98].

Im Fall hoher Eingangsleistungen entsteht im Klasse B Arbeitspunkt ein halbes Trapez. Wie bereits in der Betrachtung des Trapezes im Klasse A Arbeitspunkt ist die Anstiegszeit α . Auf Grund der reduzierten Gatespannung ist die für Kompression benötigte Spannung doppelt so groß wie im Klasse A Arbeitspunkt. Der Verlauf des Drainstroms über der Zeit ist:

$$I_d(t) = \begin{cases} I_p \left(\frac{t}{\alpha} \right) & , \text{ falls } 0 \leq t < \alpha \\ I_p & , \text{ falls } \alpha \leq t < \frac{T}{2} - \alpha \\ I_p \left(-\frac{t - \frac{T}{2}}{\alpha} \right) & , \text{ falls } \frac{T}{2} - \alpha \leq t < \frac{T}{2} \\ 0 & , \text{ falls } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.9)$$

Fourier transformiert ergeben die harmonischen Stromanteile:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{-I_p(-\pi + \alpha)}{2\pi} \\ I_{d1} &= \frac{2I_p \sin(\alpha)}{\pi\alpha} \sin(\omega t) \\ I_{d2} &= \frac{2I_p(\cos(2\alpha) - 1)}{4\pi\alpha} \cos(2\omega t) \cdot \\ I_{dN, \text{ungerade}} &= \frac{2I_p \sin(N\alpha)}{\pi\alpha N^2} \sin(N\omega t) \\ I_{dN, \text{gerade}} &= \frac{2I_p(\cos(N\alpha) - 1)}{\pi\alpha N^2} \cos(N\omega t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Das Abschneiden des Signals erzeugt eine Verschiebung harmonischer Energie von den geradzahligem Vielfachen hin zu ungeradzahligem Vielfachen. Die maximale Amplitude der zweiten Harmonischen ist der Extremfall $\alpha = \frac{T}{4}$, was einem halben Dreieck entspricht. In Wirklichkeit würde sich der Drainstrom wieder der Sinushalbwellen aus Gleichung 2.7 annähern, da hier die lineare Näherung für kleine Auslenkungen des Sinus keine Gültigkeit mehr aufweist.

Für ein $\alpha = \frac{T}{6}$ ist der Strom der dritten Harmonischen I_{d3} minimal. Es gilt daher bei der Entwicklung eines Frequenzverdopplers, in dem Eingangskompression entsteht, diesen Punkt zu treffen.

Zusammenfassend aus den Ergebnissen der harmonischen Strombestandteile aus Gleichungen 2.8 und 2.10 lässt sich der Klasse B Arbeitspunkt eindeutig als der beste Arbeitspunkt für geradzahligem Frequenzvervielfacher herausstellen. In den allermeisten Fällen finden sich in der Literatur größtenteils Frequenzverdoppler im Klasse B Arbeitspunkt [Cam98, Maa03].

Zusätzlich zeigt die Betrachtung des komprimierten Verdopplers, dass im Fall von Eingangskompression zusätzlicher Filteraufwand notwendig ist, wobei Fundamentale auch ohne Kompression unterdrückt werden muss. Meist erreicht man dies automatisch durch Einsatz einer $\frac{\lambda}{4}$ -Stichleitung (λ der Eingangsfrequenz) als Filter, die neben dem Fundamentalanteil auch die ungeradzahligem Vielfachen des Drainstroms kurzschließt.

Man kann zeigen, dass Frequenzverdoppler noch effizienter in Klasse C Arbeitspunkten arbeiten [Cam98]. Trotzdem werden diese Arbeitspunkte in der Praxis eher vermieden. Ein Grund dafür ist das erhöhte Risiko, den Transistor durch die stark negative Gatespannung zu zerstören, wenn die negative Halbwellen des Eingangssignals extreme Werte erreicht [Cam98]. Bei hohen Arbeitsfrequenzen und stark skalierten Transistortechnologien verschärft sich diese Problematik weiter, weswegen in dieser Arbeit keine Arbeitspunkte unterhalb des Klasse B Arbeitspunkts betrachtet werden.

2.4. Topologien für Breitbandfrequenzvervielfacher

Neben der Erzeugung der gewünschten harmonischen Frequenz sollte ein Frequenzvervielfacher möglichst große Bandbreiten abdecken. Als Quellerweiterung sollte am besten ein ganzes Hohlleiterband abgedeckt werden und als Radarerweiterung sollte die Bandbreite des Vervielfachers die Systemauflösung nicht begrenzen.

Die in Kapitel 2.3 vorgestellten aktiven Vervielfachungskonzepte basieren auf Filterung der gewünschten Harmonischen aus dem durch die Signalverzerrung entstandenen Ausgangsspektrum. Dieses Spektrum enthält eine Vielzahl unerwünschter harmonischer Signalanteile, insbesondere einen nicht vernachlässigbar hohen fundamentalen Anteil.

Die anschließend verwendeten Filter basieren meist auf $\lambda/4$ Sticheleitungen und sind durch Ihre Wellenlängenabhängigkeit in der Bandbreite begrenzt. Diskrete mehrstufige Filter sind zwar nicht direkt Wellenlängenabhängig, begrenzen aber auch die Ausgangsbandbreite der Schaltung.

Im Fall von Frequenzverdopplern ist die Filterung der kritischen Fundamentalfrequenz durch geschickte Verschaltung zweier Frequenzverdopplerstufen, vergleichbar mit passiven Frequenzvervielfachern, inhärent möglich. Dieses Prinzip ist das sog. Gegentaktprinzip, auf das im folgenden Kapitel näher eingegangen wird.

2.4.1. Gegentaktprinzip

Das Gegentaktprinzip gilt schon lange als Möglichkeit, breitbandige Frequenzvervielfacher zu entwickeln. Es beruht auf Gleichrichtung des Eingangssignals und formt am Ausgang der Schaltung einen gleichgerichteten Sinuskamm. Man benutzt dazu zwei Transistoren im Klasse B Arbeitspunkt, die mit 180° Phasendifferenz, also im Gegentakt, gespeist werden. Abbildung 2.4 zeigt das Funktionsprinzip.

Wie in Kapitel 2.3.2 beschrieben, schneiden beide Transistoren jeweils die negative Halbwelle des Eingangssignals ab. Am Ausgang addieren sich

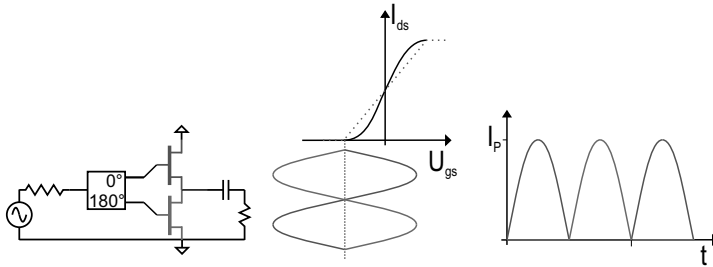


Abbildung 2.4.: Funktionsprinzip des Gegentaktvervielfachers. Ein Balun erzeugt um 180° phasenverschobene Eingangssignale. Am Ausgang addieren sich die Sinushalbwellen zu einem gleichgerichteten Sinus.

die Signale der Transistoren, da zum Zeitpunkt des Durchschaltens, der jeweils andere Transistor sperrt. Am Drainanschluss entsteht in der Summe ein Sinuskamm:

$$I_d(t) = I_p \sin(\omega t), \text{ falls } 0 < t < T/2. \quad (2.11)$$

Dieser Sinuskamm lässt sich durch Fourier Reihenentwicklung wie in den vorherigen Kapiteln in seine frequenzabhängigen Stromanteile zerlegen:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{2I_p}{\pi} \\ I_{d1} &= 0 \\ I_{d2} &= -\frac{4I_p}{3\pi} \cos(2\omega t) \\ I_{dN, \text{ungerade}} &= 0 \\ I_{dN, \text{gerade}} &= -\frac{4I_p}{\pi(N^2 - 1)} \cos(N\omega t). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Durch Symmetrie des Drainstroms (Gleichung 2.11) an der y-Achse ist der Sinuskamm eine gerade Funktion und enthält weder ungeradzahlige Fourier Koeffizienten, noch ist ein Fundamentarteil im Ausgangsspektrum des Stroms enthalten. Schaltungstechnisch ist das Fehlen ungeradzahliger

Stromvielfache durch einen virtuellen Kurzschluss ungerader Stromanteile am Drainanschluss der beiden FETs zu erklären [Maa03]. Dadurch eignet sich ein Gegentaktverdoppler bestens für Breitbandanwendungen, da auf frequenzabhängige Filter verzichtet werden kann.

In realen Anwendungen entstehen auch Signale bei der Fundamentalfrequenz und bei ungeradzahligem Vielfachen. Meist sind diese weitestgehend gut unterdrückt und entstehen durch ungleiche Transistoren oder durch eine nicht ideale Aufteilung des Eingangssignals durch das benötigte Symmetrierglied (Balun).

Die Ströme in Gleichung 2.12 sind ohne Kompression betrachtet. Wie in den vorherigen Kapiteln kann im Fall hoher Eingangsleistungen das Ausgangsspektrum in Kompression berechnet werden. Dazu nähert man den Sinuskamm einem Trapezkamm an.

$$I_d(t) = \begin{cases} I_p \left(\frac{t}{\alpha} \right) & , \text{ falls } 0 \leq t < \alpha \\ I_p & , \text{ falls } \alpha \leq t < \frac{T}{2} - \alpha \\ I_p \left(-\frac{t - \frac{T}{2}}{\alpha} \right) & , \text{ falls } \frac{T}{2} - \alpha \leq t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2.13)$$

Mit dieser Vereinfachung lässt sich der Trapezkamm wie in den Beispielen zuvor per Fourier Reihenentwicklung in seine Frequenzbestandteile zerlegen, was folgende Drainströme ergibt:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{I_p (\pi - \alpha)}{\pi} \\ I_{d1} &= 0 \\ I_{d2} &= \frac{I_p}{\pi \alpha} (\cos(2\alpha) - 1) \cos(2\omega t) \\ I_{dN, \text{ungerade}} &= 0 \\ I_{dN, \text{gerade}} &= \frac{4I_p}{\pi \alpha N^2} (\cos(N\alpha) - 1) \cos(N\omega t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

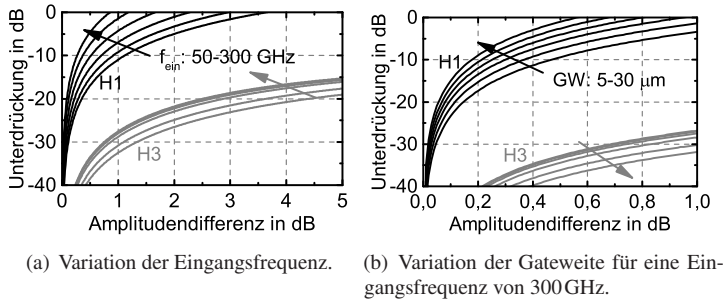


Abbildung 2.5.: Auswirkungen von Amplitudenunterschieden auf die Unterdrückung der Fundamentalfrequenz (H1) und dritten Harmonischen (H3) eines aktiven Gegentaktverdopplers.

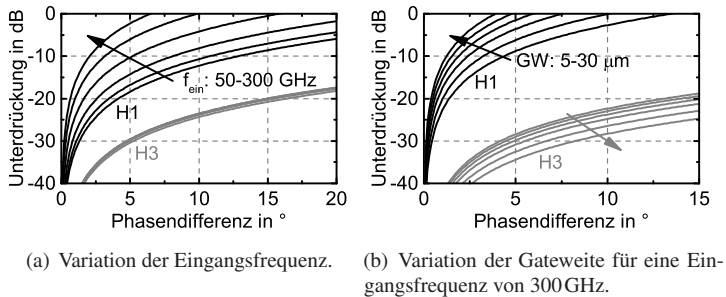


Abbildung 2.6.: Auswirkungen von Phasenunterschieden auf die Unterdrückung der Fundamentalfrequenz (H1) und dritten Harmonischen (H3) eines aktiven Gegentaktverdopplers.

Dabei zeigt ein Koeffizientenvergleich, dass die Erzeugung der zweiten Harmonischen im Vergleich zum idealen Fall aus Gleichung 2.12 erst ab einem $\alpha \leq \frac{T}{8}$ im komprimierten Fall schlechter wird. Weiter bleibt die Funktion eine gerade Funktion ohne ungeradzahlige Vielfache. Dies bedeutet, dass Kompression in geringem Maß keine Nachteile bei der Frequenzkonversion mit sich führt. Im Gegenteil: Die Rechnung zeigt eindeutig, dass sich Gewinnunterschiede der beiden Transistoren durch Kompression ausgleichen

lassen, ohne dabei ungeradzahlige Vielfache zu erzeugen. Diese Eigenschaft lässt sich z. B. in der in Kapitel 3 gezeigten Topologie ausnutzen, um den Gewinnunterschied der beiden Transistoren anzupassen.

Die Auswirkung unterschiedlicher Amplituden an den Gates der beiden Transistoren zeigt eine Simulation in Abbildung 2.5. Die Simulation beruht auf Großsignalmodellen des 35 nm mHEMT Prozesses des IAF. Aufgetragen ist die Unterdrückung der fundamentalen (H1) und dritten Harmonischen (H3) über der Amplitudendifferenz. Dabei ist die Phasendifferenz perfekt 180° . Neben der Amplitude zeigt die Graphik das Verhalten über der Frequenz von 50 bis 300 GHz in Abbildung 2.5(a) und über der Gateweite bei einer Eingangsfrequenz von 300 GHz für Gateweiten von 5 bis $30\ \mu\text{m}$.

Nach Abbildung 2.5(a) ist die Auswirkung auf die dritte Harmonische nicht so groß wie auf die Fundamentale. So bleibt die Unterdrückung immer besser als 15 dB. Für eine Eingangsfrequenz von 50 GHz fällt die Unterdrückung der Fundamentalfrequenz (H1) schon bei einer Amplitudendifferenz von lediglich 1,1 dB unter 10 dB. Bei 300 GHz ist dies sogar schon bei einer Amplitudendifferenz von nur 0,27 dB der Fall. Dies verdeutlicht die hohen Ansprüche an das Speisernetzwerk, um die inhärente Unterdrückung des Gegentaktverdopplers nutzen zu können.

Bei der hohen Eingangsfrequenz von 300 GHz schafft die Verkleinerung der Gateweite etwas Abhilfe. So zeigt Abbildung 2.5(b), dass bei einer Gateweite von $30\ \mu\text{m}$ die Unterdrückung schon für 0,18 dB unter 10 dB fällt, während bei nur $5\ \mu\text{m}$ Gateweite die Differenz 0,48 dB betragen kann.

Analog dazu zeigt Abbildung 2.6 die Unterdrückung bei einem Phasenfehler im Speisernetzwerk der beiden Transistoren. Die Amplitude ist perfekt gleichmäßig aufgeteilt. Auch in dieser Abbildung ist die Frequenzvariation (Abbildung 2.6(a)) und Gateweitenvariation bei 300 GHz (Abbildung 2.6(b)) nebeneinander dargestellt.

Wie bereits beim Amplitudenfehler erkannt, bleibt die Unterdrückung der dritten Harmonischen bei Phasenfehlern bis 20° besser als 15 dB. Nach

Abbildung 2.6(a) toleriert der Frequenzverdoppler Phasenfehler bis zu $12,8^\circ$ bei einer Eingangsfrequenz von 50 GHz, bis die Unterdrückung der Fundamentalen unter 10 dB fällt. Dies verringert sich schnell über der Frequenz zu nur 2° Toleranz bei 300 GHz.

Über eine Skalierung der Gateweite, lässt sich die Phasenfehlertoleranz bei 300 GHz auf $4,3^\circ$ verbessern, wie in Abbildung 2.6(b) dargestellt. Dazu muss die Gateweite auf $5\ \mu\text{m}$ verkürzt werden.

Neben dem Vorteil, dass in dieser Schaltung auch die zweite Halbwelle des Eingangssignals genutzt wird, erhöht der zweite Transistor bei gleicher Gateweite die maximale Ausgangsleistung um 3 dB im Vergleich zum einfachen Klasse B Frequenzverdoppler. Wie gezeigt, funktioniert die Filterung nur bei Eingangssignalen mit einer Phasendifferenz von 180° bei 0 dB Amplitudenfehler. Daher hängt die Filterung wesentlich von der Qualität und Bandbreite des eingesetzten Balun ab.

2.4.2. Symmetriertechniken (Baluns)

Baluns spielen nicht nur in Frequenzverdopplern eine wichtige Rolle, sondern z. B. in Mischern zur LO-Unterdrückung [Maa03]. In Frequenzverdopplern sind die Ansprüche ähnlich hoch wie in Mischern. Zur Unterdrückung benötigt man eine leistungsgleiche Aufteilung des Eingangssignals mit einer Phasendifferenz von 180° . Der in Mischern häufig verwendete Rat-Race Koppler scheidet durch seine Größe für Frequenzverdopplung aus. Es verbleibt unter den passiven Leitungskopplern der nach seinem Erfinder benannte Marchand-Balun [Mar44].

Der Marchand-Balun besteht aus zwei gekoppelten $\lambda/4$ -Leitungen, die mit einem Kurzschluss abgeschlossen sind. Die Speiseleitung ist mit einem Leerlauf abgeschlossen. Zwischen beiden Ausgangsports entsteht eine Phasendifferenz von 180° . Dieses Balun-Konzept ermöglicht hohe relative Bandbreiten über 50%. Zusätzlich kann die Koppelstruktur bereits zur

Impedanzanpassung genutzt werden, was Platz spart und die Bandbreite erhöht [AR01].

Durch zusätzliche Koppelleitungen ist es möglich, die Bandbreite weiter zu erhöhen, was der in [LWY⁺07] gezeigte Frequenzverdoppler mit einer relative Bandbreite von 89% eindrucksvoll zeigt.

Größter Nachteil des Marchand-Baluns ist die für die gekoppelten Leitungen benötigte Chipfläche. So verbraucht ein Balun auf GaAs-Substrat für die Frequenzen von 7 bis 19 GHz bereits 2 mm² [Tsa93]. Dies entspricht bereits der verfügbaren Chipfläche für einen mehrstufigen Frequenzvervielfacher im vergleichbaren Frequenzbereich und bei vergleichbarem Substrat.

Abhilfe schafft der $\lambda/8$ Marchand-Balun aus [SPCC10], der trotz einer Größenreduktion um fast 50% noch Bandbreiten bis zu 48% verspricht. Nichts desto trotz würde ein solcher Koppler gerade bei kleinen Eingangsfrequenzen in hochintegrierten Frequenzvervielfachern große Chipareale belegen.

Einzig der aus diskreten Elementen aufgebaute Marchand-Balun erreicht eine zur Integration geeignete Chipfläche [JK08a]. Durch die inhärenten parasitären Eigenschaften, z. B. Eigenresonanz der Spulen, ist er aber nur bis zu kleinen Grenzfrequenzen realisierbar.

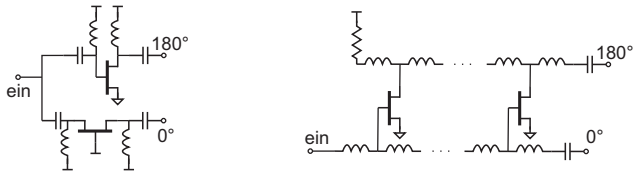
Für extrem breitbandige Quellen mit Eingangsfrequenzen im unteren GHz Bereich eignen sich aktive Baluns. Der Einsatz von aktiven Bauelementen und der dadurch mögliche Verzicht auf Leitungselemente ermöglicht großes Platzsparpotential. Es gibt dabei unterschiedliche Balun-Konzepte, die alle eine Phasendifferenz von 180° erzeugen. Diese sind in Abbildung 2.7 dargestellt.

- Source-Drain-FET-Balun: Dieser Balun (Abbildung 2.7(a)) besteht aus einem FET, der am Gate gespeist wird. Ausgangsseitig greift man die Differenzsignale am Drain- und Sourceanschluss ab [KNT⁺95, GdLR10].



(a) Source-Drain-FET-Balun.

(b) Differenzverstärker.



(c) Sourceschaltung-Gateschaltung-Paar.

(d) Wanderwellen-Balun.

Abbildung 2.7.: Zusammenfassung aktiver Balun-Topologien.

- Differenzverstärker: In diesem Fall speist man einen Differenzverstärker (Abbildung 2.7(b)) an nur einem der Eingangsports und schließt den zweiten Anschluss mit 50Ω ab. An den Ausgängen erhält man mit Gewinn das gewünschte differenzielle Signal [HK06, GdLR10].
- Sourceschaltung-Gateschaltung-Paar: Hier teilt man das Eingangssignal auf und speist je einen Transistor in Sourceschaltung und einen Transistor in Gateschaltung (Abbildung 2.7(c)). Die Gateschaltung erzeugt Gewinn ohne Phasendrehung, während der Transistor in Sourceschaltung eine Phasendrehung von 180° einfügt [KNA03, GdLR10].
- Wanderwellen-Balun: Hier nutzt man die Reflexion an den Verstärkerzellen eines Wanderwellenverstärkers (Abbildung 2.7(d)) und den normalerweise abgeschlossenen Port für breitbandige Differenzsignale [RA90, BR97]. Nachteil ist der durch mehrere Stufen und Zuleitungen erhöhte Platzbedarf.

Aktive Baluns sind durch die kompakte Größe, breitbandige Funktion und mögliche Verstärkung für kaskadierte Frequenzverdoppler prädestiniert. Bei hohen Frequenzen im Millimeterwellen-Frequenzbereich stößt man an die Grenzen der aktiven Baluns. Der steigende Einfluss parasitärer Effekte und damit einhergehende Degradation der Transistoreigenschaften und Isolation verschlechtern die Phasendifferenz und Stabilitätseigenschaften.

Die auf höchste Ladungsträgergeschwindigkeit und geringes Rauschen optimierten HEMT Transistoren sind keine guten Stromquellen wie bipolare Transistoren oder komplementärer Metalloxidhalbleiter (CMOS) Verstärker. Daher findet man aktive Baluns meist in CMOS oder Siliziumgermanium (SiGe) basierten Schaltungen, weniger in GaAs MMICs.

Nichts desto trotz kann man aktive Baluns direkt als Frequenzvervielfacher benutzen, wenn man entsprechende Arbeitspunkte verwendet. Die in dieser Arbeit in Kapitel 3 vorgestellte neuartige Gegentaktvervielfacherzelle nutzt das Sourceschaltung-Gateschaltung-Paar direkt zur Frequenzverdopplung selbst bei höchsten Frequenzen.

2.5. Charakterisierung

Alle in dieser Arbeit vorgestellten Schaltungen wurden am IAF mit einem der zur Verfügung stehenden GaAs mHEMT Prozessen hergestellt und anschließend messtechnisch charakterisiert. Dabei liegt der Chip nicht als Einzelstück, sondern als Teil eines Multi Project Wafer (MPW) auf einem ganzen Wafer vor. Um hohe Aufbaukosten zu sparen und zeitnahe Ergebnisse zu erzielen, werden die Schaltungen direkt auf dem Wafer (on-wafer) gemessen.

Abbildung 2.8 zeigt den Aufbau einer Frequenzvervielfachermessung. In diesem Beispiel wird der MMIC am Eingang (RF-Ein), von einer koaxialen Leitung gespeist. Die Eingangsfrequenz liegt in diesem Fall in einem moderaten Frequenzbereich unter 40GHz. Am Signalausgang (RF-Aus),



Abbildung 2.8.: Ein Frequenzvielfacher-MMIC während einer on-wafer Messung. Spezielle Messspitzen ermöglichen die Kontaktierung der Schaltung.

benötigt man eine Hohlleitersmessspitze - hier eine W-Band Spitze. Eine DC-Messspitze versorgt den MMIC mit den benötigten Spannungen.

Bei dieser Messmethode muss der Wafer nicht zersägt werden und für die Auswahl einzelner MMICs für eine Modulintegration sind alle Schaltungen automatisiert messbar. Gerade bei kaskadierten Frequenzvielfachern äußern sich Prozessschwankungen in teilweise erheblichen Leistungsunterschieden in einzelnen Zellen. Je mehr Stufen die Schaltung besitzt, desto größer fällt diese Streuung aus.

Für die Charakterisierung eines Frequenzvielfachers nimmt man dessen wichtigste Kenngrößen auf. Neben dem bereits durch die Schaltung vorgegebenen Vervielfachungsfaktor N sind dies die folgenden:

- Ausgangsleistung P_{aus} in dBm
- Konversionsgewinn G_C in dB
- Unterdrückung harmonischer Signalanteile S in dB

Abbildung 2.9 stellt die interessanten Messgrößen dar. Auf der linken Seite ist das Eingangsspektrum eines Frequenzvielfachers gezeigt. Dabei speist ein reines Sinussignal der Frequenz f_0 mit einer Leistung von P_{ein}

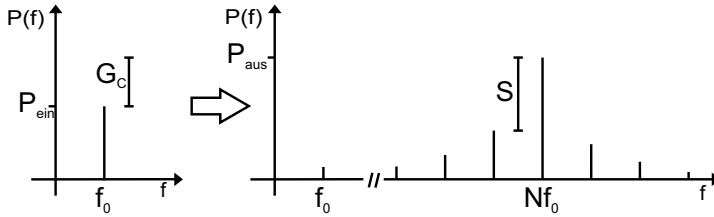


Abbildung 2.9.: Ein- und Ausgangsspektrum eines Frequenzvervielfachers. Der Frequenzvervielfacher erzeugt im Ausgangsspektrum harmonische Signale im Abstand von f_0 .

den Vervielfacher. Der nichtlinear arbeitende aktive Frequenzvervielfacher erzeugt am Ausgang ein Spektrum mit vielen harmonischen Signalanteilen. Der Hauptanteil ist die gewünschte vervielfachte Frequenz mit der Leistung P_{aus} und der Frequenz $f = Nf_0$. Ein nicht ideales Konversionsverhalten des Frequenzvervielfachers erzeugt nicht nur eine einzelne Linie, sondern ein ganzes Spektrum von Linien mit dem Abstand f_0 . Das Ausgangsspektrum lässt sich somit wie folgt beschreiben:

$$P(f)_{\text{ein}} = P_{\text{ein}} \cdot \delta(f_0) \quad (2.15)$$

$$P(f)_{\text{aus}} = \sum_i P_i \cdot \delta(if_0) \quad ; i \in \mathbb{N}^+ \quad (2.16)$$

Die wichtigste Messgröße nach der Ausgangsleistung ist die Unterdrückung unerwünschter Signalanteile im Ausgangsspektrum. Der Abstand zwischen der stärksten Harmonischen und der gewünschten Harmonischen bei Nf_0 ist die Unterdrückung S in dBc.

$$S = P_N - P_{i_{\text{max}}} \quad (2.17)$$

Der Konversionsgewinn in dB ist das Verhältnis der Ausgangsleistung zur Eingangsleistung (beides in dB) des Frequenzvervielfachers.

$$G_C = P_{\text{aus}}|_{i=N} - P_{\text{ein}} \quad (2.18)$$

Auf Grund der in dieser Arbeit verwendeten aktiven Vervielfacher wird auf die bei passiven Vervielfachern übliche Angabe der Effizienz verzichtet. Neben der Effizienz ist die von der Schaltung aufgenommene DC-Leistung zu messen. Diese Angabe ist für einen fairen Vergleich komplexer aktiver Konzepte notwendig. Alle diese Kenngrößen lassen sich durch unterschiedliche Messverfahren genau bestimmen. Im Millimeterwellen Frequenzbereich sind dabei bestimmte RF-Größen nur durch spezielle Messverfahren genau bestimmbar. In den nächsten Abschnitten soll daher auf die Vor- und Nachteile der in dieser Arbeit verwendeten Messmethoden genauer eingegangen werden.

2.5.1. Leistungsmessung

Eine der interessantesten Kenngrößen einer Signalquelle ist die Ausgangsleistung P_{aus} . Diese ist mit unterschiedlichen Techniken sehr genau bestimmbar. Dies ist durch die Messung leicht bestimmbarer leistungsabhängiger Größen (Druck, Spannung, Temperatur) möglich [TWK97].

Im Fall eines Frequenzvervielfachers ist die Frequenzbestimmung in den meisten Fällen nur nebensächlich, da die Ausgangsfrequenz bei Kenntnis des Vervielfachungsfaktors N und der Eingangsfrequenz f_0 durch $N \cdot f_0$ bekannt ist. Gute Frequenzvervielfacher mit einer großen Unterdrückung der unerwünscht auftretenden Harmonischen können daher mit einfacher nicht frequenzdiskriminierender Leistungsmessung hinreichend gut charakterisiert werden, zumal die absolute Leistungsbestimmung mit einem Spektralanalysator nur auf ca. 2 dB genau ist [TWK97].

Moderne Leistungssensoren arbeiten äußerst schnell und erlauben kurze Frequenzschritte und somit eine genaue Messung der Bandbreite und die Messung vieler Schaltungen in kurzer Zeit, weshalb diese Methode gerade bei einer Schaltungsselektion auf Waferebene vorteilhaft ist. Zusätzlich sind Leistungssensoren bis zu höchsten Frequenzen verfügbar.

In dieser Arbeit werden für Messungen bis 110GHz diodenbasierte Leistungssensoren verwendet [Agi14]. Diese Sensoren können Pegel zwischen -30 bis 20 dBm detektieren. Die hohe Linearität ermöglicht einfache Messaufbauten und schnelle Messungen. Von 110 bis 220GHz kommt der diodenbasierte Leistungssensor des Elva-1 Leistungsmessers zum Einsatz. Zwischen 110 bis 170GHz sind Leistungen ab -35 dBm und von 140 bis 220GHz ab -25 dBm mit einer Genauigkeit von $\pm 0,02$ dB messbar [Elv].

Für höhere Frequenzen steht das kalorimetrische Leistungsmessgerät Erickson PM4 zur Verfügung. Es ermöglicht hochgenaue Leistungsmessungen bis zu minimalen Pegeln von -30 dBm bei Frequenzen bis zu 2THz [Eri].

Alle Sensoren teilen sich durch die Messmethode ein Problem, das speziell bei der Messung von Frequenzvervielfachern auftritt. Alle Messgeräte messen die Gesamtleistung innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches am Eingang des Messkopfes. Das bedeutet, dass auch die Leistung sämtlicher harmonischer Signale zur Leistung der eigentlichen Zielfrequenz addiert wird, sofern diese in den messbaren Frequenzbereich fallen. Die angezeigte Leistung entspricht dann nicht mehr der erwarteten Ausgangsleistung der gewünschten Harmonischen des Frequenzvervielfachers. Im Extremfall kann es vorkommen, dass die Leistung einer unerwünschten Harmonischen die Leistung der gewünschten Harmonischen übersteigt und damit bei einer Leistungsmessung die gemessene Bandbreite nicht mit der Realität übereinstimmt.

In dieser Arbeit werden daher nur Frequenzvervielfacher mit Vervielfachungsfaktoren kleiner als drei ausschließlich mit einem Leistungssensor vermessen. In allen anderen Fällen wird eine frequenzselektive Messmethode zur Verifizierung der korrekten Vervielfachung und Messung der Unterdrückung S eingesetzt.

Im Frequenzbereich über 50GHz, meist aber erst ab 110GHz finden die Messungen mit Hohlleitermessspitzen statt. Jeder Hohlleiter besitzt eine untere Grenzfrequenz, die von der Hohlleitergeometrie abhängt. Im Fall eines

Frequenzverdopplers fällt die Fundamentalfrequenz unter diese Grenzfrequenz. Dadurch kann sich das Fundamentalsignal nicht im Hohlleiter ausbreiten und ist nicht im Ausgangsspektrum enthalten. In diesen Fällen ist die spektrale Messung nicht mehr notwendig.

Im Gegensatz zu einem Frequenzverdoppler genügt beim Frequenzverdreifacher aus Kapitel 6.2 für eine Eingangsfrequenz von über 86,64 GHz nicht die untere Grenzfrequenz der Messspitze, die hier bei 173,28 GHz liegt. Alle Eingangsfrequenzen sind kleiner als 110 GHz, was eine Ausbreitung der Fundamentalfrequenz ausschließt. Zu Beachten ist im Fall des Verdreifachers die zweite Harmonische, die im Hohlleiter ausbreitungsfähig ist und somit aus dem Spektrum gefiltert werden muss, um eine Leistungsmessung durchführen zu können. Ab einer Eingangsfrequenz von 86,64 GHz sind sowohl die zweite Harmonische als auch die gewünschte dritte Harmonische im Ausgangsspektrum enthalten.

Um eine Verfälschung der Messung durch Präsenz der zweiten Harmonischen zu verhindern, wird am Ausgang ein Hochpassfilter (HPF) eingesetzt. Es dämpft alle Signale unterhalb von 246 GHz und ermöglicht eine störungsfreie Messung im Eingangsfrequenzbereich von 82 bis 123 GHz. Unter der Annahme, dass die Leistungen der Harmonischen über der dritten Harmonischen vernachlässigbar klein sind, kann die gemessene Leistung als die Leistung der dritten Harmonischen angenommen werden.

Eine einfache Rechnung kann helfen, den Einsatz einer Leistungsmessung abzuschätzen: Sind im Ausgangsspektrum zusätzlich k gleichstarke unerwünschte Harmonische mit der Unterdrückung S enthalten. So ändert sich die gemessene Leistung um A dB:

$$A = 10 \cdot \log \left(k \cdot 10^{-\frac{S}{10}} + 1 \right). \quad (2.19)$$

Eine einzige Harmonische mit gleichem Pegel ändert den gemessenen Pegel um 3 dB. Beträgt die Unterdrückung 16 dB, dann ist der Leistungspegel nur noch um 0,1 dB erhöht. Interessant ist allerdings die umgekehrte Frage.

Wie groß muss die Unterdrückung für eine gute Messung sein? Stellt man Gleichung 2.19 nach S um, erhält man die minimale Unterdrückung S_{\min} für die maximal erwünschte Änderung des gemessenen Leistungspegels A :

$$S_{\min} = -10 \cdot \log \left(\frac{10^{\frac{A}{10}} - 1}{k} \right). \quad (2.20)$$

Aus Gleichung 2.20 ist die minimale Unterdrückung für einen minimal gewünschten Einfluss auf die Leistungsmessung bestimmbar. So muss bei einer einzigen Harmonischen die Unterdrückung mindestens 16 dB sein, um den gemessenen Pegel um weniger als 0,1 dB zu verändern. Lässt man bis zu 0,5 dB zu, was noch unter der Messgenauigkeit eines Spektrumanalysators liegt, so genügt eine Unterdrückung von 9 dB. Bei Kaskaden von Frequenzvervielfachern treten meist mehrere Harmonische im Ausgangsspektrum auf. So benötigt man bei drei gleich leistungsstarken Harmonischen schon eine Unterdrückung von 21 dB für weniger als 0,1 dB Leistungsänderung und 14 dB Unterdrückung bei 0,5 dB Leistungsaufschlag durch die unerwünschten Signale.

2.5.2. Frequenzselektive Messung

Die in Kapitel 2.5.1 beschriebenen Probleme von Leistungsmessungen sind nur durch eine frequenzabhängige Messmethode lösbar. Durch den internen Aufbau der heute zur Verfügung stehenden Messgeräte, meist ein Spektrumanalysator, ist die absolute Leistungsmessung nur auf 1 bis 2 dB genau möglich [TWK97]. Dagegen kann die relative Leistung bei der jeweiligen harmonischen Frequenz im Ausgangsspektrum sehr genau bestimmt werden. Es sind somit alle P_i messbar.

Spektrumanalysatoren sind zurzeit nur bis 67 GHz verfügbar. Für höhere Frequenzen können zusätzliche externe Mischer eingesetzt werden, die sehr hohe Verluste aufweisen und deren nicht vernachlässigbarer Frequenz-

gang vor jeder Messung einer Leistungskalibration bedarf. Diese ist weit aufwendiger als eine direkte Leistungsmessung.

Zunächst erfolgen Messungen zum kalibrieren der Verluste des Messmischers. Anschließend ist der Mischerverlust durch eine Messung der angezeigten Leistung über der Frequenz genau bestimmbar. Gleichzeitig darf der Mischer nicht durch überhöhte Leistungspegel außerhalb des linearen Bereichs betrieben werden. In dieser Arbeit kommen bei der Messung Dämpfungsglieder zum Einsatz, die den Eingangsleistungspegel des Mixers unter -10dBm halten.

Zum Verlust durch die verwendeten Dämpfungsglieder addiert sich der hohe Konversionsverlust des Mixers, der im W-Band bereits bis zu 46dB beträgt [Agi12]. Diese externen Mischer sind bis 325GHz in entsprechenden Hohlleiterbändern verfügbar und haben im Schnitt eine Einfügedämpfung von ca. 30dB [Agi12]. Neuere Modelle mit interner Leistungskalibrierung besitzen einen geringeren Verlust um 27dB und sind bis 110GHz verfügbar [Tec13].

Bei Kaskaden mit hohem Vervielfachungsfaktor ist die spektrale Charakterisierung der Vervielfacher sehr wichtig, allerdings auch langsam. Für jede Eingangsfrequenz wird die Leistung aller im Hohlleiterband befindlichen Harmonischen aufgenommen. Über der Eingangsfrequenz aufgetragen ist die Unterdrückung der harmonischen Signalanteile direkt ablesbar.

Die hohen Verluste und geringe Dynamik dieser Methode sind nicht die einzigen Probleme. Messungen haben gezeigt, dass sich die verfügbaren externen subharmonischen Mischer über 170GHz durch ihren großen Frequenzgang von mehreren dB kaum kalibrieren lassen. Daher eignet sich die Methode höchstens zur Verifikation der richtigen Harmonischen. Aus diesem Grund wird zur Messung der kaskadierten Frequenzvervielfacher in dieser Arbeit eine alternative Messmethode verwendet.

Dabei nutzt man einen für S-Parametermessungen konstruierten Netzwerkanalysator, der intern über eine frequenzabhängige Mischung Leistungspegel bei voreingestellten Frequenzen bestimmen kann. Erweiterungs-

module ermöglichen die Messung in Frequenzbändern bis zu 1,1 THz [Tec14]. Die Mischer erlauben im Vergleich zu den subharmonischen externen Mischern der Spektralanalysatoren viel höhere Dynamikbereiche bis zu 100 dB.

Für die Netzwerkanalysator (NWA) Messmethode benötigt man zwei Erweiterungsmodule und ein Leistungsmessgerät. Die Vorgehensweise ist wie folgt:

- Zunächst entscheidet man sich für ein Frequenzband (meist das volle Hohlleiterband), z. B. 500 bis 750 GHz.
- Mit Kenntnis über den Vervielfachungsfaktor N des zu messenden Frequenzvervielfachers und den gewünschten Ausgangsfrequenzschritten bestimmt man eine Messpunktanzahl so, dass für jede Eingangsfrequenz alle Ausgangsfrequenzen auf einen Messpunkt fallen. Dies ist immer der Fall, wenn die Schrittweite der Eingangsschrittweite entspricht, z. B. benötigt man bei einer Schrittweite von 3 GHz am Ausgang eines Frequenzversechsfachers eine Schrittweite von 0,5 GHz am Eingang. In unserem Beispiel ergibt dies eine Messpunktanzahl von 501 Punkten:

$$\#_{\text{Messpunkte}} = N \frac{f_{\text{Stop}} - f_{\text{Start}}}{\text{Schrittweite}_{\text{Ausgang}}} + 1 \quad (2.21)$$

- Der NWA wird mit entsprechender Schrittzahl eingestellt und die Bandbreite der Zwischenfrequenz (ZF) (BW_{ZF}) sollte auf mehrere kHz, oder sogar MHz, erhöht werden, um auch bei einem geringem Frequenzversatz die Leistung der Harmonischen zu detektieren.
- Dann schließt man das erste Modul (ab jetzt Modul A genannt) an ein Leistungsmessgerät. Für jeden Frequenzpunkt folgt nun eine Leistungsmessung zu Kalibrationszwecken.

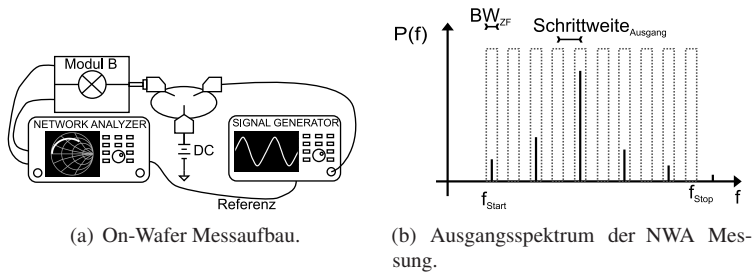


Abbildung 2.10.: Vereinfachte Darstellung des NWA Messverfahrens. Der NWA misst an festen Frequenzpunkten im Ausgangsspektrum.

- Nun schließt man die beiden Erweiterungsmodule (Modul B und Modul A) aneinander, und misst die angezeigte Leistung mit Modul A als Quelle und Modul B als Empfänger.
- Aus der bekannten Ausgangsleistung von Modul A lassen sich die Mischerverluste von Modul B für jeden Frequenzpunkt bestimmen.
- Durch die beschriebene Kalibrierung kann nun Modul B als Empfänger für eine Messung benutzt werden. Die Eingangsfrequenzen des Frequenzvervielfachers müssen aber entsprechend gewählt werden, dass die Ausgangsfrequenz auf das zuvor festgelegte Frequenzraster passt. Zusätzlich sollte man die Referenz beider Signalquellen (NWA und Synthesizer) koppeln.

Eine Vereinfachte Darstellung des Messaufbaus ist in Abbildung 2.10 dargestellt. Die zu testende Schaltung liegt wie in Abbildung 2.10(a) gezeigt auf einem Wafer-Prober und ist mit Messspitzen kontaktiert. Das kalibrierte Modul B misst frequenzabhängig die Ausgangsleistung an den zuvor bestimmten Messpunkten. Wichtig für eine möglichst genaue Messung ist die Verbindung der Oszillatorreferenz der Signalquelle mit dem NWA. Das Spektrum der Messung zeigt Abbildung 2.10(b). Durch die gemeinsame Referenz liegt die Bandbreite der einzelnen Messpunkte BW_{ZF} um die zu

Tabelle 2.1.: Qualitativer Vergleich der Messmethoden

Methode	Dyn.	Genauigk.	S messbar	Messgeschw.
Powermeter	50 dB	0,02 dB	nein	schnell
ext. Mischer	40 bis 50 dB	0,2 bis 2 dB	ja	langsam
NWA	>80 dB	0,2 dB	ja	mittel

messenden harmonischen Signalanteile. Dabei muss die Schrittweite entsprechend gewählt sein, dass alle Harmonische auf dem Messraster liegen. Signalanteile unterhalb von f_{Start} und oberhalb von f_{Stop} sind nicht messbar.

Die beschriebene Messmethode ermöglicht breitbandige Messungen von Frequenzvervielfachern mit hohen Vervielfachungsfaktoren bei höchsten Frequenzen bis zu 1,1 THz. Im Gegensatz zu einem Spektralanalysator misst der NWA nur an den festgelegten diskreten Messpunkten. So müssen Eingangs- und Ausgangsfrequenzen bereits bei der Kalibrierung bekannt sein, um alle Harmonischen während der Messung zu erfassen.

Mit dieser Messmethode werden die in Kapitel 6.5 beschriebenen Frequenzversechsfacher charakterisiert.

Die in diesem Kapitel beschriebenen Messmethoden haben individuelle Stärken und Schwächen. In Tabelle 2.1 werden Dynamik, Genauigkeit, Messbarkeit der Unterdrückung S und die Messgeschwindigkeit der einzelnen Methoden qualitativ verglichen. Während z. B. das Powermeter präzise und sehr schnell Leistung misst, ist keine Aussage über die Unterdrückung möglich.

3. Kompakte Breitbandvervielfacherzelle

In Hohlleitersystemen ist die Hohlleitergröße genormt. Dadurch entstehen bestimmte festgelegte Messbänder, die durch Signalquellen komplett abgedeckt werden sollten. Die relative Bandbreite dieser Bänder liegt bei 40 %. Das bedeutet, dass sich konventionelle Ansätze mit Wellenlängen abhängigen Komponenten nicht für die Entwicklung von in der Messtechnik einsetzbaren Frequenzvervielfachern eignen.

In diesem Kapitel wird der Entwurf einer neuartigen Breitbandvervielfacherzelle vorgestellt, welche die Entwicklung kompakter und sehr breitbandiger Frequenzvervielfacher im Millimeterwellenbereich ermöglicht. Das Konzept basiert auf einer Kombination des in Kapitel 2.4.1 gezeigten Gegentaktverdopplerprinzips und dem Sourceschaltung-Gateschaltung-Paar aus Kapitel 2.4.2. Eine neuartige Verschaltung der Transistoren und neuartige Spannungsversorgung erweitert den Einsatzbereich zu höchsten Frequenzen. Nach der Einführung des Schaltungskonzepts folgt eine messtechnische Verifikation des Funktionsprinzips bei moderaten Frequenzen. Der Einsatz als Millimeterwellen Frequenzvervielfacher wird dann in Kapitel 5 detailliert beschrieben.

3.1. Schaltungskonzept

Das Grundprinzip eines push-push Frequenzvervielfachers ist bereits in Kapitel 2.4.1 detailliert beschrieben. Die Transistorzelle bedient sich dabei des Verschaltungskonzepts eines Transistors in Gateschaltung und eines Transistors in Sourceschaltung, wie der in Abbildung 2.7(c) gezeigte Balun. Dabei

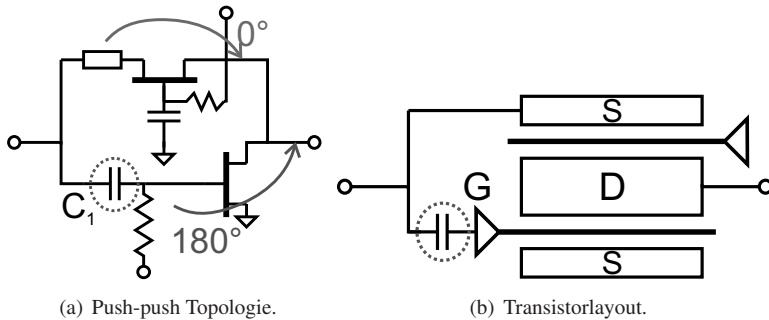


Abbildung 3.1.: Von Hiroaka et.al vorgestellte push-push Vervielfachertopologie und Layout [HTA90].

lässt sich eine breitbandige Funktion erzielen, weil keine wellenlängenabhängigen Komponenten benötigt werden.

Das hier vorgestellte Schaltungskonzept basiert auf einer bei Mikrowellenfrequenzen bekannten Vervielfacherstruktur, die in [HTA90] veröffentlicht wurde (Abbildung 3.1). Der entscheidende Nachteil für hohe Frequenzen ist die Kapazität C_1 , die die Source der Gateschaltung vom Gate der Sourceschaltung trennt. Für den Einsatz bei höchsten Frequenzen muss die Schaltung auch in einer skalierten Leitungsumgebung funktionieren. Diese Leitungen sind in dieser Arbeit Koplanarleitungen mit einem Masse-Masse-Abstand von $14\mu\text{m}$. In einer solchen Umgebung lässt sich keine Trennung der beiden Transistoren auf engstem Raum sinnvoll realisieren. Zusätzlich beschränkt diese Kapazität die Bandbreite der Schaltung. Im von Hiroaka et.al. vorgestellten Layout wird nur je ein Transistor verwendet. Dies entspricht der in Abbildung 3.1(b) gezeigten Skizze. Bei höchsten Frequenzen ist jedoch eine koplanare Umgebung sinnvoll. Daher sollte man die Transistorzelle nicht wie in Abbildung 3.1(b) dargestellt realisieren, sondern die Zelle spiegeln und symmetrisch ausführen.

Eine weitere Innovation dieser Arbeit ist eine gemeinsame Spannung am Eingang der Zelle, sodass auf C_1 verzichtet werden kann. Es entsteht

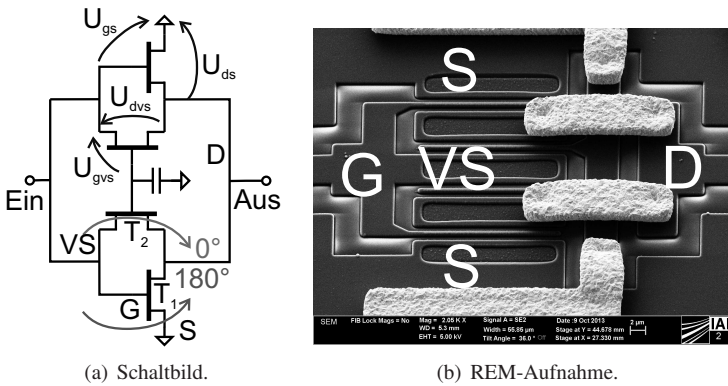


Abbildung 3.2.: Schematische Darstellung der Breitbandvervielfacherzelle. Rechts: REM-Aufnahme der Zelle [4] © 2014 IEEE.

eine neuartige Transistorzelle die in Abbildung 3.2 gezeigt ist. Für den Einsatz bei höchsten Frequenzen ist die Zelle symmetrisch ausgeführt. Das symmetrische Layout ermöglicht den Anschluss von Mikrostreifen- und koplanaren Leitungen. In einer koplanaren Umgebung ist die Leitungsmasse direkt am Transistor und bildet die Masse des Sourceschaltungstransistors. Beide Drains (D) sind über Luftbrücken miteinander verbunden, wie die Rasterelektronenmikroskop (REM)-Aufnahme zeigt. Das Gate (G) der Sourceschaltung (T_1) bildet dabei eine virtuelle Source (VS) für die Gateschaltung (T_2). Die gesamte Zelle ist in der gewünschten skalierten $14\text{-}\mu\text{m}$ Masse-Masse Umgebung realisiert.

3.1.1. Spannungsversorgung

Die Spannungen beider Transistoren müssen für den Betrieb in Klasse-B gewählt werden. Dafür wählt man in der verwendeten Technologie eine Gatespannung U_{gs} bei U_{th} von $-0,2\text{V}$. Um einen Durchbruch eines der Transistoren zu vermeiden, wird die Drainspannung U_{ds} vom Standardwert 1V um die virtuelle Gatespannung auf $0,8\text{V}$ reduziert. Daraus folgt gleichzeitig eine Spannung über der Gateschaltung (U_{dvs}) von 1V . Damit

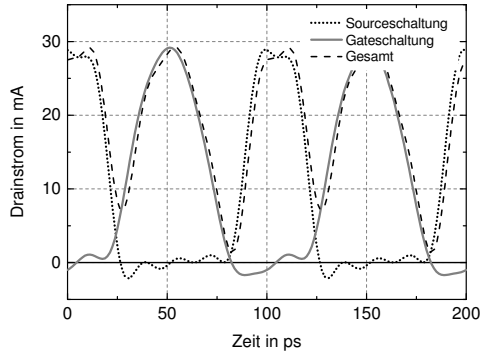


Abbildung 3.3.: Simulierte Drainströme beider Einzeltransistoren der Zelle und Gesamtdrainstrom über der Zeit für ein 10GHz Eingangssignal [4]
© 2014 IEEE.

eine Gate-Source-Spannung der Gateschaltung (U_{gvs}) von $-0,2\text{V}$ entsteht, muss am Gate-Spannungsanschluss der Gateschaltung eine Spannung von $U_{\text{gvs}} + U_{\text{gs}} = -0,4\text{V}$ angelegt werden.

Nachdem in zuvor gezeigten Topologien beide Transistoren getrennt ansteuerbar sind, muss hier zunächst ein sicherer Betriebszustand mit möglichst geringer Amplitudendifferenz beider Transistorströme untersucht werden. Der erste Schritt ist eine einfache Simulation der Transistorzelle mit einem Eingangssignal von 10GHz ohne den Transistor in Sättigung zu betreiben. Mit den zuvor beschriebenen Spannungen ergeben sich in der Simulation die in Abbildung 3.3 gezeigten Drainströme durch die beiden Transistoren. Dabei ist für jeden der beiden Transistoren der Drainstrom für zwei Perioden des Eingangssignals gezeigt. Die geringere Drainspannung U_{ds} über dem Transistor in Sourceschaltung (T_1) gleicht die niedrigere Verstärkung der Gateschaltung aus. Dadurch ist die Amplitude beider Drainstromverläufe nahezu gleich. Die Phasenverschiebung der Sourceschaltung erzeugt zusammen mit der Gateschaltung einen gleichgerichteten Sinus und im Gesamtstrom einen Sinus doppelter Frequenz (gestrichelte schwarze Linie).

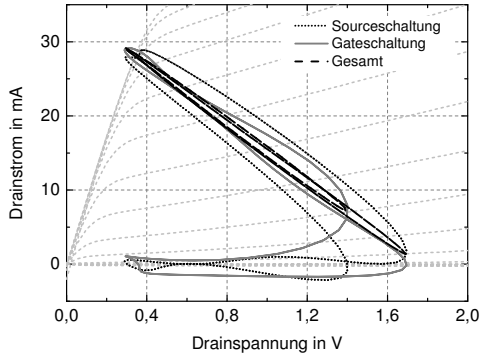


Abbildung 3.4.: Simulierter dynamischer Strom-/Spannungsverlauf der Vervielfacherzelle bei 10GHz.

Dies bedeutet, dass durch diese Schaltung inhärent die doppelte Frequenz erzeugt wird, bei gleichzeitiger Unterdrückung harmonischer Signalanteile. Bei genauer Betrachtung des Gesamtstroms in Abbildung 3.3 zeigt sich, dass der Gesamtstrom bei 25ps nur auf 8mA im Gegensatz zu 0mA bei 75ps abfällt. Daraus entsteht ein kleiner fundamentaler Frequenzanteil am Ausgang.

Simuliert man die dynamischen Lastkurven des Drainsstroms beider Transistoren, wie in Abbildung 3.4 gezeigt, ist der Klasse-B typische Stromverlauf bei der Gateschaltung nicht so ausgeprägt wie bei der Sourceschaltung. Der Strom durch T_2 steigt etwas früher an, wodurch der Gesamtstrom nicht Null wird. Zusammengenommen addieren sich beide Lastkurven zu einer Klasse-A ähnlichen Lastkurve mit zwei Durchläufen pro Eingangssignalperiode.

Erhöht man die Eingangsleistung der Schaltung führt dies zu einer ungleichen Sättigung beider Transistoren. Die um U_{th} geringere Drainspannung U_{ds} über T_1 verursacht eine früher einsetzende Kompression und führt zu einem Amplitudenunterschied. Abbildung 3.5 zeigt die Drainströme der Transistorzelle für steigende Eingangsleistungen. Dies zeigt einen konstruktionsbedingten Nachteil der Schaltung durch das Zusammenlegen der Span-

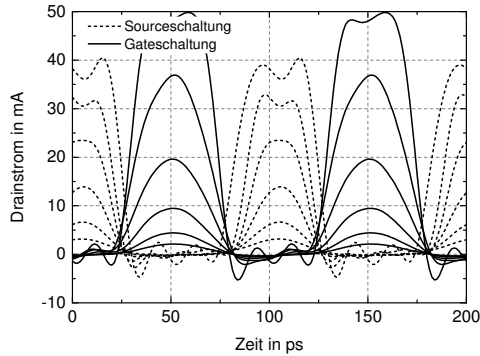


Abbildung 3.5.: Simulation des Drainstroms für unterschiedliche Eingangsleistungen. Die unterschiedliche Drainspannung über den Transistoren führt dabei zu ungleicher Sättigung [4] © 2014 IEEE.

nungsversorgung. Die Kurven zeigen einen starken Einfluss hoher Eingangsleistungen auf das Konstrukt, das zu geringerer Konversionseffizienz und geringerer Unterdrückung der Fundamentalfrequenz führt.

3.1.2. Ultrabreitbandanpassung

Eine der Hauptschwierigkeiten breitbandiger Mikrowellenschaltungen ist eine gute Impedanzanpassung über mehrere Dekaden. Die Schwierigkeit besteht darin, dass Leitungselemente zur Spannungs- und Signalführung zwingend erforderlich sind, diese aber bereits durch deren Transformation die Bandbreite beeinflussen. Im Fall einer gewöhnlichen Sourceschaltung muss zum Beispiel eine sehr große Eingangsimpedanz der Eingangskapazität des Transistors an 50Ω angepasst werden. Die Eingangsimpedanz einer Sourceschaltung nach [Eli08] ist:

$$Z_{\text{ein}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{gs}}} + R_{\text{gs}} \quad (3.1)$$

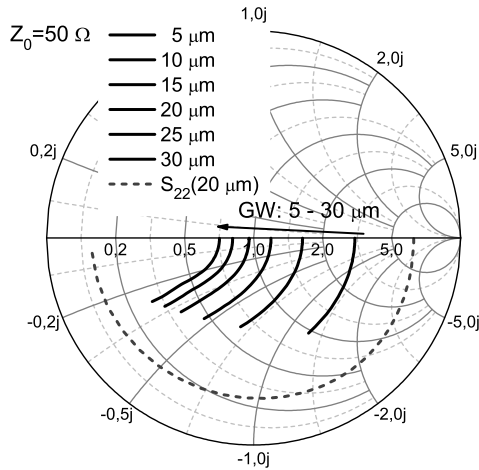


Abbildung 3.6.: Simulierte Eingangsstreuparameter S_{11} der Vervielfacherzelle für unterschiedliche Gateweiten von 0,1 bis 100GHz und Ausgangsstreuparameter S_{22} von 0,2 bis 200GHz [4] © 2014 IEEE.

In dieser Topologie ist eine Gateschaltung parallel geschaltet, deren Eingangsimpedanz nach [EII08]

$$Z_{\text{ein}} = \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\text{gs}}} \quad (3.2)$$

ist. Schaltet man nun beide Transistoren parallel, ergibt sich als Eingangsimpedanz:

$$Z_{\text{ein,ges}} = \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\text{gs}}} \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_{\text{gs}}} + R_{\text{gs}} \right) \quad (3.3)$$

Für $\omega = 0$ ist Z_{ein} nach Gleichung 3.3 gleich $1/g_m$. Da g_m von Gate-spannung und Gateweite abhängt, lässt sich für kleinere Frequenzen die Eingangsanpassung durch geeignete Wahl des Transistors einstellen. Im Fall des Frequenzverdopplers sind die Gatespannungen auf den Klasse-B Arbeitspunkt bereits festgelegt. Somit bleibt als Freiheitsgrad zur Impedan-zanpassung die Gateweite.

Der Verlauf des Eingangsstreuparameters S_{11} von 0,1 bis 100 GHz für Gateweiten (GW) von 5 bis 30 μm ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Mit den zuvor festgelegten Arbeitspunkten kann die Gateweite so gewählt werden, dass die Vervielfacherzelle am Eingang für niedrige Frequenzen ohne zusätzliches Netzwerk bereits an $50\ \Omega$ angepasst ist. In diesem Fall beträgt die Gateweite für $50\ \Omega$ Anpassung 18 μm . Mit steigender Eingangsfrequenz ω erzeugt die Abhängigkeit der Eingangsimpedanz nach Gleichung 3.3 eine Transformation des Eingangsstreuparameters.

Neben dem Eingangsreflexionsfaktor ist zusätzlich in Abbildung 3.6 eine Simulation des Ausgangsstreuparameters (S_{22}) von 0,2 bis 200 GHz gezeigt. Die starke Transformation zeigt, dass die Bandbreite primär durch die Ausgangsanpassung bestimmt wird. Im Gegensatz zur Eingangsimpedanz ist die Ausgangsimpedanz nicht direkt beeinflussbar. Bei hohen Frequenzen wird diese daher mit einer Impedanztransformation an $50\ \Omega$ angepasst.

3.2. Messtechnische Verifikation

Zur Verifikation der zuvor beschriebenen Vervielfacherzelle wurde ein sehr einfacher DC gekoppelter MMIC in 35 nm IAF Technologie gefertigt. Die Testzelle besteht aus dem Vervielfacher FET mit einer Gateweite von 18 μm , der mit kurzen $50\ \Omega$ Leitungen an Kontaktpads angeschlossen ist. Eine schematische Darstellung und das Chipfoto sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Eine breitbandige Anpassung an das später verwendete $50\ \Omega$ Messsystem stellen ausgangsseitig zwei parallel geschaltete $100\ \Omega$ Widerstände sicher. Diese Zwangsanpassung führt zu einem Leistungsverlust, stabilisiert dafür die Testschaltung und dämpft Reflexionen. Die Größe der Schaltung wird maßgeblich durch die Anschlusskontakte auf dem Chip für DC und Radiofrequenz (RF) auf $0,5 \times 0,5\ \text{mm}^2$ festgelegt.

Abbildung 3.8 zeigt die Messung der Ausgangsleistung über der Eingangsleistung für Eingangsfrequenzen f_0 von 5 bis 40 GHz. Nach Abzug der Probeverluste am Eingang der Schaltung lässt sich die Referenzebene

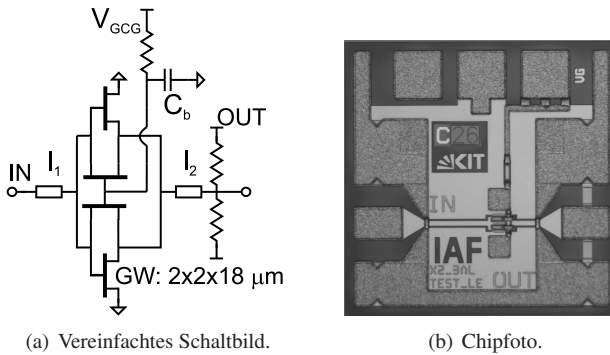


Abbildung 3.7.: Schaltbild der integrierten Testzelle (links). Foto der Testzelle als MMIC (rechts) [4] © 2014 IEEE.

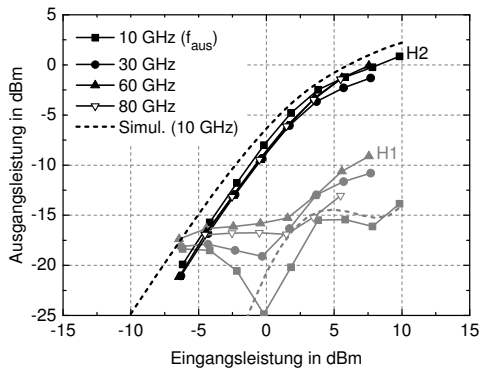


Abbildung 3.8.: Gemessene Ausgangsleistung über der Eingangsleistung der Vierfachertestzelle im Vergleich mit den simulierten Werten [4] © 2014 IEEE.

für diese Messung für alle Frequenzen zur Probespitze verschieben. Für alle Frequenzen zeigt sich ein sehr ähnliches Konversionsverhalten. Dabei zeigt sich, dass selbst bei 80GHz noch keine signifikante Amplitudenänderung eintritt. Lediglich die Unterdrückung der Fundamentalfrequenz sinkt bei steigender Eingangsfrequenz um 5dB.

Neben der Messung sind in Abbildung 3.8 die Simulationsergebnisse für ein f_0 von 5 GHz ($f_2 = 10$ GHz) abgebildet. Ein Vergleich mit den Messergebnissen zeigt eine gute Übereinstimmung der benutzten Großsignalmodelle. Anhand der Messergebnisse wird für die Untersuchung der Bandbreite eine konstante Eingangsleistung von 6 dBm gewählt.

Um die theoretisch erwartete ultrabreitbandige Funktion des vorgestellten Konzepts zu beweisen, wird die Testschaltung mit konstanter Eingangsleistung und Eingangsfrequenzen von 30 MHz bis 40 GHz gemessen. Der Messaufbau erlaubt in diesem Fall nur eine Kalibration der Eingangsleistung auf die Bias-T Referenzebene. Dadurch ist die Leistung am FET nicht konstant und fällt über der Frequenz ab.

Die Messung über der Eingangsfrequenz ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Neben der Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen (H2) sind durch den Messaufbau alle harmonischen Ausgangssignalkomponenten (Fundamental, H3, H4) messbar. In der Abbildung werden diese über der Eingangsfrequenz aufgetragen. Somit ist der Abstand der Messkurven von H2 die spektrale Unterdrückung der ungewollten Harmonischen. Zusätzlich zeigt die kleine innere Abbildung die Rohdaten für ein f_0 von 30 MHz. Da der Pegel bei $N \cdot f_0$ deutlich höher ist, beweist dies, dass das Schaltungskonzept selbst bei diesen niedrigen Frequenzen sehr gut funktioniert.

Die Messung zeigt erfolgreiche Frequenzverdopplung bis zur maximalen Messfrequenz (f_0) von 40 GHz und somit eine Funktionsbandbreite ($2f_0$) von 0,06 bis 80 GHz. Die relative Bandbreite ist 199,7 %. Alle im Ausgangsspektrum gemessenen harmonischen Signalanteile sind für alle Frequenzen mehr als 7 dB unterdrückt.

Der Vergleich mit der Simulation zeigt eine Überbewertung der Konversion in die dritte Harmonische H3. An Hand der Messdaten ist ersichtlich, dass die Energie in der Realität in die vierte Harmonische konvertiert.

Die Unterdrückung aller harmonischen Signalanteile ohne ein einziges Filterelement in der Schaltung beweist die theoretisch vorhergesagte inhä-

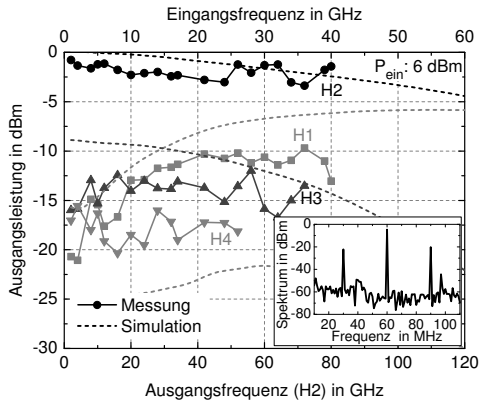


Abbildung 3.9.: Messung der Ausgangsleistung über der Eingangs- und Ausgangsfrequenz. Die kleine innere Abbildung zeigt die Messdaten für ein 30 MHz Eingangssignal [4] © 2014 IEEE.

rente Frequenzverdopplung mit spektraler Reinheit durch die Frequenzvervielfacherzelle.

3.3. Einsatz im Millimeterwellenfrequenzbereich

Die Messung der Testzelle zeigt, dass das Funktionsprinzip bis zu hohen Frequenzen gut funktioniert. Ziel des kompakten Layouts mit gleichzeitiger Zusammenlegung der Gatespannungen ist der Einsatz im Submillimeterwellen Frequenzbereich. Gerade dort nimmt der Einfluss parasitärer Effekte auf die Funktion des Transistors erheblich zu.

Die folgenden Simulationsergebnisse aus der computerunterstützten Entwurfs (CAD)-Umgebung Advanced Design System (ADS) sollen die Probleme und Potentiale des vorgestellten Schaltungskonzepts bei sehr hohen Frequenzen aufzeigen. Dafür wird die Vervielfacherzelle mit einem einzelnen Transistor in Sourceschaltung verglichen. In beiden Fällen ist der Ausgang mit 50Ω abgeschlossen. Alle Transistoren arbeiten im Klasse-B Arbeitspunkt.

3. Kompakte Breitbandvervielfacherzelle

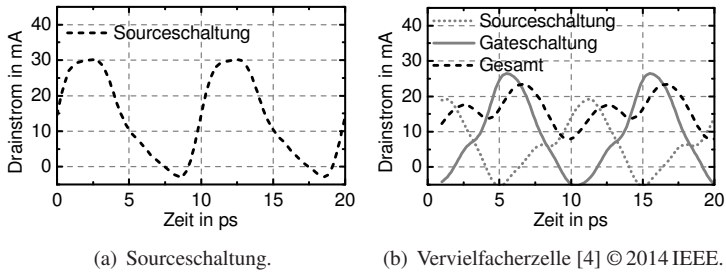


Abbildung 3.10.: Vergleich des zeitlichen Verlaufs des Drainstroms einer in Klasse-B betriebenen Verstärkerstufe. Das Eingangssignal hat eine Frequenz von 100GHz.

Beispielhaft sei die Eingangsfrequenz 100GHz herausgenommen. In Abbildung 3.10 sind die jeweiligen Drainströme dargestellt. Abbildung 3.10(a) zeigt den Verlauf des Drainstroms eines in Klasse-B betriebenen FETs in Sourceschaltung. Die Eingangsleistung beträgt in der Simulation 6dBm. Dies führt zu einer leichten Sättigung, was am abflachenden Verlauf der Sinushalbwellen erkennbar ist. Für die Funktion als Frequenzverdoppler ist dies kein Nachteil, was bereits in Gleichung 2.14 gezeigt wurde.

Die parasitären Elemente des Transistors bewirken eine temporäre Speicherung der Energie, was dazu führt, dass der Drainstrom während der zweiten Halbwellen des Eingangssignals nur kurze Zeit Null wird. Bei hohen Eingangsleistungen nennt man diesen Effekt auch *Self-Biasing*, da der Ausgangsstrom verläuft, als habe sich der Arbeitspunkt geändert.

Im Vergleich dazu zeigt Abbildung 3.10(b) den Verlauf der Drainströme beider Einzeltransistoren der Vervielfacherzelle und den resultierenden Gesamtstrom der Zelle (gestrichelte Linie). Auffällig ist die geringere Stromamplitude der Sourceschaltung, die durch die verminderte Drainspannung verursacht wird. Während der zweiten Eingangshalbwellen erzeugt die Gateschaltung einen Drainstrom und sorgt in der Summe für ein fast sinusförmigen Verlauf des Gesamtdrainstroms.

Vergleicht man beide Stromverläufe der Abbildungen 3.10(a) und 3.10(b) miteinander wird deutlich, dass der Anteil der Fundamentalfrequenz im Ausgangsspektrum der Vervielfacherzelle deutlich niedriger sein muss, da der Stromverlauf der Sourceschaltung eine Periodendauer von 10 ps aufweist, während die Vervielfacherzelle eine Periode von 5 ps erahnen lässt. Trotzdem erkennt man auch im Stromverlauf der Vervielfacherzelle die Eingangsschwingung, da beide Maxima nicht den gleichen Pegel erreichen.

Da die Drainströme beider Transistoren der Vervielfacherzelle analog zum Einzeltransistor in Abbildung 3.10(a) später Null werden als dies durch den Klasse-B Arbeitspunkt bestimmt ist, erreicht der Gesamtdrainstrom nie Null, was zu sinkender Ausgangsleistung der Fundamentalfrequenz führt.

Im nächsten Schritt folgt ein Vergleich der harmonischen Ausgangsleistungen bei konstanter Eingangsleistung bis zu einer Eingangsfrequenz von 300 GHz in Abbildung 3.11. Es ist jeweils das Spektrum der einzelnen Sourceschaltung (links) dem Spektrum der Vervielfacherstufe (rechts) gegenübergestellt. Abbildungen 3.11(a) und 3.11(b) zeigen die ersten drei Harmonischen (H2 bis H4) und die Fundamentalfrequenz (H1) über der Frequenz. Jeweils darunter ist das Spektrum bei einer Eingangsfrequenz von 100 GHz herausgestellt.

In Abbildung 3.11(a) ist die Ausgangsleistung der dritten Harmonischen (H3) zunächst höher als die doppelte Eingangsfrequenz (H2). Dies liegt an der gleichmäßigen Kompression des Eingangssignals, was selbst in Klasse-B Arbeitspunkt zu ungeradzahligem Vielfachen führt. Hin zu steigenden Frequenzen nimmt der Anteil der zweiten Harmonischen zu, verbleibt aber mindestens 10 dB unterhalb der Fundamentalen. Die Fundamentalfrequenz wird auch im Klasse-B Arbeitspunkt noch verstärkt, was verdeutlicht, dass gute Ausgangsfilter nach einer Sourceschaltungsvervielfacher notwendig sind. Klassischerweise sind dies $\lambda/4$ Stichelungen, die gleichzeitig die dritte Harmonische unterdrücken.

Der Abstand der höherwertigen Harmonischen ist in Abbildung 3.11(c) einfacher abzulesen. H3 liegt dabei 5 dB und H4 10 dB unterhalb der Leis-

3. Kompakte Breitbandvervielfacherzelle

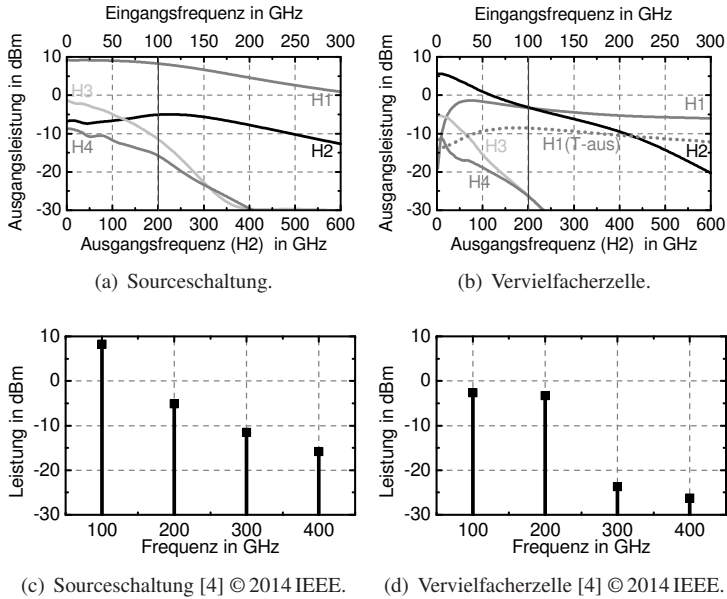


Abbildung 3.11.: Simuliertes Ausgangsspektrum über der Eingangsfrequenz für eine Sourceschaltung im Vergleich mit der Vervielfacherzelle. Zusätzlich sind die Spektren eines 100GHz Eingangssignals (200GHz auf der unteren Skala) gezeigt.

tion der zweiten Harmonischen H2. Diese höherwertigen Harmonischen müssen durch geeignete Filter gezielt unterdrückt werden.

Im Fall der Vervielfacherzelle in Abbildungen 3.11(b) und 3.11(d) ist dies anders. Bei niedrigen Frequenzen ist die Fundamentalfrequenz, wie bereits in den Kapiteln zuvor gezeigt, inhärent bis zu 20dB unterdrückt. Steigt die Eingangsfrequenz Richtung 100GHz, übersteigt die Leistung der Fundamentalfrequenz die Leistung der zweiten Harmonischen. Zum Einen liegt dies an der schlechter werdenden Eingangsanpassung und des Weiteren an dem wachsenden Übersprechen der Fundamentalfrequenz auf die Drainseite der Sourceschaltungsstufe durch die parasitäre Drain-Source Kapazität.

Beispielhaft zeigt dies die gepunktete Linie in Abbildung 3.11(b). Diese Linie ist die simulierte Ausgangsleistung der Fundamentalfrequenz bei ausgeschalteten Transistoren ($U_{gs} \ll U_{th}$). Dieses durch den Transistor kopplende Signal wird bei niedrigen Frequenzen gut unterdrückt, kann aber bei hohen Frequenzen nicht mehr durch die Funktionsweise der Transistorstruktur kompensiert werden und führt zu einem fundamentalen Signalanteil im Ausgangsspektrum, das Filterung bedarf.

Im herausgestellten Spektrum bei einem Eingangssignal von 100GHz in Abbildung 3.11(d) folgt eine etwa gleich starke Fundamentale. Diese ist aber im Vergleich zur einfachen Sourceschaltung noch 10dB niedriger als zuvor. Die Leistungen der höherwertigen Harmonischen (H3 und H4) sind stärker unterdrückt als das bei der Sourceschaltung der Fall ist. Somit würde in einer verketteten Schaltung ein Hochpassfilter zur Filterung der Fundamentalfrequenz genügen.

Durch die Nutzung der zweiten Halbwelle des Eingangssignals liegt die Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen bei der Vervielfacherzelle 2,5dB über dem Pegel der Sourceschaltung. Die in Push-Push Vervielfachern übliche 3dB Signalverbesserung ist durch die herabgesetzte Drain-Source Spannung der Sourceschaltungsstufe nicht vollständig erreichbar.

3.4. Zusammenfassung und Vergleich

Die in dieser Arbeit entwickelte Vervielfacherzelle ermöglicht den Einsatz des vor zwanzig Jahren in [HTA90] vorgestellten balancierten Vervielfacherkonzepts bei hohen Frequenzen. Tabelle 3.1 fasst breitbandige Frequenzvervielfacher im Mikrowellenfrequenzbereich zusammen. Verglichen werden Bandbreite, Chipfläche, Ausgangsleistung und Konversionsgewinn.

Für breitbandige Frequenzverdopplung nutzen die ersten beiden Vervielfacher der Tabelle aktive Baluns. Durch wachsende parasitäre Effekte sind diese Baluns nahe an f_T nicht einsetzbar und sind somit nicht im Millimeterwellen Frequenzbereich oberhalb 50GHz vertreten. Dort nutzt man

3. Kompakte Breitbandvervielfacherzelle

Tabelle 3.1.: Vergleich monolithisch integrierter Ultra-Breitband Frequenzverdoppler MMICs

Ref.	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	Größe (mm ²)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)	Technologie
[MBHB05] ^{1,2}	16-50	103	2.73	18	10	pHEMT
[vRK00] ¹	2-40	181	2.2	-2	-10	pHEMT
[LYYC08] ^{1,2}	3-50	177	3	5,7	5,7	pHEMT
[HTA90]	6-16	91	0,56	2	-8	GaAs FET
[PKN ⁺ 05] ³	0-85	200	2.24	-11	-3	InP DHBT
hier [4]	0,06-80	199,7	0,25	-1	-7	mHEMT

¹ Aktiver Balun

² Beinhaltet Nachverstärker (Wanderwellenverstärker (TWA))

³ 3-dB Bandbreite, Gilbertzelle

größtenteils einstufige Lösungen, die wesentlich einfacher zu realisieren sind.

Im Gegensatz dazu zeigt die in dieser Arbeit gezeigte Erweiterung der Transistorstruktur aus [HTA90] eine neue Möglichkeit auf. Sie lässt sich sehr kompakt in skalierte Leitungsumgebungen einpassen und vereint balancierte Frequenzverdopplung mit Anpassungstechniken gewöhnlicher Transistoren.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Vervielfacherzelle zeigt filterlose Frequenzverdopplung über drei Frequenzdekaden von über 0,06 bis 80 GHz, was ca. 199,7% relativer Bandbreite entspricht. Einzig der in [PKN⁺05] gezeigte MMIC erreicht diese Bandbreite. Die in diesem Ansatz verfolgte Topologie eines Gilbertzellenvervielfachers lässt sich nur schwer mit FETs realisieren. Zusätzlich benötigt der Gilbertzellenvervielfacher einen Balun, der neben der Komplexität auch die Chipgröße stark erhöht. Somit erreicht die hier in dieser Arbeit vorgestellte Topologie die gleiche Bandbreite und 10 dB mehr Ausgangsleistung bei einem Bruchteil von benötigten Transistoren und einem Zehntel der Chipfläche.

Gleichzeitig sind sowohl Ausgangsleistung und Konversionsgewinn mit dem Stand der Technik vergleichbar. Die Ausgangsleistung bewegt sich in allen Fällen um 0 dBm. Eine Ausnahme ist der Verdoppler aus [MBHB05], der einen TWA als Ausgangsverstärker beinhaltet. Daraus resultiert auch die größte Chipfläche der verglichenen MMICs. Das kompakte Layout der hier vorgestellten Zelle und der Verzicht auf Balun Strukturen ermöglicht die kleinste Chipfläche im Vergleich.

Weitergehende Untersuchungen zeigen das Potential auf diese Vervielfachertopologie im Millimeterwellen und Sub-Millimeterwellen Frequenzbereich einzusetzen. Dabei erlaubt die Filterung mit Hochpass Strukturen die Entwicklung hochintegrierter kaskadierter Frequenzvielfacher MMICs mit hohen Bandbreiten, was in Kapitel 5 gezeigt wird.

4. On-Chip Kaskadierung von Frequenzvervielfacherstufen

Ein Hauptvorteil aktiver Frequenzvervielfacher ist die Möglichkeit mehrere Stufen auf einem MMIC multifunktional zu integrieren und mit anderen funktionalen Stufen wie etwa Verstärkern zu kombinieren. Dabei spielt die Kontrolle der angeregten Oberwellen auf dem Chip und gleichzeitig ein gezieltes Leistungsmanagement eine wichtige Rolle. Die meisten Frequenzvervielfacher bei hohen Frequenzen sind nicht mehrstufig ausgeführt. Ein entscheidender Nachteil der Kaskadierung vieler Stufen ist die Erzeugung von Oberwellen, die sich nicht mehr aus dem Ausgangsspektrum ohne erheblichen Bandbreitenverlust herausfiltern lassen.

4.1. Oberwellenüberlappung

Ein Grund dafür ist die Überlappung von unerwünschten Harmonischen und gewünschten Signalen bei steigender Bandbreite. Dieser Sachverhalt kann durch eine kurze Rechnung klar herausgestellt werden. Eine Harmonische mit dem Vervielfachungsfaktor N soll sich mit einer benachbarten Harmonischen überlappen. Dies bedeutet, dass die Ausgangsfrequenz f_{aus} bei der N -ten Harmonischen auf die gleiche Frequenz fällt, wie $N + 1$ -te Harmonische (Abbildung 4.1(a)). In diesem Fall wäre es nicht möglich die unerwünschte Harmonische mit einem Leitungsfiler aus dem Spektrum zu entfernen und gleichzeitig diese Frequenz im Nutzbereich zu belassen. Die Ausgangsfrequenz ist in Gleichung 4.1 für zwei Fälle gleich gesetzt:

$$f_{\text{aus}} = N \left(f_{\text{ein}} + f_{\text{ein}} \frac{BW_{\text{rel}}}{200\%} \right) \stackrel{!}{=} (N + 1) \left(f_{\text{ein}} - f_{\text{ein}} \frac{BW_{\text{rel}}}{200\%} \right) \quad (4.1)$$

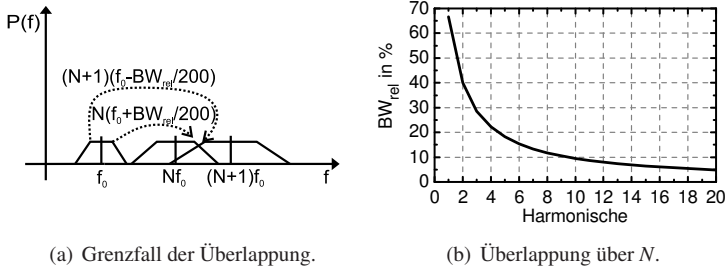


Abbildung 4.1.: Relative Bandbreite in %, ab der sich die gewünschte Harmonische eines Vervielfachers mit der N -ten Harmonischen (x -Achse) überlappt.

Die obere Eingangsfrequenz der relativen Bandbreite BW_{rel} und das Produkt der unteren Eingangsfrequenz mit der nächstliegenden Harmonischen $N + 1$.

Kürzt man die Eingangsfrequenz und löst Gleichung 4.1 nach der Bandbreite auf, erhält man folgenden Term:

$$BW_{rel} = \frac{200\%}{1 + 2 \cdot N} \quad (4.2)$$

Die aus Gleichung 4.2 resultierende Bandbreite gibt die relative Bandbreite an, bei der eine andere Harmonische in den Ausgangsfrequenzbereich der N -ten Harmonischen fällt. Der Zusammenhang ist in Abbildung 4.1(b) graphisch dargestellt.

Es zeigt sich, dass im Falle eines Frequenzverdopplers ab einer relativen Bandbreite von 40% die dritte Harmonische H_3 bereits im Ausgangsspektrum des Verdopplers liegt. Für Breitbandverdoppler zeigt die Grafik, dass ab einer relativen Bandbreite von 67% die Fundamentalfrequenz in das Ausgangsspektrum fällt.

Für breitbandige Frequenzvervielfachung müssen somit mehrere Vervielfacher mit kleinem N kaskadiert werden. Alternativ muss sichergestellt werden, dass die entsprechenden unerwünschten Harmonischen in der Schaltung nicht erzeugt werden, z. B. durch inhärente Unterdrückung. Wie im vor-

herigen Kapitel gezeigt, gelingt dies im Fall balancierter Frequenzverdoppler oder durch geschickte Wahl der Eingangsleistung und des Arbeitspunkts. So können im ersten Schritt die Erzeugung unerwünschter Harmonischer zu einem gewissen Grad vermindert werden.

4.2. Oberwellenkompensation

Eine Kaskade mehrerer Frequenzvervielfacherstufen auf einem Chip bietet neben den vielen Vorteilen auch einige Nachteile. Dazu gehört der schaltungstechnische Aufwand, möglichst wenige unerwünschte harmonische Signale auf dem Chip zu erzeugen. Einmal generiert, sind diese Signalanteile nur schwer aus dem Ausgangsspektrum heraus zu filtern, da diese z. B. in das Zielband fallen.

4.2.1. Filterung

Im ersten Schritt sollte eine Kaskade nur aus Vervielfachern mit einem kleinen N bestehen, da sich dort weniger Harmonische überlappen und konventionelle Filterung möglich ist. Im Fall hoher Gesamt- N führt dies jedoch zu einem Platzproblem auf dem Chip. Nicht nur die Anpassnetzwerke wachsen mit der Wellenlänge, sondern auch die in konventionellen Verdopplern verwendeten $\lambda/4$ Stichleitungen belegen große Chipflächen. Zusätzlich sind diese Stichleitungen nicht in Frequenzverdreifachern einsetzbar, da auch die dritte Harmonische gefiltert würde.

Klassisch nutzt man daher Leitungskoppler, um die dritte Harmonische aus dem Spektrum herauszufiltern [Cam98]. Der Nachteil ist auch hier ein erheblicher Flächenbedarf durch die notwendige Koppelstruktur.

Beide klassischen Ansätze sind im Frequenzbereich unter 50GHz sehr platzaufwendig und werden daher in dieser Arbeit nicht eingesetzt. Statt dessen nutzt man diskrete LC-Filter, die parallel geschaltet bei der Resonanzfrequenz einen Kurzschluss erzeugen und die entsprechende Frequenz aus dem Spektrum filtern. Durch den Aufbau und den Verzicht auf eine $\lambda/4$

4. On-Chip Kaskadierung von Frequenzvervielfacherstufen

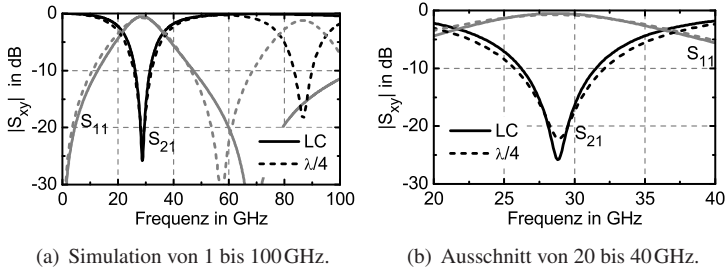


Abbildung 4.2.: Vergleich der simulierten S-Parameter einer $\lambda/4$ Stichleitung mit einem LC-Filter bei einer Resonanzfrequenz von 29 GHz.

Transformation wiederholt sich die Resonanz nicht beim dreifachen der Resonanzfrequenz, wodurch dieser Filter auch in Frequenzverdreifachern eingesetzt werden kann.

Beispielhaft zeigt Abbildung 4.2 den Vergleich eines LC-Filters mit einer $\lambda/4$ Stichleitung und einer Resonanzfrequenz von 29 GHz. Beide sind im IAF Prozess auf GaAs realisiert und daher verlustbehaftet. Die gestrichelte Linie beschreibt den Verlauf des $\lambda/4$ Filters, dessen Resonanz sich bei $3\lambda/4$, also 87 GHz wiederholt. Im Gegensatz dazu, filtert der LC-Filter nur um 29 GHz und lässt die dritte Harmonische durch, weshalb dieser Filter auch in Frequenzverdreifachern, z. B. in Kapitel 6.2.2, eingesetzt wird.

Eine genauere Betrachtung der simulierten S-Parameter in Abbildung 4.2(b) zeigt, dass der Verlauf von S_{11} beider Varianten fast identisch ist. Der Durchgangparameter S_{21} unterscheidet sich um 5 dB in der Resonanz, wobei der LC Filter den besseren Kurzschluss und somit die größere Filterleistung aufweist. Dieser Unterschied entsteht durch die lange $\lambda/4$ Leitung, die höhere Verluste aufweist und somit einen schlechteren Kurzschluss realisiert.

Bei hohen Frequenzen im Millimeterwellenbereich sind $\lambda/4$ Stichleitungen in Verdopplern sinnvoll einsetzbar, da dieser Filtertyp alle ungeradzahigen Vielfache aus dem Spektrum dämpfen kann. Auch hält sich der

Platzbedarf bei sehr hohen Frequenzen in Grenzen und ermöglicht eine sinnvolle Integration auf dem Chip. So nutzt der in Kapitel 6.4 vorgestellte Frequenzverdoppler $\lambda/4$ Stichleitungen als Filter.

Vergleicht man den Platzbedarf der Filter aus Abbildung 4.2, so belegt der LC-Filter eine Fläche von $0,062 \text{ mm}^2$ im Layout, während die $\lambda/4$ Leitung gefaltet eine Fläche von $0,137 \text{ mm}^2$ benötigt und mehr als die doppelte Fläche belegt. Dadurch ist die Filterung bei niedrigen Eingangsfrequenzen durch LC-Filter vorteilhaft und Ermöglicht die Integration mehrerer Frequenzvervielfacherstufen bis in den Mikrowellenbereich auf einem MMIC.

4.2.2. Iteratives Kompensationsverfahren

Beispielhaft für die Kontrolle und Kompensation von unerwünschten harmonischen Frequenzanteilen in einer integrierten Vervielfacherkaskade, zeigen die folgenden Absätze den Entwicklungsprozess einer Frequenzvervielfacherkaskade ohne trennende Verstärker aus [12]. Die Eingangsfrequenz liegt im sog. X-Band von 8 bis 12 GHz und soll mit einem Faktor $N = 8$ Frequenzen zwischen 71 bis 84 GHz erreichen. Vereinfachend beschränkt sich das Beispiel auf die Oberwellenkompensation der ersten beiden Frequenzvervielfacherstufen.

Die Vorgehensweise ist wie folgt:

- Getrennte Entwicklung der Einzelstufen als Startpunkt der Kaskadierung. Dabei gibt es zwei Möglichkeiten:
 1. Anpassung an 50Ω , was eine getrennte Messung möglich macht und die Stufen variabel für andere Kaskaden einsetzbar behält.
 2. Eine Zwischenstufenanpassung, die evtl. Platz spart und die Effizienz steigert. Nachteil ist der erhöhte Entwicklungsaufwand und die erhöhte Simulationszeit, da man die gesamte Kaskade simulieren muss.

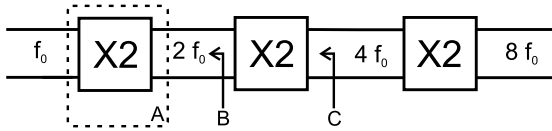


Abbildung 4.3.: Schematischer Aufbau des Frequenzverachtfachers.

- Darauf folgt die Kaskadierung der Stufen beginnend mit der niedrigsten Frequenz. Daraus ergibt sich evtl. auch der Einsatz eines Zwischenverstärkers, falls die Ausgangsleistung der ersten Stufe nicht ausreicht.
- In den meisten Fällen ändern sich die simulierten Frequenzverläufe der Einzelstufen nach der Kaskadierung. Ab hier beginnt ein iteratives Simulationsverfahren, das besonders kritische Harmonische isoliert. Nach Filterung der kritischen Harmonischen ist es möglich, die Einzelschaltungen zu verketten, ohne dass sich die Harmonischen gegenseitig beeinflussen. Daraus folgt, dass eine getrennte Simulation und Optimierung der einzelnen Stufen möglich ist.
- Funktioniert die Kaskade zweier Frequenzvervielfacher, kann eine nächste Stufe integriert werden, wobei die Oberwellen auch hier, wie zuvor, iterativ kompensiert werden müssen.

Beispielhaft für dieses Verfahren der Oberwellenkompensation innerhalb einer monolithisch integrierten Vervielfacherkaskade steht die Verbindung der ersten zwei Stufen aus dem Verachtfachter aus [12]. Abbildung 4.3 zeigt den Aufbau der Schaltung, die eine Verkettung dreier Frequenzverdoppler ist. Die moderaten Frequenzen und der dadurch mögliche Konversionsgewinn der einzelnen Frequenzverdopplerstufen ermöglicht eine Kaskade ohne den Einsatz von Zwischenverstärkern.

In den folgenden Absätzen sind nun die einzelnen Schritte an Hand der in ADS durchgeführten Simulationen beschrieben. Zunächst erfolgt eine Simulation der ersten Stufe ohne Betrachtung der Verkettung (A). Dann folgt

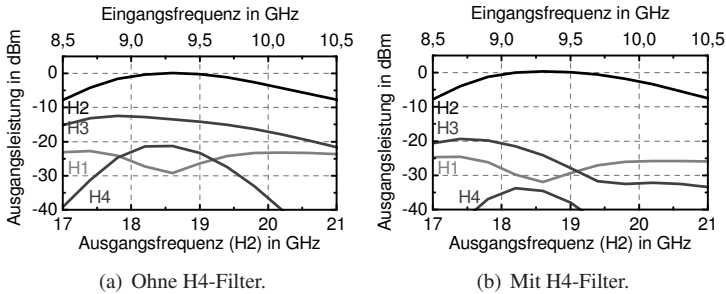


Abbildung 4.4.: Einzelsimulation der ersten Verdopplerstufe (A).

die Simulation der Vervielfacherkette. Wobei das Verhalten der Ausgangsleistung der unterschiedlichen Harmonischen an zwei Punkten betrachtet wird. Erstens nach dem ersten Frequenzverdoppler (B) und zweitens nach dem zweiten Verdoppler (C).

Die erste Einzelsimulation ergibt in Abbildung 4.4(a) eine Unterdrückung aller harmonischer Frequenzen über 10 dB. Anschließend folgt die Simulation zusammen mit der zweiten Stufe. Die Simulationsergebnisse an Punkt B und C sind in Abbildungen 4.5(a) und 4.6(a) dargestellt. Auffällig ist das Verhalten der dritten Harmonischen H3, die nach der Verkettung an Punkt B weniger unterdrückt ist als zuvor in der Einzelsimulation in Abbildung 4.4(a).

Darüber hinaus ändert sich der Verlauf der zweiten Harmonischen in der Kaskade. Dieses Verhalten entsteht durch die Simulation der Einzelschaltung, bei der vereinfacht von einer breitbandigen 50Ω Anpassung ausgegangen wird. In der Verkettung ist dies nicht der Fall und die Last ändert sich abhängig von der Anpassung der zweiten Verdopplerstufe. Die noch verbleibende Verschiebung der Ausgangsleistung der H2 kann noch durch Optimierung der Anpassung beider Stufen aneinander verringert werden.

Die erhöhte dritte Harmonische H3 führt zu einem Mischprodukt nach der zweiten Verdopplerstufe in Abbildung 4.6(a), was sich in einer erhöhten

4. On-Chip Kaskadierung von Frequenzvervielfacherstufen

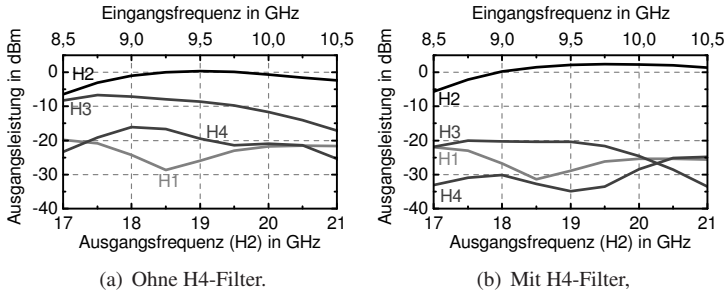


Abbildung 4.5.: Harmonische nach der ersten Verdopplerstufe (B) innerhalb der Kaskade.

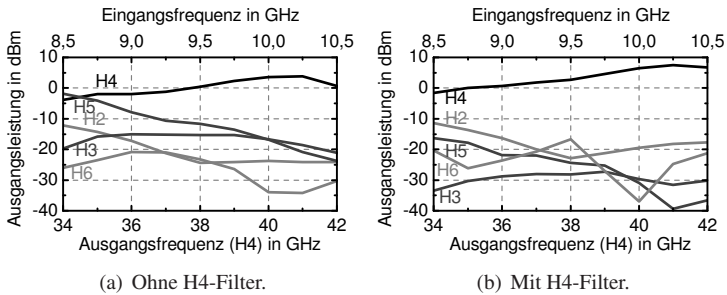


Abbildung 4.6.: Harmonische nach der zweiten Verdopplerstufe (C) innerhalb der Kaskade.

fünften Harmonischen H5 äußert. Diese Harmonische liegt im Ausgangsfrequenzband und muss kompensiert werden. Dies ist nicht durch konventionelle Filter möglich, ohne die Bandbreite und die Leistung der gewünschten vierten Harmonischen H4 zu verringern.

H3 einzeln durch ein LC Filter zu kompensieren schlägt fehl, da dadurch H4 nach der ersten Stufe stark steigt und die zweite Verdopplerstufe negativ beeinflusst. In diesem Fall führt der erhöhte H4 Pegel zu einem Bandbreitenverlust.

In Abbildung 4.4(b) ist die Simulation mit einem Filter für H4 gezeigt. Hier sorgt ein LC-Filter für eine unterdrückte H4 und eine um ca. 5 bis 10dB verringerte H3. Zurück in der Kaskadensimulation in Abbildungen 4.5(b) und 4.6(b) sorgt der H4-Filter für eine zusätzliche Unterdrückung der H3 von über 10dB nach der ersten Stufe in Abbildung 4.5(b) und eine zusätzliche Unterdrückung der H5 nach der zweiten Stufe von mehr als 15 dB in Abbildung 4.6(b).

Weiter fällt auf, dass sich der Pegel der sechsten Harmonischen H6 nach der zweiten Stufe nach der Filterung kaum verändert. Daraus lässt sich schließen, dass diese Harmonische kein Mischprodukt der dritten oder vierten Harmonischen nach der ersten Stufe ist, da sich diese Pegel nach der Filterung deutlich ändern. Am wahrscheinlichsten entsteht diese Harmonische aus dem Produkt der gewünschten H2 nach der ersten Stufe und der dritten Harmonischen der zweiten Stufe. Möchte man diese Harmonische filtern, benötigt man ein Filter für die dritte Harmonische der zweiten Stufe.

Mit dieser Vorgehensweise lassen sich Schrittweise die kritischen Harmonischen und Mischprodukte herausarbeiten. Im zweiten Schritt können diese mit dem vorgestellten LC-Filter gezielt kompensiert werden, was die kompakte Verkettung mehrerer Frequenzvervielfacherstufen ermöglicht. Unnötige Filterstrukturen und damit verbundene Bandbreiteneinbußen lassen sich vermeiden und höchste Unterdrückungen sind trotz kompakter Filter integriert möglich. Der in diesem Beispiel gezeigt Frequenzverachtfacher zeigt eine Unterdrückung aller unerwünschter Harmonischen von über 37 dB [12].

4.3. Verstärkerstufen

In der Kaskade ist der Verstärker ein wichtiger Bestandteil, der nicht nur den Konversionsverlust bei hohen Frequenzen kompensiert. Darüber hinaus kann der Frequenzgang eines Verstärkers gezielt unerwünschte Harmonische aus dem Spektrum unterdrücken, indem dieser die gewünschte Harmonische verstärkt und gleichzeitig unerwünschte Harmonische wie ein

Filter dämpft. Dadurch erhöht sich erheblich die Unterdrückung der Harmonischen und das Aneinanderreihen von Vervielfacherstufen wird erleichtert. Gleichzeitig kann man einen Ausgangsverstärker einsetzen um eine höhere Ausgangsleistung mit gleichzeitig höherem Gesamtkonversionsgewinn zu erreichen. Im Fall des kaskadierten Frequenzverachtfachers aus [12] konnte durch Kaskadierung und anschließende Verstärkung mit 24,5 dB der höchste Konversionsgewinn integrierter Frequenzvervielfacher gezeigt werden.

Dabei müssen Eingangsleistungen der Folgestufen, Ausgangsleistungen der Vervielfacher und die Verstärkung des Verstärkers auf einander angepasst werden. Zu viel Eingangsleistung führt zu Kompression des Verstärkers, der dadurch selbst harmonische Frequenzen erzeugen kann und somit die Funktion des Frequenzvervielfachers stört.

Der elementarste Nutzen des Verstärkers als Zwischenstufe ist die Entkopplung zweier aktiver Frequenzvervielfacher. Bei der Entwicklung eines kaskadierten Frequenzvervielfachers spielt die Kontrolle der Harmonischen auch zwischen den Stufen eine entscheidende Rolle. Das heißt, dass man die Einzelstufen nicht getrennt von einander entwickeln kann. Ein zwischengeschalteter Verstärker vereinfacht das Problem, da reflektierte Signale durch Fehlanpassungen am Eingang eines Frequenzvervielfachers nicht an den Ausgang des vorgeschalteten Frequenzvervielfachers gelangen, bzw. stark gedämpft werden.

Unerwünschte Reflexion durch Fehlanpassung der Vervielfacherstufen kann zu unerwünschten Signalanteilen durch Mischung im nichtlinear betriebenen Transistor des Vervielfachers führen. In Folge dessen ist es möglich, dass zwei einzelne Frequenzvervielfacher wie simuliert funktionieren, aber nicht deren Kaskade zu einem Vervielfacher höherer Ordnung. Im Fall der in Kapitel 3 vorgestellten Vervielfacherzelle, sind Verstärker als Zwischenstufe ratsam. Durch die geringe Isolation der Gateschaltung gelangen Reflexionen der Folgestufen zurück zu vorhergehenden Vervielfacherzellen. Dort treten am Eingang der Schaltung wiederum Reflexionen durch Fehlan-

passung auf. Insgesamt macht dies die kontrollierte Frequenzvervielfachung fast unmöglich.

Theoretisch ließe sich dies durch geschickte Phasenkontrolle aller Anpassnetzwerke und gezielte Rückkopplung ausnutzen. Praktisch ist das äußerst aufwendig und nur mit sehr guten Simulationsmodellen bei hohen Frequenzen möglich. Da meist alle Modelle nicht perfekt die Realität abbilden können und auch monolithische Prozesse Schwankungen unterliegen, sollten die Einzelstufen durch Verstärker von einander entkoppelt werden, was in Kapitel 5 die Kaskade der Vervielfacherzelle aus Kapitel 3 ermöglicht.

4.4. Zusammenfassung

Dieses Kapitel beschreibt die theoretisch möglichen Bandbreiten mit konventioneller Filterung. Es wird gezeigt, dass relative Bandbreiten von 40 % bei konventioneller Filterung nur mit Frequenzverdopplern möglich sind. Alternativ zu den klassischen $\lambda/4$ Stichleitungen oder Leitungskoppler eignen sich kompakte LC Filter für chipflächenoptimierte Vervielfacher und ermöglichen gezielte Filterung einzelner Harmonischer.

Dies wird für die hier vorgestellte iterative Oberwellenkompensation ausgenutzt. Am Beispiel eines kaskadierten Frequenzverachtfachers wird die Vorgehensweise demonstriert. Mit Hilfe integrierter Verstärker sind Kaskaden mehrerer Frequenzvervielfacher auf einem einzigen monolithisch integrierten Chip möglich, was in den folgenden Kapitel in mehreren Beispielen und bei hohen Millimeterwellen und Submillimeterwellen Frequenzen angewendet wird. Ein Frequenzverachtfacher ins W-Band, der mit den hier vorgestellten Techniken kaskadiert wurde, erreicht mit Hilfe eines Ausgangsverstärkers den höchsten bisher bekannten Gesamtkonversionsgewinn von 24,5 dB.

5. Ultra-Breitband Frequenzvervielfacher im Millimeterwellen Frequenzbereich

Die in Kapitel 3 beschriebene Transistortopologie kann mit Hilfe der in Kapitel 4 vorgestellten Techniken für die Entwicklung breitbandiger komplexerer Frequenzvervielfacher eingesetzt werden. Dabei nutzt man Kaskaden mehrerer Frequenzvervielfacher, um höhere Vervielfachungsfaktoren zu erreichen. Das wichtigste Kriterium ist es, trotz eines kompakten Designs, eine möglichst hohe spektrale Reinheit zu gewährleisten.

In diesem Kapitel ist die Entwicklung solcher kaskadierten Breitbandvervielfacher beschrieben. Ziel ist, höchste Bandbreiten in hohen Frequenzbändern über 140GHz abzudecken. Wenn möglich sollte mindestens ein in der Messtechnik verbreitetes Hohlleiterband abgedeckt werden, was eine relative Bandbreite von ca. 40% erfordert. Aus dem vorherigen Kapitel ist bekannt, dass solche Bandbreiten nur möglich sind, wenn man im Fall eines Frequenzverdopplers die dritte Harmonische H3 durch das Design unterdrücken muss. Anschließend lässt sich die Fundamentalfrequenz durch Hochpassfilterung unterdrücken.

5.1. Ultra-Breitband Frequenzverdoppler

In den folgenden Abschnitten sind zwei Anpassungskonzepte im Fraunhofer 35 nm Prozess realisiert. Zum Einen ein klassischer Ansatz mit einer $\lambda/4$ Stichleitung zur Unterdrückung der Fundamentalfrequenz. Anschließend ein Ansatz ohne fundamentales Filter, da im Fall eines Verdopplers die Fundamentalfrequenz durch den Ausgangshohlleiter vollständig unterdrückt wird.

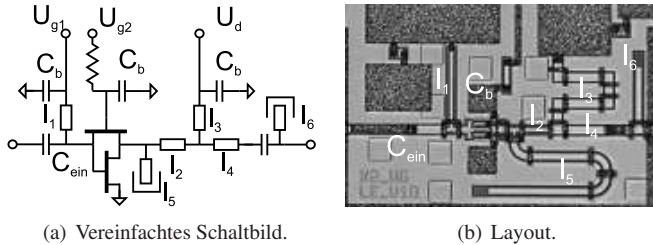


Abbildung 5.1.: Schaltbild und Layoutfoto des breitbandigen Frequenzverdopplers mit klassischem Ausgangsnetzwerk, das eine $\lambda/4$ Stichleitung l_5 am Ausgang beinhaltet.

5.1.1. Klassischer Ansatz

Wie in Kapitel 3.3 gezeigt, ist die fundamentale Unterdrückung der Vervielfacherzelle nicht mehr so gut, wie das noch im Mikrowellenbereich der Fall ist. Daher ist im ersten Ansatz einer Realisierung bei hohen Frequenzen am Schaltungsausgang ein klassisches Filter vorgesehen, das die Fundamentalfrequenz am Ausgang unterdrücken soll.

Das Schaltbild des Frequenzverdopplers ist in Abbildung 5.1(a) gezeigt. Die Topologie ist konstruktionsbedingt am Eingang bereits gut angepasst. Somit dienen Leitung l_1 und die Kapazität C_{ein} hauptsächlich der Spannungszuführung. Die Transistoren haben eine gesamte Gateweite von $2 \times 2 \times 18 \mu\text{m}$.

Am Ausgang ist, so nah wie es layouttechnisch möglich ist, ein $\lambda/4$ Stichleitungsfilter (l_5) angeschlossen. Die Länge ist gerade so gewählt, dass diese den Leerlauf am Leitungsende bei der Fundamentalfrequenz in einen Kurzschluss transformiert. Dies beeinflusst nicht die zweite Harmonische. Auf das Filter folgen kurze Anpassungsleitungen (l_2 bis l_4) und eine weitere leerlaufende Stichleitung (l_6). Diese dient der Filterung der vierten Harmonischen, die von der ersten Stichleitung nicht beeinflusst wird.

Im Layout (Abbildung 5.1(b)) zeigt die Stichleitung l_5 , die trotz der hohen Fundamentalfrequenz noch einen Großteil der Schaltung ausmacht. Die für

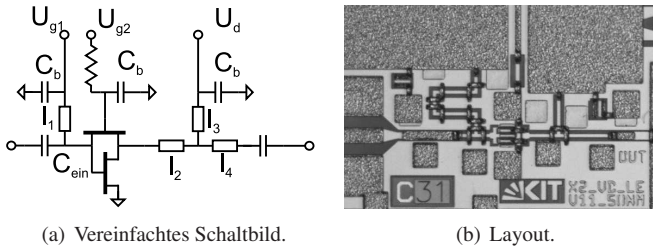


Abbildung 5.2.: Schaltbild und Layoutfoto des breitbandigen Frequenzverdopplers mit filterlosem Ausgangsnetzwerk.

die Schaltung verwendete skalierte Leitungsumgebung mit einem Masse-Masse Abstand von $14\mu\text{m}$ erlaubt dennoch kompakte Kurvenführungen und einen insgesamt kleinen Chip, der inklusive der im Bild nicht gezeigten Spannungsanschlüsse und RF-Kontakte nur $0,75 \times 0,5\text{mm}^2$ groß ist. Die innere Vervielfacherfläche beträgt dabei nur $0,44 \times 0,27\text{mm}^2$.

5.1.2. Filterloser Breitbandverdoppler

Im Gegensatz zum vorhergehenden Frequenzverdoppler soll nun auf den Filter am Ausgang komplett verzichtet werden. Dies ist allerdings nur möglich, wenn die Fundamentalfrequenz in einer Hohlleiterumgebung unterhalb der unteren Grenzfrequenz des Ausgangshohlleiters liegt und somit nicht ausbreitungsfähig ist.

Die Schaltung, wie sie in Abbildung 5.2(a) gezeigt ist, ähnelt sehr stark der zuvor gezeigten Version, die Filter nutzt. Am Ausgang sind lediglich keine Filterstufen mehr angeschlossen und am Ausgang wesentlich kürzere Anpassungsleitungen verwendet.

In der Summe führen diese Maßnahmen zu einem erheblich geringeren Platzbedarf auf dem Chip (Abbildung 5.2(b)). Die gesamte Schaltung belegt inklusive aller Anschlüsse $0,75 \times 0,5\text{mm}^2$. Ohne Anschlüsse sinkt der Platzbedarf auf $0,4 \times 0,24\text{mm}^2$, was einer Platzersparnis von 20% entspricht.

5. Ultra-Breitband Frequenzvervielfacher im Millimeterwellen Frequenzbereich

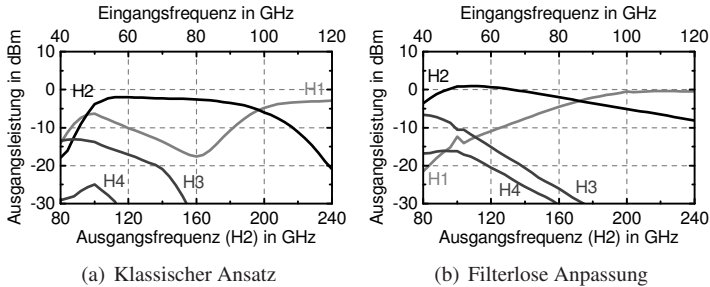


Abbildung 5.3.: Simulationsergebnisse der kompakten Breitbandfrequenzverdoppler MMICs.

Der Vergleich der Simulationsergebnisse beider Frequenzverdoppler für eine Eingangsleistung von 8 dBm zeigt Abbildung 5.3. Der Verlauf der zweiten Harmonischen zeigt an den Bandkanten Resonanzen durch den Filter der Fundamentalfrequenz (H1). Das Dämpfungsmaximum der Fundamentalfrequenz bei 80 GHz wiederholt sich bei der zweiten Harmonischen bei 80 und 240 GHz.

Der Filter erzeugt bei der zweiten Harmonischen H2 Leistungsminima, wobei die 3 dB-Bandbreite des Leistungsverlaufs zweiten Harmonischen trotz frequenzabhängiger Filterung von 100 bis 196 GHz reicht. Die Filterung ist allerdings nur im Bereich von 132 bis 172 GHz besser als 10 dB. Alle anderen Harmonischen (H3 und H4) liegen im gesamten Bereich mehr als 15 dB unterhalb H2. Auf einen solchen Frequenzverdoppler muss somit entweder ein Hochpassfilter folgen, oder er muss in einer Hohlleiterumgebung betrieben werden, welche die unerwünschte Fundamentale (H1) aus dem Spektrum schneidet.

Im Fall der filterlosen Anpassung bezieht man die Filterung der fundamentalen durch den ausgangsseitigen Hohlleiter bereits in den Schaltungsentwurf mit ein. Die ADS Simulation (Abbildung 5.3(b)) zeigt, dass die Ausgangsleistung der Fundamentalen bereits bei 172 GHz Ausgangsfrequenz die Leistung der zweiten Harmonischen überschreitet. Das kleinere Ausgangsnetz-

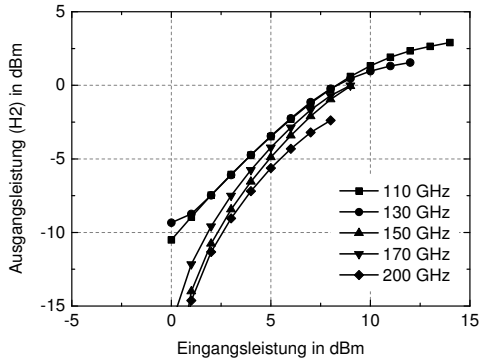


Abbildung 5.4.: Messung der Ausgangsleistung über der Eingangsleistung des Frequenzverdoppler MMICs mit klassischem Ausgangsnetzwerk. Die Kurven stehen jeweils für den Verlauf der Ausgangsfrequenzen von 110 bis 200GHz in 20GHz Schritten.

werk verringert darüber hinaus die Verluste am Ausgang und erlaubt höhere Ausgangsleistungen der Schaltung.

Simuliert reicht die 3 dB-Bandbreite von 88 bis 160GHz. Die kleine Ausgangskapazität dämpft dabei die Fundamentalfrequenz und verhilft zu einer noch in der Simulation deutlichen Unterdrückung. Im Gegensatz zum klassischen Ansatz sind die Leistungen der höheren Harmonischen etwas gestiegen, die Bandbreite der gewünschten Harmonischen allerdings auch.

5.1.3. Messtechnische Verifikation

Das gemessene Konversionsverhalten des konventionell beschalteten Frequenzverdoppler MMICs zeigt Abbildung 5.4. Dabei steht jede Messkurve für Leistungsmessungen bei Eingangsfrequenzen von 55 bis 100GHz in 10GHz Schritten, was Ausgangsfrequenzen von 110 bis 200GHz entspricht.

Die eng aufeinander liegenden Messkurven lassen ein sehr flaches Frequenzverhalten erahnen. Die maximale Ausgangsleistung ist 2,9dBm bei einem 55GHz Eingangssignal mit 14dBm Leistung. Die Konversion in die

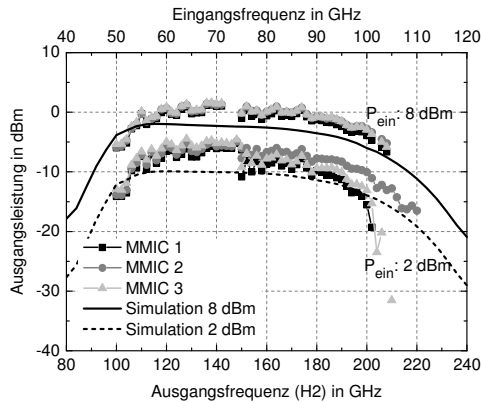


Abbildung 5.5.: Messung dreier MMIC eines Wafers über der Ein- (oben) und Ausgangsfrequenz (unten) für konstante Eingangsleistungen von 8 und 2 dBm im Vergleich mit einer ADS Simulation.

zweite Harmonische sättigt bei sehr hoher Eingangsleistung von 8 dBm. Dabei erreicht der Ausgangspegel 0 dBm.

Nun wird die Bandbreite mit einer konstanten Eingangsleistung von 8 dBm ermittelt. Die Messung in Abbildung 5.5 zeigt eine sehr gute Übereinstimmung aller drei gemessenen Chips. Die Messpunkte liegen bei jedem Messpunkt fast aufeinander. Bei der Eingangsleistung von 8 dBm beträgt die maximale Ausgangsleistung 1,5 dBm bei 138 GHz und die 3 dB-Bandbreite reicht von 110 bis 190 GHz, was einer relativen Bandbreite von 53,3% entspricht.

Bei kleinen Eingangsleistungen von unter 2 dBm nimmt die Übereinstimmung an den Bandgrenzen zwischen den MMICs ab, die Bandbreite bleibt aber erhalten. Bei hohen Frequenzen oberhalb von 200 GHz zeigt sich eine Verlaufsänderung zum Verlauf bei 8 dBm Eingangsleistung. Dies ist alternativ in der Messung aus Abbildung 5.4 zu erkennen. Der steilere Verlauf der Leistungskonversion erklärt den Leistungsabfall ab 170 GHz.

Im Vergleich mit den in ADS erzielten Simulationsergebnissen in Abbildung 5.5 ist der Verlauf am unteren Ende um 4% zu höheren Frequenzen

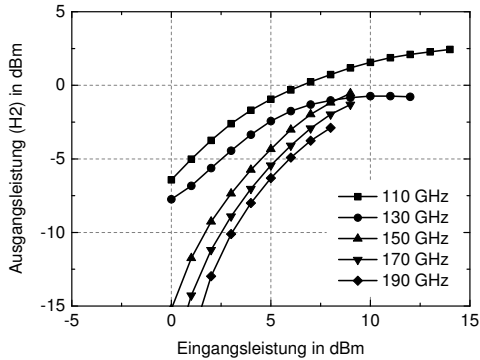


Abbildung 5.6.: Messung der Ausgangsleistung über der Eingangsleistung des Frequenzverdoppler MMICs ohne Ausgangsfilter. Die Kurven stehen jeweils für den Verlauf der Ausgangsfrequenzen von 110 bis 200 GHz in 20 GHz Schritten [4] © 2014 IEEE.

verschoben. Die Ausgangsleistung liegt in der Messung sogar 2 dB oberhalb der simulierten Werte. Die Modelle eignen sich, trotz der hohen Frequenzen, gut für die Simulation des Frequenzverhaltens.

Auf die Messung des klassischen Frequenzverdoppler MMICs folgt die Messung des Konversionsverhaltens über der Eingangsleistung des MMICs ohne Ausgangsfilterung. Dabei zeigt Abbildung 5.6 Messungen von 55 bis 95 GHz in 10 GHz Schritten, was Ausgangsfrequenzen von 110 bis 190 GHz entspricht.

Das Konversionsverhalten des Verdopplers ohne Filter unterscheidet sich deutlich von der zuvor betrachteten Version. Die fehlende Filterung schwächt den virtuellen Kurzschluss bei der Fundamentalfrequenz. Der Kurzschluss entsteht hier einzig durch den Phasenunterschied der Transistoren im Verdoppler, der bei dieser hohen Frequenz nicht mehr als perfekt anzusehen ist. Dadurch unterscheidet sich die Impedanz stärker über der Frequenz, was zu flacherem Konversionsverhalten von 110 bis 130 GHz führt. Dagegen verhalten sich die Kurven oberhalb 150 GHz ähnlich zum Verdopp-

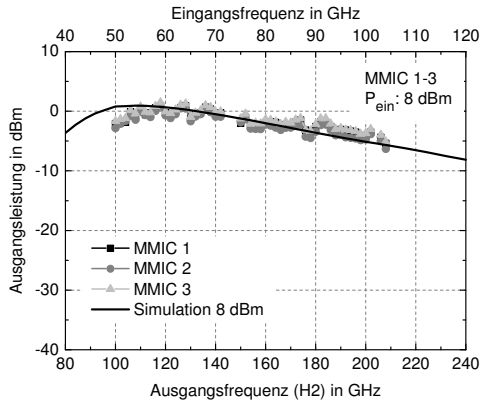


Abbildung 5.7.: Messung dreier MMICs eines Wafers über der Ein- (oben) und Ausgangsfrequenz (unten) für eine konstante Eingangsleistung von 8 dBm im Vergleich mit einer ADS Simulation [4] © 2014 IEEE.

ler mit Filter. Maximal erreicht die Schaltung eine Ausgangsleistung von 2,4 dBm was 0,5 dB weniger ist als bei der ersten Version.

Zur Bestimmung der Bandbreite wird die Schaltung mit einer konstanten Eingangsleistung von 8 dBm in den Bereichen von 50 bis 71 GHz und von 75 bis 104 GHz gemessen. Daraus ergibt sich die Messung in Abbildung 5.7. Auch in diesem Fall verhält sich die Schaltung sehr homogen und die drei untersuchten MMICs zeigen kaum Leistungsunterschiede zueinander.

Bei einer maximalen Ausgangsleistung von 1,4 dBm bei 118 GHz reicht die 3dB-Bandbreite von 100 bis 184 GHz, was einer relativen Bandbreite von 59 % entspricht. Dabei sind kleine Schwankungen um 150 und 176 GHz vernachlässigt. Die Bandbreite ist ohne Filter erwartungsgemäß größer als mit Ausgangsfiltration und übersteigt bei weitem die Bandbreite eines Hohlleiterbands.

Anwendungen mit interner Leistungskalibration, z. B. in der Messtechnik, erlauben großzügigere Bandbreitendefinitionen. Bestimmt man die Nutzbandsbreite für Ausgangspegel oberhalb von -5 dBm, ergibt sich für den

MMIC eine Bandbreite von 100 bis 208 GHz, was einer relativen Bandbreite von 70,1 % entspricht.

Auch hier zeigt der Vergleich mit der ADS Simulation in Abbildung 5.7 eine Abweichung an der unteren Bandbreitenkante. Hier beträgt die Frequenzverschiebung 9 % zu höheren Frequenzen. Erst ab einer Eingangsfrequenz von 55 GHz beschreibt die Simulation die Messung sehr gut. Im Gegensatz zum MMIC mit Filter, sagen die Modelle die Ausgangsleistung gut voraus, was sich gerade bei einer Kaskadierung der Schaltung positiv auf die Gesamtsimulation auswirkt.

5.2. Ultra-Breitband Frequenzverachtfacher

Eine Kaskade dreier Breitbandverdoppler soll einen Frequenzverachtfacher MMIC bilden. Hauptproblem dabei ist die Kontrolle der harmonischen Signalpegel auf dem Chip durch geschickte Anpassung, Filterung und Verstärkung. Die stark nichtlineare Funktionsweise und geringe Isolation der Breitbandvervielfacherzelle erschwert die Kaskadierung mehrerer Stufen auf einem einzelnen Chip. In den zuvor gezeigten Messungen filtert der Hohlleiter im Messsystem oder später im Modul die Fundamentale komplett aus dem Ausgangsspektrum. Im Fall der on-Chip-Kaskadierung ist dies nicht mehr gegeben.

Zusätzlich ist die Ausgangsleistung nach der Vervielfachung durch den Konversionsverlust nicht ausreichend, um die Folgestufe effizient zu betreiben. Abhilfe verschaffen Zwischenverstärker, die neben der Verlustkompensation die nichtlinearen Frequenzvervielfacherstufen durch ihre Rückwärtsisolation entkoppeln.

Die große Bandbreite birgt das Problem, dass ein flacher Verstärkungsverlauf über der Frequenz ungewollt harmonische Signalanteile der vorhergehenden Stufe mitverstärkt. Komprimiert der Verstärker, verschlechtert sich die Unterdrückung sogar. Die besonders kritische Fundamentalfrequenz wird daher durch einen vorgeschalteten Hochpassfilter gedämpft.

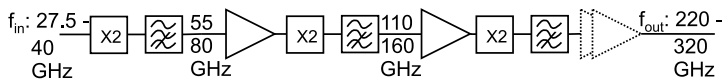


Abbildung 5.8.: Schaltungstopologie des integrierten Frequenzverachtfacher MMICs.

Abbildung 5.8 zeigt die Schaltungstopologie des Frequenzverachtfachers. Jeder Verdopplerstufe folgt ein Hochpassfilter und ein Treiberverstärker. Die Verwendung der 35 nm Technologie des IAF ermöglicht den Einsatz eines optionalen Verstärkers am Ausgang der Schaltung, um die Ausgangsleistung im Millimeterwellen Bereich weiter zu erhöhen. Die in der Zeichnung dargestellten Frequenzen sind die geplanten Grenzfrequenzen der Schaltung, die fast das gesamte H-Band¹ abdecken.

5.2.1. Verdopplerstufen

Alle Frequenzverdopplerstufen des Verachtfachers bestehen im Kern aus der bereits in den vorherigen Abschnitten gezeigten Vervielfacherzelle. Bei hohen Frequenzen im Millimeterwellenbereich ist durch die zunehmende Wirkung parasitärer Elemente keine ausreichende Unterdrückung der harmonischen möglich. Dennoch ermöglicht die Schaltungstopologie hohe Bandbreiten zusammen mit einer kompakten Bauform.

Da alle drei Stufen prinzipiell gleich aufgebaut sind, zeigt Abbildung 5.9(a) ein repräsentatives Schaltbild der Verdoppler. Beide Transistoren T_1 und T_2 sind für ein symmetrisches Layout jeweils doppelt ausgeführt und wie bereits beschrieben im Klasse-B Arbeitspunkt betrieben.

Der Eingang jeder Stufe ist jeweils durch die Beschaltung (l_1 bis l_3 und C_{ein}) möglichst gut an 50Ω angepasst. Dabei ist die Leitung l_2 in der ersten Stufe durch die geringe Eingangsfrequenz als diskrete Induktivität ausgeführt. Die Gateweite ist in jeder Stufe gleich und beträgt $2 \times 2 \times 18\mu\text{m}$.

¹220 bis 325 GHz

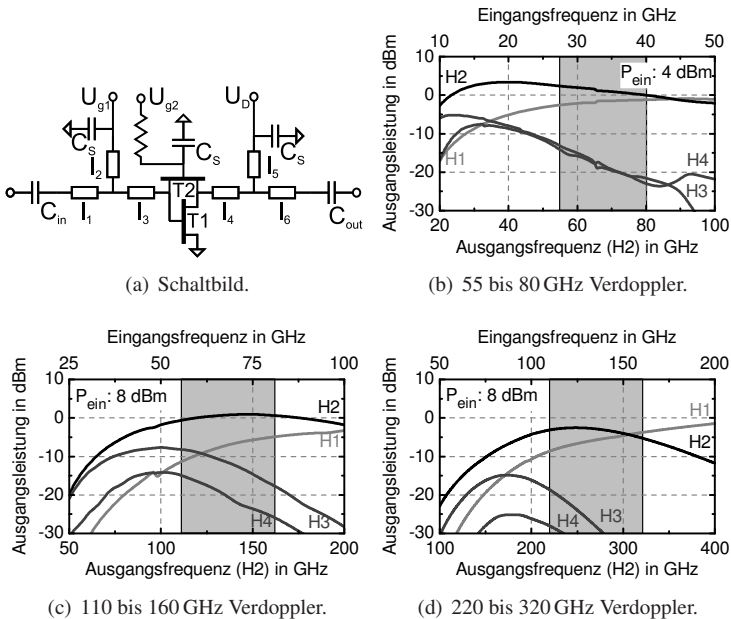


Abbildung 5.9.: Vereinfachtes Schaltbild der Verdopplerstufe und in ADS simulierte harmonische Signalanteile über der Eingangsfrequenz (obere Skala). Die Ausgangsfrequenz der zweiten Harmonischen ist in der unteren Skala angegeben und der jeweils relevante Frequenzbereich ist grau unterlegt.

Ausgangsseitig passen die Leitungen l_4 bis l_6 den Ausgang auf $50\ \Omega$ an. Die kleine Ausgangskapazität C_{aus} entkoppelt nicht nur die Versorgungsspannung von der nächsten Stufe, sondern dämpft auch den durch parasitäre Effekte durch den Verdoppler durchschlagenden fundamentalen Signalanteil.

Abbildung 5.9(b) zeigt den in ADS simulierten Verlauf der harmonischen Signalanteile über der Eingangsfrequenz für eine Eingangsleistung von $4\ \text{dBm}$. Der für das System interessante Ausgangsfrequenzbereich von 55 bis $80\ \text{GHz}$ ist grau unterlegt. Gerade bei moderaten Frequenzen funk-

tioniert die inhärente Unterdrückung der Fundamentalfrequenz noch gut. Mit steigender Eingangsfrequenz reduziert sich diese immer stärker, was im späteren System eine Filterung notwendig macht.

Der Abfall der Konversion bei Eingangsfrequenzen unter 15 GHz entsteht durch die Eingangskapazität C_{ein} . Höherwertige harmonische H3 und H4 sind durch die Funktion des Verdopplers bereits über 15 dBc unterdrückt. Somit benötigt man im späteren System keinen Bandpass, sondern lediglich ein Hochpassfilter.

Die zweite Verdopplerstufe ist analog zur ersten aufgebaut. Auch hier beschränkt die Eingangskapazität die Funktion bei niedrigen Frequenzen. In der Simulation in Abbildung 5.9(c) bei einer Eingangsleistung von 8 dBm zeigt sich eine etwas schlechtere Unterdrückung höherwertiger harmonischer Signalanteile, dafür eine verbesserte Unterdrückung der Fundamentalfrequenz. Möchte man eine Unterdrückung von mindestens 10 dBc erzielen ist auch hier nur ein Hochpass notwendig.

Auch die dritte Verdopplerstufe ist in Abbildung 5.9(d) mit einer Eingangsleistung vom 8 dBm in ADS simuliert. Bei dieser hohen Frequenz zeigt sich am Verlauf der zweiten Harmonischen H2 ein Bandbreitenverlust im Vergleich zu den vorgeschalteten Verdopplerstufen. Dennoch übersteigt die simulierte Bandbreite der Einzelstufe die grau unterlegte Zielbandbreite.

Auch wenn in dieser Stufe die fundamentale Frequenz H1 nicht gut unterdrückt wird, bleiben die höheren Harmonischen, wie in der ersten Stufe besser als 15 dBc unterdrückt. Es lässt sich somit die Fundamentalfrequenz leicht durch ein Hochpassfilter aus dem Spektrum filtern.

5.2.2. Zwischenstufenfilter

Wie in Kapitel 5.2.1 gezeigt, reicht mit steigender Frequenz die fundamentale Unterdrückung nicht mehr aus, um eine Folgestufe effizient zu betreiben. Gerade in der verketteten Schaltung führen unerwünschte Signalanteile im Spektrum zu hohen harmonischen Inhalten im Ausgangsspektrum, die durch

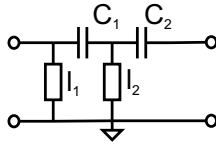
Filterung nicht kontrollierbar sind. Die Verkettung mit folgenden Verstärkern ist mit der gewünschten Bandbreite nur durch geschickte Filterung möglich.

Für die Funktion der nachfolgenden Stufen ist der Fundamentalanteil am kritischsten zu betrachten. Der Gewinn der eingesetzten Verstärker fällt nicht steil genug ab, um eine ausreichende Filterung der Fundamentalfrequenz zu gewährleisten. Prozessbedingte Schwankungen könnten den Gewinnverlauf der Verstärker zusätzlich zu niedrigeren Frequenzen schieben. Im Extremfall bedeutet dies eine Verstärkung der Fundamentalfrequenz im unteren Frequenzbereich der gewünschten Ausgangsbandbreite des Frequenzvervielfachers.

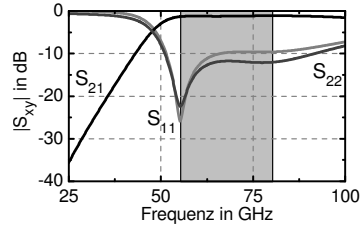
Aus diesem Grund folgt jedem Verdoppler ein zweistufiges Hochpassfilter. Gerade bei niedrigen Frequenzen zeichnet sich ein diskreter Filter durch kleinere Baugrößen aus, als z. B. eine $\lambda/4$ -Stichleitung. Die verwendete Topologie begünstigt die Verwendung eines Hochpasses durch die gute Unterdrückung hoher harmonischer Signalanteile. Ein Bandpass schränkt die Bandbreite erheblich ein und würde durch die Verwendung von Serieninduktivitäten erheblichen Platzbedarf benötigen.

Konkret sind alle Zwischenstufenfilter als zweistufige LC-Hochpässe ausgeführt. Das Schaltbild in Abbildung 5.10(a) zeigt die Verkettung der LC-Elemente. Durch die frühe Eigenresonanz bei hohen Frequenzen über 50GHz sind alle induktiven Elemente durch kurzgeschlossene Stichleitungen (l_1, l_2) realisiert. Durch die großen Spulen in der verwendeten Technologie reduzieren Stichleitungen die Chipfläche und lassen sich sehr einfach in die Schaltungen integrieren.

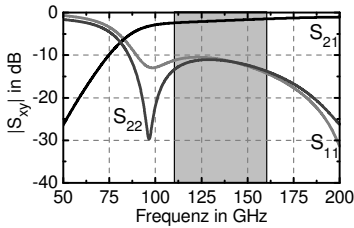
Die in ADS simulierte S-Parameter der entworfenen Filterstufen sind in Abbildung 5.10 zusammengefasst. Der für die jeweilige Stufe interessante Durchlassbereich ist grau unterlegt. Die Anpassung ($|S_{11}|, |S_{22}|$) ist in allen Fällen besser als -10 dB im Passband. Zur Vermeidung größerer Durchgangsverluste sind die Filter etwas zu unteren Frequenzen verschoben. Im schlechtesten Fall beträgt der Durchgangsverlust 2,5dB. Dieser Verlust und



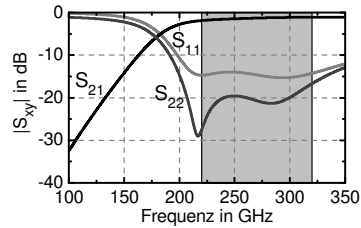
(a) Schaltbild.



(b) 55 bis 80 GHz Filter.



(c) 110 bis 160 GHz Filter.



(d) 220 bis 320 GHz Filter.

Abbildung 5.10.: Simulierte S-Parameter der einzelnen Zwischenstufenfilter und ein allgemeines Schaltbild. Der jeweils gewünschte Durchlassbereich ist grau unterlegt [17] © 2014 IEEE.

der leichte Anstieg von $|S_{21}|$ zu höheren Frequenzen wird durch die nachfolgenden Verstärker kompensiert.

Die große Bandbreite verhindert bei hohen Eingangsfrequenzen optimale Filterergebnisse. So liegt die Dämpfung des ersten Filters (Abbildung 5.10(b)) für die niedrigste Eingangsfrequenz von 27,5 GHz noch bei 31 dB, während sie bei 40 GHz nur noch 14 dB beträgt. Dies könnte zu Problemen bei hohen Eingangsfrequenzen führen.

5.2.3. Zwischenverstärker

Nach jedem Hochpassfilter folgt ein Verstärker. Dieser kompensiert die Konversionsverluste der vorherigen Stufe, erzeugt einen ausreichend hohen

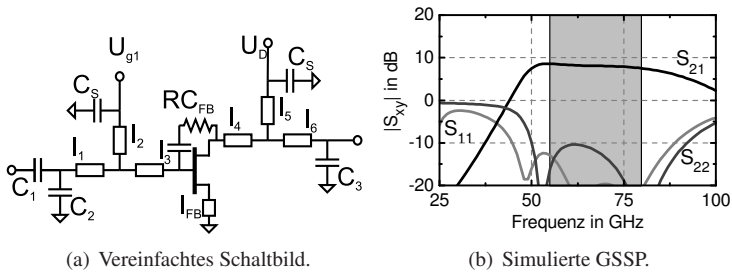


Abbildung 5.11.: Schaltbild und simulierte GSSP des ersten Zwischenverstärkers für den Passbereich von 55 bis 80 GHz bei einer Eingangsleistung von 0 dBm. Die Simulation beinhaltet den zugehörigen Hochpassfilter vor dem Verstärker [17] © 2014 IEEE.

Leistungspegel für den folgenden Verdoppler und entkoppelt durch dessen Isolation die Vervielfacher.

Eine gute Entkopplung erreicht man durch den Einsatz von Kaskodenverstärkern. Die Kaskode bietet neben höherem Kleinsignalgewinn auch eine sehr gute Rückwärtsisolation durch die reduzierte Millerkapazität einer Kaskode im Vergleich zur einfachen Sourceschaltung [Eil08].

Abbildung 5.11 zeigt das Schaltbild und die zugehörigen Großsignal S-Parameter (GSSP) bei einer simulierten Eingangsleistung von 0 dBm. Die in Abbildung 5.11(b) gezeigten GSSP beinhalten bereits die Filterstufe vor dem Verstärker. So ist die filternde Wirkung der gesamten Zwischenstufe besser zu erkennen. Der gewünschte Passbereich von 55 bis 80 GHz ist grau unterlegt.

Die Sourceschaltung in 35 nm Technologie des IAF zeichnet sich bei dieser moderaten Frequenz durch einen sehr großen Kleinsignalgewinn aus. Dieser birgt die Gefahr von Instabilität in sich. Diese Instabilitäten müssen bei dieser Frequenz durch mehrere Maßnahmen verhindert werden. Zunächst sorgt eine Sourcegegenkopplung durch die Sourceleitung (I_{FB}) für einen reduzierten Gewinn. Zusätzlich stabilisiert eine RC-Kopplung (RC_{FB}) von Drain zum Gate die Schaltung.

Anpassung erfolgt durch die Leitungen l_1 bis l_6 und die Kapazitäten C_1 bis C_3 . Der Ausgang scheint zunächst nicht Gleichspannungsentkoppelt zu sein, da eine Serienkapazität fehlt. In diesem Fall sorgt die Serienkapazität des auf den Verstärker folgenden Verdopplers für die Trennung der Spannungsversorgungen beider Schaltungen zueinander.

Im gewünschten Frequenzbereich von 55 bis 80 GHz beträgt die simulierte Großsignalverstärkung zwischen 8,5 dB bei 55 GHz und 7,5 dB bei 80 GHz. Da die Eingangsleistung in der Simulation konstant 0 dBm beträgt, entspricht die Verstärkung in dB der Ausgangsleistung in dBm. Der simulierte Ausgangspegel ist für die jeweils nachfolgende Stufe ausreichend.

Werden die gewünschten Anteile mindestens 7,5 dB verstärkt, beträgt die minimale Dämpfung der Fundamentalfrequenz bei 40 GHz 5 dB. Gleichzeitig ist die Anpassung an Ein- und Ausgang ($|S_{11}|$ und $|S_{22}|$) in der gesamten Funktionsbandbreite besser als 10 dB.

Die zweite Verstärkerstufe ist ein wenig anders aufgebaut als die erste. Dies ist aus zwei Gründen notwendig. Zum einen sorgt die doppelt so hohe Frequenz für geringere Gewinne und reduziert die Stabilisierungsmaßnahmen. Zum anderen wird bei diesen Frequenzen eine reduzierte koplanare Leitungsumgebung benutzt, was die Entwicklung etwas verändert, da nur noch eine Metalllage in der Leitungsumgebung nutzbar ist. Die stark skalierte Geometrie erschwert somit das Layout einer RC-Rückkopplung.

Das in Abbildung 5.12(a) gezeigte Schaltbild offenbart bereits leichte Veränderungen zur Vorgängerstufe. Hier ist die Stabilisierung der Kaskode in Form einer kurzen Verbindungsleitung l_3 ausgeführt. Die Anpassung erfolgt analog zur ersten Stufe, wobei hier sowohl Ein- als auch Ausgang gleichspannungsentkoppelt sind.

Auch in diesem Fall beträgt die simulierte Eingangsleistung konstant 0 dBm. Es ergibt sich nach Abbildung 5.12(b) ein Großsignalgewinn von 10 dB bei 110 GHz und 8,5 dB bei 160 GHz. Die simulierte Anpassung ist in allen Fällen besser als 6 dB.

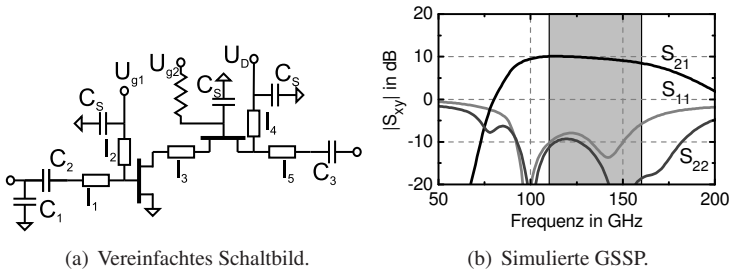


Abbildung 5.12.: Schaltbild und simulierte GSSP des mittleren Zwischenverstärkers für den Passbereich von 110 bis 160GHz bei einer Eingangsleistung von 0dBm. Die Simulation beinhaltet den zugehörigen Hochpassfilter vor dem Verstärker [17] © 2014 IEEE.

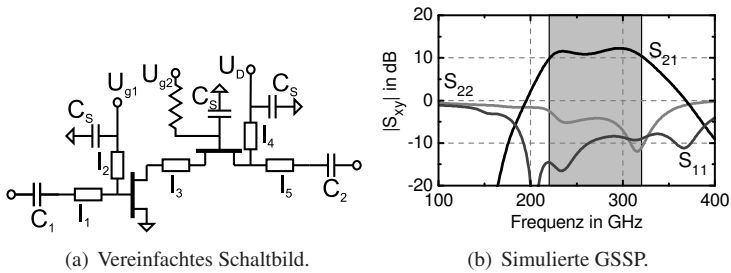


Abbildung 5.13.: Schaltbild einer von zwei identischen Stufen und simulierte GSSP des Ausgangsverstärkers für den Passbereich von 220 bis 320GHz bei einer Eingangsleistung von -10 dBm. Die Simulation beinhaltet den zugehörigen Hochpassfilter vor dem Verstärker.

Die letzte Stufe nach dem letzten der drei Frequenzverdoppler ist ein bereits bestehender zweistufiger Verstärker, der am IAF entwickelt wurde [TLM⁺08]. Durch die hohen Ausgangsfrequenzen von 220 bis 320GHz sind zwei Verstärkerstufen für einen Gewinn von ca. 10dB notwendig.

Beide Stufen zusammen ermöglichen einen Gewinn von 10dB, was bereits am Einzelverstärker messtechnisch verifiziert wurde [TLM⁺08]. Mit

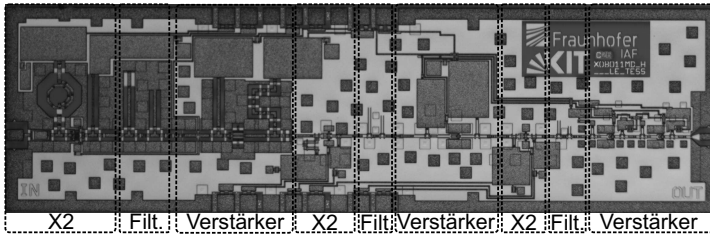


Abbildung 5.14.: Chipfoto des Frequenzverachtfacher MMICs. Die gesamte Chipfläche beträgt $3,25 \times 1,0 \text{ mm}^2$ [17] © 2014 IEEE.

einer Eingangsleistung von -10 dBm bedeutet ein Großsignalgewinn über 10 dB eine zu erwartende Ausgangsleistung von über 0 dBm .

Der steile Verlauf des Gewinns am unteren Frequenzrand sorgt für eine Dämpfung der höchsten Fundamentalfrequenz (160 GHz) von über 20 dB bei gleichzeitiger Verstärkung des gewünschten Signals um 10 dB .

Aus den einzelnen Schaltungsteilen wird zunächst ein MMIC ohne Ausgangsverstärker in 25 nm Technologie gefertigt. Der Chip ist $2,75 \times 1,0 \text{ mm}^2$ groß und dient der Verifikation der simulierten Frequenzkonversion. Diese kann gerade bei sehr hohen Frequenzen stark von der gemessenen abweichen.

Abbildung 5.14 zeigt die gesamte Schaltung mit Ausgangsverstärker. Die Gesamtgröße beträgt $3,25 \times 1,0 \text{ mm}^2$. Bei moderaten Frequenzen unter 80 GHz wird die verlustärmere größere Koplanarumgebung mit $50 \mu\text{m}$ Masse-Masse-Abstand verwendet. Nach dem ersten Verstärker verringert ein Taper den Masse-Masse-Abstand auf $14 \mu\text{m}$. Diese skalierte Leitungsumgebung verringert höhere Ausbreitungsmoden innerhalb der koplanaren Umgebung bei hohen Frequenzen und reduziert die Chipfläche.

Neben der Leitungsumgebung ist deutlich zu erkennen, dass die meiste Fläche durch die Verstärker eingenommen wird, da die Vervielfacherstruktur mit nur wenigen Leitungselementen zur Anpassung auskommt. Alle Vervielfacherspannungen sind von außen beschaltbar. Daher werden insgesamt 12 Spannungsanschlüsse auf dem Chip, jeweils sechs von oben

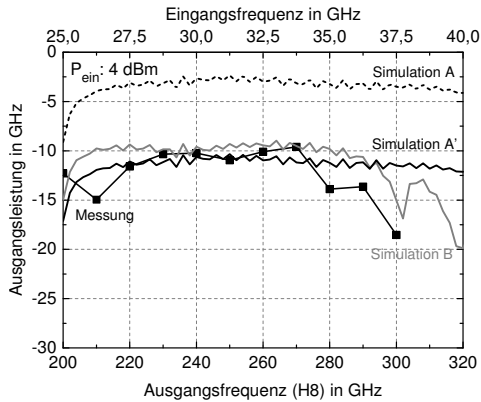


Abbildung 5.15.: Messung der Ausgangsleistung über der Frequenz bei einer konstanten Eingangsleistung von 4 dBm im Vergleich mit Simulationsergebnissen.

und von unten zugeführt. Die Spannungen der Verstärker stellt ein auf dem Chip integrierter Spannungsteiler ein. Zusätzlich verhindert dies die Zerstörung der Kaskodentransistoren durch eine falsche Einschaltreihenfolge. Der Spannungsteiler kann sich nur bei starker prozessbedingter Schwankung der Schwellspannung negativ auf die Leistung der Gesamtschaltung auswirken.

5.2.4. Messtechnische Verifikation

Ein erster Schritt ist die Untersuchung des Verachtfachers ohne Ausgangsverstärker. Die Leistungsmessung der Ausgangsleistung mit einer konstanten Eingangsleistung von 4 dBm ist in Abbildung 5.15 gezeigt. Die maximale Ausgangsleistung von $-9,6$ dBm liegt dabei weit unter dem in Simulation A erwarteten Leistungspegel.

Pegeldifferenzen in Simulationen langer Frequenzvervielfacherketten sind durchaus möglich. Kleine Modellungenauigkeiten wirken sich in jeder Kette aus und werden durch die Frequenzmultiplikation noch verstärkt. Zieht man nun von Simulation A 8 dB ab, erreicht man einen ähnlichen Pe-

gel wie die Messung. Dies entspricht Simulation A', kann allerdings nicht die geringere Bandbreite erklären. Durch anschließende dreidimensionale Feldsimulation (Simulation B) der letzten Vervielfacherstufe in Computer Simulation Technology Studio Suite (CST) lässt sich der gemessene Verlauf annähernd rekonstruieren. Ein Vergleich zwischen Simulation mit und ohne RF-Anschluss auf dem Chip zeigt, dass der Leistungsabfall bei höheren Frequenzen vom verwendeten RF-Anschluss herrührt.

Der Einsatz eines integrierten Abschlussverstärkers mit 10 dB Gewinn ermöglicht Ausgangspegel über 0 dBm. Die folgenden Messungen betreffen die in Abbildung 5.14 gezeigte Schaltung mit Ausgangsverstärker im 220 bis 320 GHz Frequenzbereich.

Abbildung 5.16 zeigt die Ausgangsleistung des MMIC über der Eingangsleistung. Die Kurven wurden mit einem Leistungsmessgerät aufgenommen. Der Verlauf der Kurven für Ausgangsfrequenzen unter 260 GHz zeigt eine langsame Sättigung der Konversionseffizienz. Darüber hinaus zeigt sich bei 260 GHz ein maximaler Gesamtkonversionsgewinn von 3,6 dB bei einer Eingangsleistung von -2 dBm. Ab einer Eingangsleistung von -1 dBm steigt die Konversion nicht mehr. In der Bandmitte sind ab einer gewissen Eingangsleistung die Zwischenverstärker gesättigt und erlauben keine höheren Leistungen zwischen den Stufen.

Im Zusammenspiel der geringeren Verstärkung der Zwischenverstärker bei hohen Frequenzen und höheren Verlusten durch Fehlanpassung an der Bandgrenze fällt die Konversionseffizienz bei höherer Eingangsfrequenz stark ab. In Abbildung 5.16 wird dies ab 280 GHz durch Verschiebung der Messkurve zu höheren Eingangsleistungen deutlich. Bis 300 GHz sind mit Eingangsleistungen von über 2 dBm Ausgangsleistungen über 0 dBm erreichbar.

Erst bei 320 GHz wird die Erzeugung der achten Harmonischen schwieriger. Die Messungen offenbaren allerdings nicht, ob die Effizienz durch falsche Harmonische schlechter wird, oder ob die Verstärker zwischen den Stufen bei diesen Frequenzen stark an Gewinn verlieren.

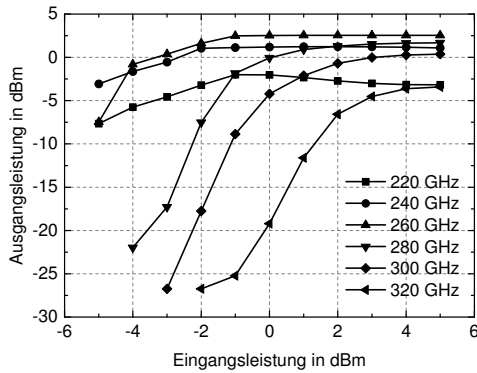


Abbildung 5.16.: Messung der Ausgangsleistung über der Eingangsleistung für Ausgangsfrequenzen von 220 bis 320 GHz in 20 GHz Schritten [17] © 2014 IEEE.

Die folgende Bestimmung der Bandbreite erfolgt bei einer konstanten Eingangsleistung von 4 dBm. Nach Abbildung 5.16 erlaubt dieser Pegel eine Nutzbandsbreite von 220 bis 320 GHz. Neben einer Leistungsmessung (Punkte) wird die Messung in Abbildung 5.17 durch eine spektrale Kontrollmessung ergänzt.

Diese Maßnahme ist bei der Messung des mehrstufigen MMICs unbedingt notwendig, da unerwünschte harmonische Signalanteile im Abstand der Eingangsfrequenz in das Ausgangsspektrum fallen. Trotz der geringen Messdynamik des verwendeten Aufbaus, zeigt die spektrale Messung eine gute Übereinstimmung mit den Leistungspegeln des Leistungsmessgeräts. An den Bandbreitenrändern unter 230 GHz und oberhalb 320 GHz ist die Unterdrückung 10 dB. Dazwischen zeigen sich in der Spektralanalysator-messung keine unerwünschten Harmonischen. Somit ist nachgewiesen, dass diese mindestens 20 dB unterdrückt sind. Die Empfindlichkeitsgrenze der spektralen Messung wird durch den grauen Hintergrund dargestellt.

Die Ausgangsleistung der reinen Leistungsmessung in Abbildung 5.17 ist oberhalb von 320 GHz stark durch die ungewollte sechste Harmonische (H6)

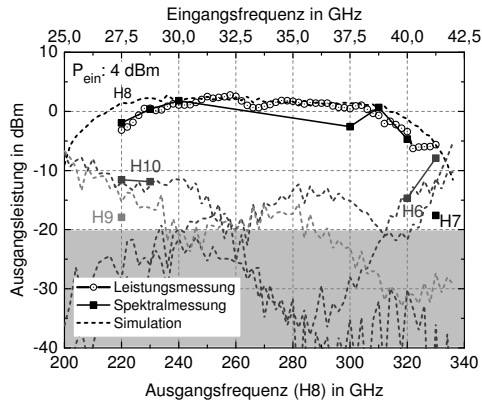


Abbildung 5.17.: Messung der Ausgangsleistung des Frequenzverachtlicher MMICs über der Eingangsfrequenz (obere Skala). Eine spektrale Kontrollmessung verifiziert die dominante Präsenz der gewünschten achten Harmonischen (H8).

dominiert. Dies untermauert die Notwendigkeit von Kontrollmessungen mit einer frequenzabhängigen Messmethode. Aus den Messungen ergibt sich eine Bandbreite von 220 bis 320GHz, was einer relativen Bandbreite von 37% entspricht.

Gestrichelt im Hintergrund ist die Simulation der Gesamtschaltung in ADS dargestellt. Sie zeigt eine gute Übereinstimmung mit der Messung. An den Rändern sind die Pegel der harmonischen Signalanteile gut berechnet. Bei 36GHz zeigt die Simulation einen Anstieg der siebten Harmonischen (H7), der in der Messung z. B. bei 300GHz nicht auftritt. Bei einer Ausgangsfrequenz von 300GHz liegt die Linie der siebten Harmonischen genau bei 262,5GHz und wäre bei ausreichender Leistung über -20 dBm messbar.

Tabelle 5.1.: Vergleich breitbandiger Frequenzvervielfacher in den Frequenzbereichen von 110 bis 220GHz und 220 bis 325 GHz.

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	Größe (mm ²)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)
[WXZ ⁺ 11] ¹	2	128-138	7,5	0,225	-1,5	-3
[AKK ⁺ 09] ¹	6	155-195	23	3,5	0	-6,5
[BKZ14] ⁴	3	119-135	12,6	0,36	10	7
[SRL ⁺ 05] ²	2	175-220	23	1,25	4	-10
[10]	2	128-220	52,8	0,375	1,8	-7
hier	2	110-190	53,3	0,375	1,5	-6,5
hier [4]	2	100-208	70,1	0,375	1,4	-6,6
[VDIb] ¹	3	220-330	40	n.a.	6,8	-13.2
[18] ^{1,3}	3	255-330	25,6	0,625	0	-6
[SP02] ¹	2	288-308	6,7	n.a.	-10.9	-19.9
[ÖHP11]	18	317-328	3,4	0,946	-3	-3
hier [17] ³	8	220-320	37	3,25	2,7	-2,3

¹ Single-Ended² Balanciert³ beinhaltet Ausgangsverstärker⁴ zweistufiges Vervielfacherkonzept

5.3. Zusammenfassung und Vergleich

Die in diesem Kapitel entwickelten Frequenzvervielfacher MMICs erweitern den Einsatzbereich der in Kapitel 3 gezeigten Vervielfacherzelle, in den Frequenzbereich über 100GHz. In diesem Bereich sind nur wenige balancierte aktive Frequenzvervielfacher veröffentlicht, wie die Zusammenfassung in Tabelle 5.1 zeigt. Im oberen Tabellenbereich sind Vervielfacher von 100 bis 220GHz und im unteren Bereich von 220 bis 325GHz aufgeführt.

Silizium basierte Lösungen zeigen dabei die geringsten Bandbreiten [WXZ⁺11, ÖHP11], gefolgt von in InP gefertigten MMICs [BKZ14, SP02].

Passive Realisierungen, wie in [VDIb] gezeigt, bieten volle Abdeckung eines Hohlleiterbandes mit einem einzigen Vervielfacher und gleichzeitig hohe Ausgangsleistungen. Aktive MMICs erreichen weniger Ausgangsleistung. Eine Ausnahme bildet der in [BKZ14] gezeigte Chip, der ein neues zweistufiges Vervielfacherkonzept zur Erzeugung hoher Ausgangsleistungen und Konversionseffizienz nutzt.

Frühere Ansätze balancierter Frequenzvervielfacher in einem mHEMT Prozess, wie in [SRL⁺05] erzielen ähnliche Bandbreiten wie einfachere Realisierungen [AKK⁺09] mit dem Nachteil großen Flächenverbrauchs durch den Koppler.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Vervielfacherzellen setzen im Bereich über 100GHz neue Standards im Bereich ultrabreitbandiger Frequenzvervielfacher MMICs. Neben höchsten Bandbreiten, im Vergleich mit dem Stand der Technik, vereint das Konzept Breitbandigkeit mit kompakter Bauweise und ermöglicht höhere Integrationsdichten bei hohen Frequenzen.

Dies zeigt der hier vorgestellte kaskadierte Frequenzverachtlicher MMIC, der fast das gesamte WR-3 Frequenzband von 220 bis 320GHz abdeckt und als Eingangsfrequenz maximal 40GHz benötigt, während der vergleichbare passive Verdreifacher, aus [VDIb], noch einen Hohlleitereingang im W-Band und höhere Eingangsleistung benötigt.

6. Frequenzvervielfacher im Submillimeterwellen und THz Frequenzbereich

In diesem Kapitel ist die Entwicklung integrierter Frequenzvervielfacher MMICs und S-MMICs für das in Kapitel 1.1 gezeigte bildgebende Radar beschrieben. Dabei reduzieren die Ein-Chip-Lösungen auf Modulebene erheblich Aufbaukosten und Verluste. Nach einer kurzen Einführung zur Wahl der Ein- und Ausgangsfrequenz und der Multiplikationsfaktoren folgt die Beschreibung der einzelnen Schaltungsstufen eines Frequenzversechsfacher S-MMICs mit einer Ausgangsbandbreite von 507 bis 672 GHz.

6.1. Signalerzeugungskonzept

Am Anfang der Entwicklung der in diesem Kapitel beschriebenen Signalquellen bei höchsten Frequenzen steht ein Systemkonzept zum effizienten Technologieeinsatz. Dabei spielt die am IAF bestehende Aufbautechnik und die vor der Arbeit bestehende Schaltungsvielfalt eine große Rolle. Auch aktive Frequenzvervielfachung nahe der Grenzfrequenz einer Technologie ist verlustbehaftet. Daher müssen bei der Integration meist zwischen den Frequenzvervielfachern Verstärker eingesetzt werden. Zusätzlich belegen Schaltungen bei moderaten Mikrowellenfrequenzen eine größere Chipfläche als Submillimeterwellenschaltungen. Die große Schaltungsvielfalt und das in der heutigen Zeit sehr gut adressierte W-Band ist eine gute Plattform für einen Technologiewechsel und somit eine gute Modulschnittstelle einer Vervielfacherkette.

Das Gesamtkonzept zur Erzeugung höchstfrequenter Signale sieht die Generierung eines hochreinen Oszillatorsignals im niedrigen GHz Bereich vor. Ein integrierter Frequenzvervielfacher MMIC vervielfacht dieses Signal ins W-Band. Dieses Frequenzband, um das weit genutzte atmosphärische Fenster um 94GHz, bietet eine ideale Ausgangsplattform für eine anschließende erneute Vervielfacherkette, die in einer schnelleren Technologie gefertigt werden kann.

Das W-Band bietet dabei folgende Vorteile:

- Ausreichend vorhandene Ausgangsleistung zum Betreiben von verlustbehafteten Folgestufen.
- Gut ausgebaute und kommerziell verfügbare Messtechnik.
- Kontrollierbare und effiziente Aufbautechnik ist bereits verfügbar [Sch08].
- Verstärker und Vervielfacher in robuster IAF 100nm Technologie ist verfügbar [26] [KMT⁺07].

Die Systemstruktur ist in Abbildung 6.1 schematisch dargestellt. Die eigentliche Frequenzerzeugung und Stabilisierung findet bei moderaten Frequenzen unter 20GHz statt. In der Regel stehen dabei ein durch eine PLL stabilisierter VCO oder ein vervielfachtes, durch DDS erzeugtes Signal zur Auswahl. Anschließend folgt eine Frequenzvervielfachung mit einem MMIC, der das W-Band als Ausgangsfrequenz erreicht. Dieser MMIC ist durch die Ausgangsfrequenz bis 110GHz in der robusten 100nm Technologie realisierbar.

Das W-Band dient dann als Plattform für einen Technologiewechsel, da nachfolgende Frequenzvervielfacherstufen in einer schnelleren Technologie gefertigt werden. Das W-Band Signal wird anschließend durch einen zweiten MMIC in den höheren Millimeterwellen oder sogar Submillimeterwellen Frequenzbereich vervielfacht. Dabei sind fast alle Frequenzen von

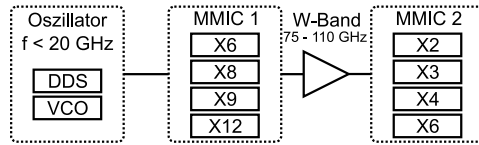


Abbildung 6.1.: Signalquellenkonzept zur effizienten Erzeugung stabiler Quellen im Submillimeterwellen Frequenzbereich. Das W-Band ist eine geeignete Plattform für einen Technologiewechsel.

Tabelle 6.1.: Aus W-Band erreichbare Ein- und Ausgangsfrequenzen.

N - MMIC 1	f_{ein} (GHz)	N - MMIC 2	f_{aus} (GHz)
12	$6,25 - 9,1\bar{6}$	2	150 - 220
9	$8,3 - 12,2$	3	225 - 330
8	$9,375 - 13,75$	4	300 - 440
6	$12,5 - 18,3$	6	450 - 660

150 bis 660 GHz mit Verdopplern und Verdreifachern erreichbar, die sich in einer aktiven Technologie auf einen einzigen MMIC fertigen lassen.

Die dafür benötigten Eingangsfrequenzen für den Oszillator und die vom W-Band erreichbaren Ausgangsfrequenzen sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Alle Faktoren N lassen sich durch Kaskaden von Verdopplern und Verdreifachern realisieren. Diese sind in einer FET basierten Technologie am effektivsten. Integrierte kaskadierte Vervielfacher MMICs ermöglichen dabei eine breite Auswahl an Eingangsfrequenzen von 6,25 bis 18,33 GHz.

6.2. Frequenzverdreifacher ins H-Band

Die erste Stufe für den in dieser Arbeit beschriebenen Frequenzverdreifacher S-MMIC bildet ein Frequenzverdreifacher. Es stellt sich die Frage, warum die erste Stufe ein Verdreifacher ist und nicht die zweite Stufe der Schaltung. Der erste Grund ist die geringe Effizienz von FET basierten Frequenzverdreifachern [Maa03, Cam98]. Mit steigender Frequenz nimmt

diese Problematik weiter zu. Des Weiteren benötigt man für einen Klasse-A Frequenzverdreifacher, wie in Kapitel 2.3.1 beschrieben, genügend Eingangsleistung, um den Transistor in Kompression zu betreiben. Das W-Band bietet dabei eine Vielzahl von Möglichkeiten, ausreichend Eingangsleistung für den geplanten Frequenzverdreifacher zu erzeugen.

Ein weiterer Grund ist, dass die Frequenzen um 300GHz bereits einen interessanten Frequenzbereich darstellen und auf dem IAF Prozess bereits Verstärker [TLM⁺08], Mischer [KTM⁺09] und Module [TLH⁺09] für die weitere Kaskadierung fertig entwickelt sind und sich der Frequenzbereich um 300GHz als Zwischenstufe bestens anbietet.

Die Verstärker können den Konversionsverlust einer ineffektiven Frequenzverdreifachung durch den FET Frequenzverdreifacher ausgleichen und einen Frequenzverdoppler mit ausreichend Eingangsleistung versorgen.

6.2.1. Bandpass gefilterter Frequenzverdreifacher

Der Frequenzverdreifacher in den 300GHz Frequenzbereich ist ein Klasse-A Verdreifacher. Dabei wird ein FET Verstärker in Kompression betrieben und die dadurch entstehende dritte Harmonische aus dem Ausgangsspektrum gefiltert. Im Gegensatz zu Frequenzverdopplern steht man dabei mehreren Herausforderungen gegenüber. Zum einen kann die Fundamentalfrequenz nicht durch ein einfaches $\lambda/4$ Stichleitungsfilter unterdrückt werden, da dieses Filter die gewünschte dritte Harmonische unterdrücken würde. Zusätzlich sorgt der Klasse-A Betrieb im Zusammenspiel mit der hohen Eingangsleistung für Stabilitätsprobleme, da der Ausgang bei der Fundamentalfrequenz gezielt fehlangepasst ist.

Zunächst soll das Filterproblem durch einen Bandpassfilter auf Basis gekoppelter Leitungen gelöst werden. Abbildung 6.2(a) zeigt das vereinfachte Schaltbild der ersten Frequenzverdreifacherversion. Der Eingang wird durch die Leitungen l_1 und l_2 auf 50Ω im W-Band angepasst. Am Schaltungsausgang filtert die Stichleitung l_3 die zweite Harmonische und alle geradzahli-

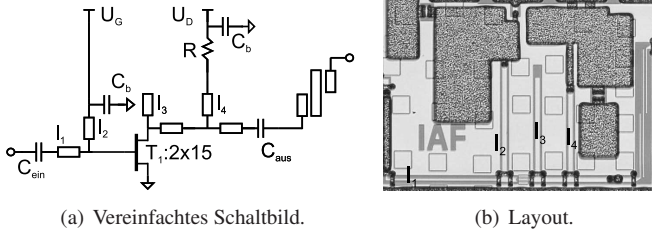


Abbildung 6.2.: Schaltbild und Layout des Bandpass gefilterten Frequenzverdreifacher MMICs.

gen Harmonischen. l_4 und C_{aus} passen die Schaltung um 300GHz auf 50Ω an.

Selbst eine sehr kleine Kapazität C_{aus} genügt nicht, um die Fundamentalfrequenz ausreichend zu unterdrücken. Daher folgt ein Bandpassfilter aus zwei auf einander folgenden gekoppelten Leitungen, welches durch eine dreidimensionale Feldsimulation entwickelt wird. Im in Abbildung 6.2(b) gezeigten Layout nimmt dieser Koppler allerdings eine große Chipfläche ein. Zusätzlich führt die Ausführung zu einem nach oben auf dem Chip versetzten Schaltungsausgang, was eine Kaskadierung erschwert.

Abbildung 6.3 zeigt die Simulationsergebnisse des Frequenzverdreifachers für unterschiedliche Eingangsleistungspegel eines 100GHz Eingangssignals (Abbildung 6.3(a)) und für eine konstante Eingangsleistung von 10dBm über der Frequenz (Abbildung 6.3(b)).

Erreichen den Verdreifacher Leistungspegel, die zu Kompression des Drainstroms führen, sind unerwünschte Harmonische durch das eingesetzte Bandpassfilter über 20dB unterdrückt. Die Simulation über der Frequenz zeigt allerdings eine Schwachstelle im Design auf. Die Ausgangsbandbreite unter 250GHz wird hauptsächlich durch die Stichleitung l_3 eingeschränkt, die zur Unterdrückung der zweiten Harmonischen dient. Trotzdem setzt die unterdrückende Wirkung bei der vierten Harmonischen (H4) erst oberhalb von 270GHz ein, da die Frequenz von H4 bei Eingangsfrequenzen

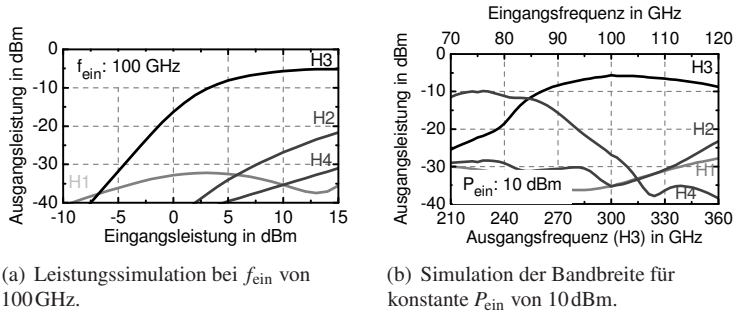


Abbildung 6.3.: Simulationsergebnisse des bandpassgefilterten Frequenzverdreifacher MMICs.

von 70 bis 85 GHz noch voll in den geplanten Zielfrequenzbereich der dritten Harmonischen H3 fällt. Ohne die Stichleitungen könnten daher höhere Bandbreiten möglich sein. In der Simulation hat die Schaltung mit Stichleitung eine Bandbreite von 267 bis 360 GHz und eine Ausgangsleistung von ca. -5 dBm .

6.2.2. Kompakter Frequenzverdreifacher

Der nächste Schritt ist die Entwicklung eines Frequenzverdreifachers, der ohne Ausgangskoppler eine ausreichend gute Unterdrückung der Harmonischen erreicht. Ein Verzicht auf den Ausgangskoppler bietet einige Vorteile. Diese sind:

- Ein- und Ausgang der Schaltung sind auf gleicher Höhe möglich
- Kopplerverluste werden vermieden
- In einer kaskadierten Schaltung fällt eine lange Verbindungsleitung vom oberen Koppleranschluss weg, was Verluste reduziert
- Chipflächensparnis

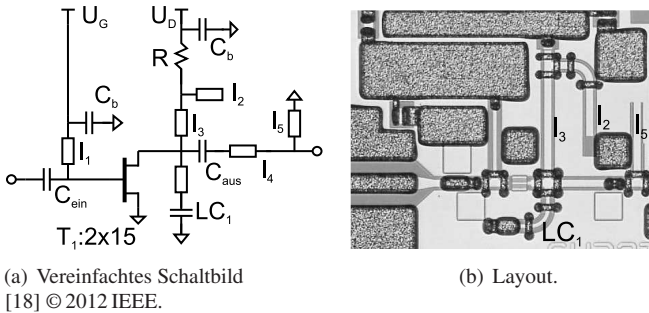


Abbildung 6.4.: Schaltbild und Layoutfoto des kompakten Frequenzverdreifachers ohne Leitungskoppler.

Das Schaltbild und Layout des nach diesem Schema entwickelten Frequenzverdreifachers zeigt Abbildung 6.4. Wie bereits zuvor, wird auch hier der Schaltungseingang im W-Band auf 50Ω konjugiert komplex angepasst. Der entscheidende Unterschied zur ersten Schaltungsversion aus Kapitel 6.2.1 ist das Anpassnetzwerk am Ausgang. Die Filterung der Fundamentalfrequenz erfolgt durch das LC-Filter LC_1 . Die hohe Frequenz ermöglicht den Einsatz einer 70Ω Leitung als Induktivität, die mit einer Kapazität abgeschlossen wird. Gemeinsam bilden diese Elemente ein LC-Filter mit der Fundamentalfrequenz als Resonanzfrequenz.

Stabilisiert wird der in Klasse-A betriebene FET durch den Widerstand R . Zur Vermeidung von Verlusten transformiert l_2 einen Leerlauf um $\lambda/4$ bei 300GHz in einen Kurzschluss, den die weitere $\lambda/4$ Transformation von l_3 in einen Leerlauf transformiert. Dadurch beeinflusst der Widerstand keine Signale um ungeradzahlige Vielfache der Eingangsfrequenz. Darüber hinaus erfolgt über den Widerstand die Spannungsversorgung des Transistors. Der Spannungsabfall muss daher bei der Beschaltung berücksichtigt werden. Höhere Harmonische und verbleibende Anteile der Fundamentalfrequenz filtert die nachgeschaltete kurzgeschlossene Stichleitung l_5 .

6. Frequenzvervielfacher im Submillimeterwellen und THz Frequenzbereich

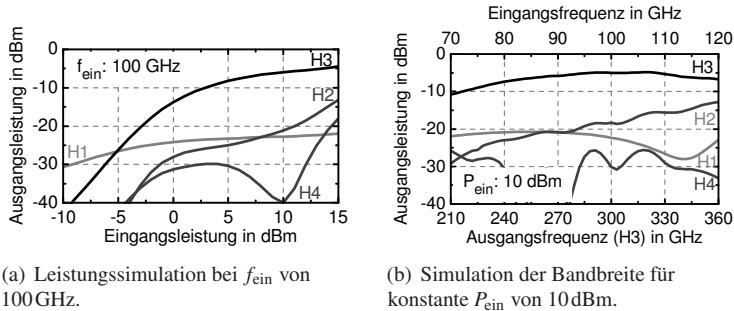


Abbildung 6.5.: Simulationsergebnisse der des kompakten Frequenzverdreifacher MMICs ohne Koppler.

Das in Abbildung 6.4(b) abgebildete Chipfoto zeigt das kompakte Layout. Dabei sorgt eine Kurve für geringen Flächenverbrauch des nach unten abzweigenden LC_1 Filters. Die Chipfläche des kompakten Verdreifachers beträgt lediglich $0,274 \times 0,233 \text{ mm}^2$, während die erste Version inklusive Koppler eine Fläche von $0,438 \times 0,286 \text{ mm}^2$ belegt. Dies entspricht einer Flächensparnis von 51 % durch Verzicht des Kopplers.

Sowohl für eine konstante Frequenz als auch für eine konstante Eingangsleistung sind die Simulationsergebnisse in Abbildung 6.5 dargestellt. Dabei zeigt die Simulation über der Eingangsleistung bei einer Eingangsfrequenz von 100 GHz in Abbildung 6.5(a), dass für eine Unterdrückung von mehr als 10 dB mindestens 0 dBm Eingangsleistung notwendig ist.

Wie erwartet zeigt die Simulation über der Frequenz in Abbildung 6.5(b), durch den Verzicht auf das Stichleitungsfilter für die zweite Harmonische, eine höhere Ausgangsbandbreite von 234 bis 360 GHz. Die Unterdrückung liegt unterhalb einer Eingangsfrequenz von 114 GHz immer zwischen 10 und 15 dB.

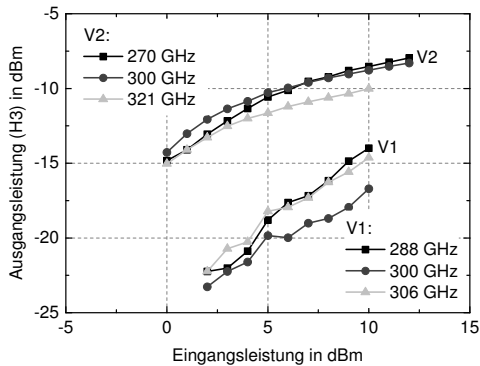


Abbildung 6.6.: Ausgangsleistung über der Eingangsleistung des Frequenzverdrehfachers mit Koppler (V1) und des kompakten Frequenzverdrehfachers (V2).

6.2.3. Messtechnische Verifikation

Abbildung 6.6 zeigt die Ausgangsleistung über der Eingangsleistung beider Frequenzverdrehfacherversionen bei unterschiedlichen Frequenzen. Für die erste Version mit Ausgangskopplfilter (V1) bei 288, 300 und 306 GHz und für den kompakten Frequenzverdrehfacher bei 270, 300 und 321 GHz. Dabei muss beachtet werden, dass beide Schaltungen zu unterschiedlichen Zeiten, auf unterschiedlichen Produktionsdurchläufen und sogar in unterschiedlicher Technologie gefertigt wurden, nämlich V1 in 50 nm und V2 in 35 nm Technologie. Ein Vergleich der wichtigsten Kenndaten dieser Technologien ist Anhang B zu entnehmen. Erfahrungsgemäß zeigen Verstärker dieser beiden Technologien um 300 GHz ähnliche Ergebnisse [TLM⁺ 10].

Für V1 beträgt im gesamten Messbereich von 2 bis 10 dBm der Anstieg der Ausgangsleistung 1 dB pro dB Eingangsleistungssteigerung. Eine Sättigung der Konversion ist selbst bei der höchstmöglichen Eingangsleistung von 10 dBm nicht zu beobachten. Entgegen der simulierten Ergebnisse aus Abbildung 6.3(a) beträgt die Ausgangsleistung lediglich -14 dBm. Im Gegensatz dazu lieferten andere Versionen des Frequenzverdrehfachers bessere

Übereinstimmungen mit Simulationsergebnissen [2, 16]. Diese Schaltungsvarianten sind nicht berücksichtigt, da diese nicht mit einem Nachverstärker integriert wurden.

Der kompakte Frequenzverdreifacher MMIC zeigt ein wesentlich effizienteres Konversionsverhalten auf und komprimiert bei 288 GHz ab 5 dBm und sowohl bei 300 als auch bei 321 GHz bei 3 dBm Eingangsleistung. Die maximale Ausgangsleistung beträgt -8 dBm was immer noch 3 dB unterhalb des simulierten Pegels aus Abbildung 6.5(a) liegt.

Für einen robusten Betrieb der Schaltung sind extrem hohe Eingangspegel über 10 dBm in dieser Technologie nicht empfehlenswert, da hohe Gatespannungen U_{gs} entstehen und ein Gatestromfluss einsetzt. Ein Gatestrom im mA Bereich führt zu einer verringerten Lebensdauer und somit zu einer erhöhten Ausfallrate.

Über der Frequenz bestätigt die Messung mit konstanter Eingangsleistung den über der Eingangsleistung beobachteten Leistungsunterschied beider Chipversionen. Über der gesamten Messbandbreite zeigt V1 mindestens 5 dB weniger Ausgangsleistung als die kompakte Vervielfacherversion (V2) in Abbildung 6.7. Neben einem höheren Ausgangspegel, der bei 309 GHz ein Maximum von $-7,6$ dBm aufweist, ist die Ausgangsleistung über der Eingangsfrequenz flach und zeigt in der gemessenen Bandbreite von 255 bis 324 GHz noch keinen 3 dB Abfall der Ausgangsleistung, was auch den erwarteten Ergebnissen der Simulation aus Abbildung 6.13(b) entspricht.

Für die erste Version gilt dies nur eingeschränkt. Der bei der Messung eingesetzte Leistungsverstärker am Schaltungseingang erlaubt eine Messung von 95 bis 105 GHz, was Ausgangsfrequenzen von 285 bis 315 GHz bedeutet. In Abbildung 6.7 sind deutliche Leistungseinzüge von 3 dB bei 300 und 310 GHz zu erkennen. Diese Einzüge könnten auf in der Schaltung unerwünschte Signalanteile schließen lassen. Das im Messaufbau eingesetzte HPF nimmt diese Signalanteile aus dem Spektrum und verringert die messbare Gesamtleistung.

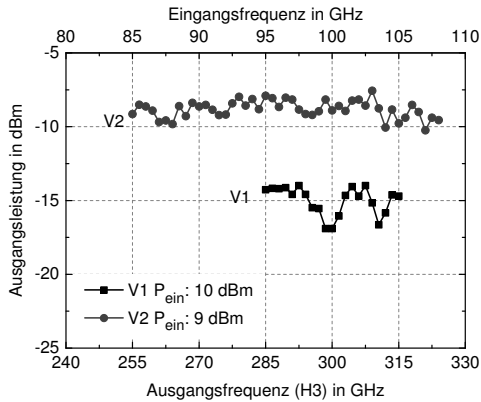


Abbildung 6.7.: Ausgangsleistung über der Frequenz beider Frequenzverdreifacher-Versionen für konstante Eingangsleistungen von 9 und 10 dBm.

6.2.4. Integrierte H-Band Quelle

Als nächstes folgt die Verkettung des Frequenzvervielfachers mit einem Verstärker, um einerseits einen nutzbaren Leistungspegel im H-Band für H-Band Anwendungen zu erzeugen und andererseits, um eine dem Verdreifacher folgende Vervielfacherstufe mit ausreichend Leistung betreiben zu können.

Daher werden in dieser Arbeit die Vorteile aktiver Frequenzvervielfachung ausgenutzt und die in Kapitel 6.2.1 und Kapitel 6.2.2 entwickelten Frequenzverdreifacher mit bereits am IAF vorhandenen H-Band Verstärkern integriert [TLM⁺08]. Diese Kombination bildet eine H-Band Signalquelle für diverse Anwendungen oder für weitere Integrations Schritte. Beide MMICs zeigt Abbildung 6.8. Der Ausgangsverstärker ist in beiden Fällen exakt identisch. Weiter sind beide Chips in der 35 nm Technologie des IAF gefertigt, wodurch ein direkter Vergleich besser möglich ist als bei den Einzelschaltungen in Kapitel 6.2.3.

Vom Layout beider Schaltungen fällt zunächst die erhebliche Platzersparnis des kompakten Frequenzverdreifachers auf. Ein Rahmen um den

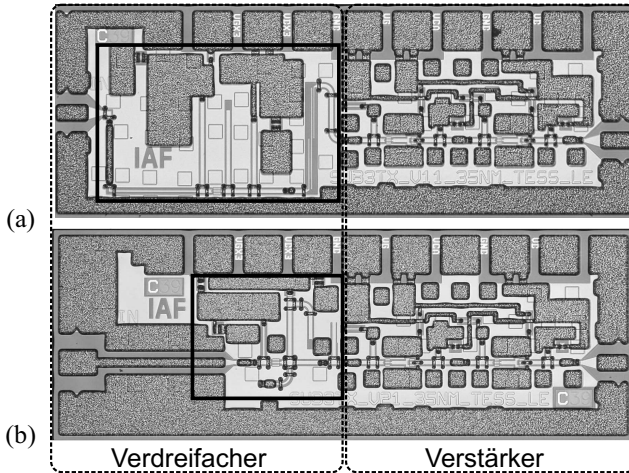


Abbildung 6.8.: Chipfotos der integrierten H-Band Quellen mit jeweils V1 (a) und V2 (b) als Frequenzverdreifacher. Der schwarze Rahmen verdeutlicht die Platzersparnis des kompakten Frequenzverdreifachers.

Frequenzverdreifacher macht dies sehr deutlich. Für eine bessere Austauschbarkeit bei einer späteren Modulintegration, bleibt trotz der Platzersparnis die Gesamtchipgröße von $1,25 \times 0,5 \text{ mm}^2$ gleich. Der nach oben versetzte Ausgang der ersten Version sorgt für zusätzliche Verluste durch eine lange Anschlussleitung an den nachfolgenden Verstärker, die bei der kompakten Version (V2) restlos entfällt. Gesamt sollte dies zu einem höheren Konversionsgewinn bei der zweiten Version führen.

Ein erster Vergleich beider Chipversionen zeigt Abbildung 6.9 für eine Eingangsfrequenz von 100 GHz. Dabei liegt die Ausgangsleistung der ersten Version mit dem Verdreifacher aus Kapitel 6.2.1 ein knappes dB unterhalb der Leistung der zweiten Version (V2). Die Verluste auf dem Chip durch die Leitung und die schlechtere Konversion der ersten Verdreifacherversion werden besonders bei einer Eingangsleistung von 0 dBm deutlich. Hier unterscheidet sich nicht nur die Ausgangsleistung, sondern verringert sich der Konversionsgewinn erheblich stärker als bei V2.

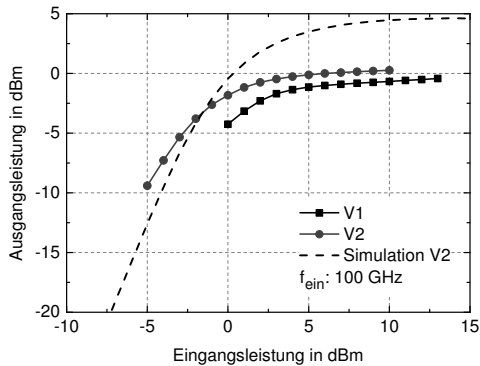


Abbildung 6.9.: Ausgangsleistung über der Eingangsleistung beider H-Band Quellen bei einer Eingangsfrequenz von 100GHz.

Die gestrichelte Linie stellt das simulierte Ergebnis von V2 aus ADS den Messdaten (Kreise) gegenüber. Neben einer größeren Steigung sagt das Modell fast 4dB höhere Ausgangsleistungen voraus. Im Fall einer Kaskadierung müssen diese Verluste in der Simulation nachträglich eingefügt werden. Die maximale Ausgangsleistung erreicht bei V2 ungefähr 0dBm und der auf dem Chip integrierte Verstärker aus [TLM⁺08] ermöglicht einen maximalen Konversionsgewinn von $-1,6$ dB bei einer Eingangsleistung von -1 dBm.

Darauf folgt der Bandbreitenvergleich beider Schaltungen für konstante Eingangsleistungen von 9dBm (V1) und 6dBm (V2) über der Frequenz in Abbildung 6.10. Wie auch der Einzelchip aus Kapitel 6.2.3, zeigt auch hier der Frequenzverdreifacher mit Koppler Einzüge im Frequenzverlauf, die bei der zweiten Version (Kreise) nicht vorhanden sind. Im Frequenzbereich um 285 und 310GHz erreichen beide MMICs ungefähr die gleiche Ausgangsleistung um 0dBm. Allerdings sind dafür bei der zweiten Version 3dB weniger Eingangsleistung notwendig, was einen Systemaufbau wesentlich vereinfacht, da die Anforderungen an einen vorgeschalteten Leistungsverstärker sinken.

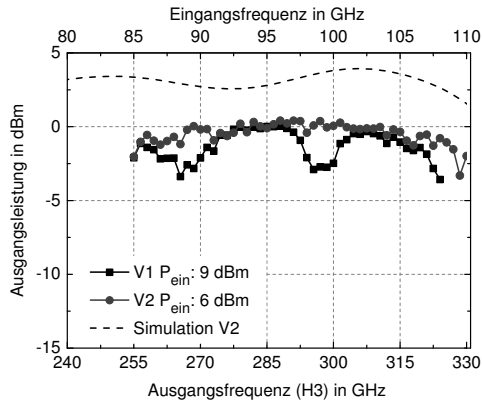


Abbildung 6.10.: Ausgangsleistung über der Frequenz beider Frequenzverdreifacherversionen für konstante Eingangsleistungen von 6 und 9 dBm.

Die zweite Chipversion der H-Band Quelle erreicht eine maximale Ausgangsleistung von 0,4 dBm bei einer Eingangsfrequenz von 97 GHz. Trotz der breitbandigen Messung, ist die 3 dB Bandbreite noch nicht erreicht, was eine Bandbreite von mindestens 255 bis 330 GHz, oder auch 25,6% bedeutet. Alle Messungen zeigen, dass die zweite Chipversion in allen Belangen die bessere Wahl für eine zukünftige Verwendung ist.

Wie bereits zuvor steht die gestrichelte Linie für das Simulationsergebnis von V2 aus ADS. Auch hier zeigen die verwendeten Großsignalmodelle erhebliche Unterschiede und liefern mindestens 3 dB mehr Ausgangsleistung als die Messung. Die Modelle sind für die Beschreibung der auf Kompression beruhenden Verdreifachung im hohen Millimeterwellen Frequenzbereich weniger gut geeignet als für die Verdopplung.

6.3. Integrierter H-Band Empfänger

Außer zur Kaskadierung eignet sich der in dieser Arbeit verwendete Prozess zur multifunktionalen Integration unterschiedlicher Komponenten. Zusätzlich zu Verstärkern sind dabei Mischer interessant. Beispielphaft ist in

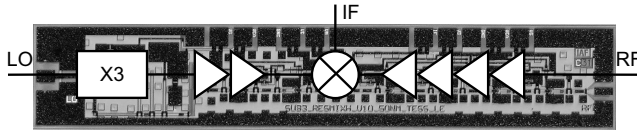


Abbildung 6.11.: Integrierter 300GHz Empfänger MMIC. Durch den Einsatz des Frequenzverdreifachers genügt ein 100GHz LO Signal [30].

Abbildung 6.11 ein 300GHz Empfängerchip dargestellt. Auf diesem Chip erzeugt der in dieser Arbeit entwickelte Frequenzverdreifacher ein 300GHz LO Signal und speist einen auf dem MMIC integrierten Mischer. Vor dem Mischer ist ein rauscharmer Verstärker (LNA) platziert.

Durch die Integration lassen sich mindestens sechs verlustbehaftete 300GHz Hohlleiterübergänge einsparen. Insbesondere die eingesparten Verluste zwischen LNA und Mischer verringern die Gesamtrauschzahl des Empfängers. Ein Vergleich des Konversionsgewinns mit und ohne Frequenzverdreifacher zeigt eine Differenz von 3dB zugunsten des Mixers ohne Verdreifacher.

Die durch den Frequenzverdreifacher auf 100GHz verringerte Eingangsfrequenz senkt die Modulkosten durch einen leichter zu handhabenden 100GHz Hohlleiterübergang und verringert die Systemkomplexität durch die Verschiebung der Signalaufbereitung ins heute kommerziell gut ausgestattete W-Band.

6.4. Frequenzverdoppler auf 600 GHz

Als letzte Vervielfacherstufe im Frequenzversechsfacher dient ein Frequenzverdoppler S-MMIC in konventioneller Verdopplertopologie. Die Überlegungen aus Kapitel 3.3 zeigen, dass bei dieser Frequenz konventionelle Verdoppler höhere Ausgangsleistungen erreichen als die in dieser Arbeit entwickelte Topologie. Als nichtlineares Element dient in diesem Fall eine einfache FET Verstärkerstufe mit einer Gateweite von $2 \times 5 \mu\text{m}$. In einem

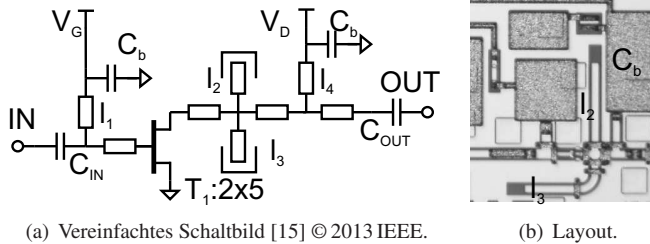


Abbildung 6.12.: Schaltbild und Layoutbild des Frequenzverdopplers in den 600 GHz Frequenzbereich.

Klasse-B Arbeitspunkt arbeitet die FET-Stufe wie in Kapitel 2.3.2 beschrieben als klassischer aktiver Frequenzverdoppler.

Abbildung 6.12 zeigt die schematische Darstellung der Verdopplerstufe. Der Eingang ist mit Hilfe der Leitung l_1 und der Koppelkapazität C_{ein} im Eingangsfrequenzbereich um 300 GHz auf 50Ω angepasst. Am Ausgang der Schaltung transformiert die $\lambda/4$ Stichleitung l_2 einen Leerlauf bei der Fundamentalfrequenz in einen Kurzschluss und schließt somit die Fundamentalfrequenz und höherwertige ungeradzahlige Harmonische kurz. Um die gewünschte Ausgangsfrequenz bei der doppelten Eingangsfrequenz hat l_2 keinen Einfluss. Für eine möglichst verlustarme Anpassung sorgen l_4 und C_{aus} , die den Ausgang um 600 GHz an 50Ω anpassen.

Die Simulationsergebnisse des Verdopplers zeigt Abbildung 6.13. Bei einer konstanten Eingangsleistung von 0 dBm reicht die simulierte Ausgangsbandbreite von 518 bis 726 GHz, was einer relativen Bandbreite von 33 % entspricht. Diese Bandbreite kann in einer Kaskade kaum erreicht werden. Zum einen ist in der Realität keine perfekte Anpassung an Ein- und Ausgang möglich, zum anderen ist in einer integrierten Schaltung keine perfekt konstante Eingangsleistung realisierbar. Jedes dB Leistungsunterschied am Eingang bedeutet bei einem Frequenzverdoppler bis zu 2 dB Leistungsunterschied am Ausgang.

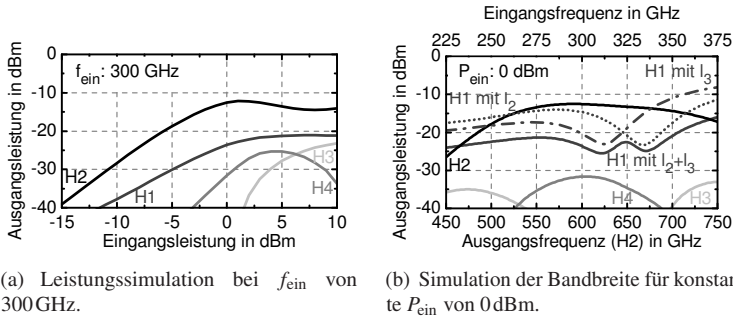


Abbildung 6.13.: Simulationsergebnisse des Frequenzverdoppler S-MMICs. Die Parallelschaltung zweier Stichelungen (l_2, l_3) erhöht die Bandbreite der Fundamentalfrequenzunterdrückung.

Weiterhin zeigt die Simulation, dass eine einfache $\lambda/4$ Stichelung am Drainanschluss des Transistors T_1 die Fundamentalfrequenz (H1) nicht breitbandig genug aus dem Ausgangsspektrum filtert. In Abbildung 6.13 ist der Leistungsverlauf der Fundamentalfrequenz für eine einzelne Stichelung l_2 abgebildet. Die Unterdrückung ist nur in einem schmalen Frequenzbereich gewährleistet. Nur im Zusammenspiel mit der Stichelung l_3 ist H1 in der gesamten 3 dB-Bandbreite unterdrückt.

Mehr als bei niedrigeren Frequenzen muss in der Simulation jedes Detail der Anpassnetzwerke mit simuliert werden. Bei diesen hohen Frequenzen trägt jeder μm zur Impedanztransformation bei. Eine 50Ω Leitung erzeugt bei 320 GHz eine Phasendrehung von über $0,9^\circ$ pro μm .

6.5. Frequenzversechsfacher auf 600 GHz

Zusammen mit dem in Kapitel 6.2.4 gezeigten Frequenzverdreifacher bildet die Kaskade aus Verdreifacher, Verstärker und dem im letzten Kapitel beschriebenen Frequenzverdoppler einen Frequenzversechsfacher vom W-Band auf 600 GHz. Der Zwischenverstärker verbindet nicht nur die beiden nichtlinearen Komponenten, sondern entkoppelt diese und sorgt für eine für

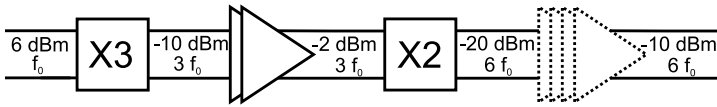


Abbildung 6.14.: Schaltungstopologie des Frequenzversechsfacher S-MMICs inklusive Leistungspegel der Zwischenstufen [20] © 2014 IEEE.

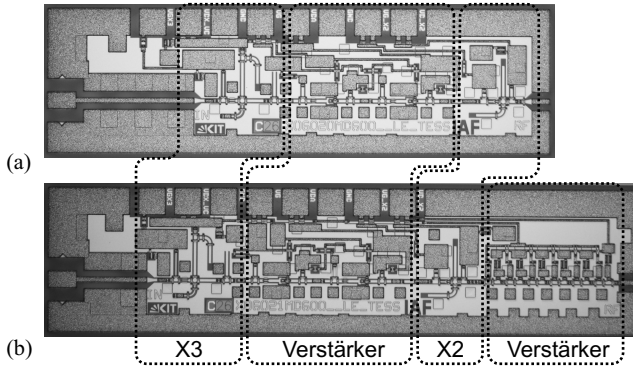


Abbildung 6.15.: Chipfotos der am IAF gefertigten Frequenzversechsfacher S-MMICs. (a): Frequenzversechsfacher ohne Endstufe ($1,5 \times 0,5 \text{ mm}^2$). (b): Frequenzversechsfacher mit integrierter Endstufe ($1,75 \times 0,5 \text{ mm}^2$) [20] © 2014 IEEE.

die Frequenzverdopplung ausreichende Eingangsleistung. Das Gesamtsystem ist in Abbildung 6.14 dargestellt.

Die extrem schnelle Technologie ermöglicht zusätzlich die Integration eines Ausgangstreiberverstärkers auf dem selben Chip [TLMSE12]. Daher wurde ein zweiter S-MMIC mit integriertem Ausgangsverstärker hergestellt. Beide S-MMICs wurden in der 35 nm IAF Technologie gefertigt und sind in Abbildung 6.15 dargestellt. Der Frequenzversechsfacher ohne Ausgangsverstärker belegt eine Chipfläche von $1,5 \times 0,5 \text{ mm}^2$ und der Frequenzversechsfacher mit integriertem Ausgangsverstärker benötigt $1,75 \times 0,5 \text{ mm}^2$.

Auf Grund der steigenden Leitungsverluste auf dem Chip ist der RF Ausgang so kurz wie möglich gestaltet. Um die Schaltung in das $250\mu\text{m}$ Rahmenraster des IAF einzupassen, wird der Eingang mit einer langen 50Ω Leitung angeschlossen, welche wegen der moderaten Frequenz in der konventionellen $50\mu\text{m}$ Masse-Masse Umgebung realisiert ist. Die größere Leitung bietet geringere Verluste am Schaltungseingang. Anschließend transformiert ein Taper vor dem ersten Verdreifacher die Leitung in die für höhere Frequenzen besser geeignete und platzsparende $14\mu\text{m}$ Masse-Masse Umgebung.

6.5.1. Messtechnische Verifikation

Zuerst wird der Frequenzversechsfacher ohne Ausgangsverstärker messtechnisch charakterisiert. Die hohe Dynamik des Aufbaus erlaubt die Messung aller im Ausgangsspektrum enthaltenen harmonischen Frequenzen. Die Ausgangsleistung des S-MMIC für die Eingangsfrequenzen von 100GHz und 110GHz zeigt Abbildung 6.16. Das Symbol jeder Kurve ist der Eingangsfrequenz zugeordnet (Quadrate: 100GHz; Kreise: 110GHz). Bei 600GHz sind die messbaren Harmonischen H5 und H7 für jede Eingangsleistung mehr als 20dB unterdrückt. Weiter zeigt sich eine Sättigung der Konversion in die unerwünschten Harmonischen bei moderaten Eingangsleistungen um 6dBm. Bei der Eingangsfrequenz von 110GHz benötigt der Versechsfacher eine wesentlich höhere Eingangsleistung, was in einer nach rechts verschobenen Kurve resultiert. Zusätzlich ist die Harmonische H5 bei 0dBm zunächst nur wenige dB unterdrückt. Mit steigender Eingangsleistung steigt anschließend die gewünschte H6 an, während die störende Harmonische H5 an Leistung verliert. Die Harmonische H7 ist dabei bereits außerhalb des Messbereichs und nicht messbar.

Dieses Verhalten lässt sich durch die Funktionsweise des Verdreifachers erklären, der zunächst das Eingangssignal komprimieren muss, um effizient die ungerade dritte Harmonische zu erzeugen. Daher steigt die Leistung der

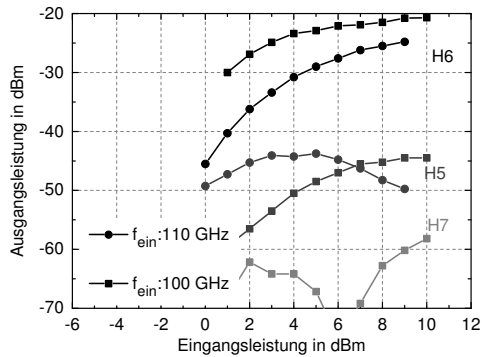


Abbildung 6.16.: Ausgangsleistung der Harmonischen H6, H7 und H8 über der Eingangsleistung für die Eingangsfrequenzen 100 und 110 GHz.

H6 deutlich stärker als die der H5 an. Erhält der Frequenzverdreifacher eine entsprechend hohe Eingangsleistung, kann dieser genügend Leistung für den folgenden Frequenzverdoppler liefern, was zum steigenden Abstand zur H5 führt. Nach Kapitel 6.2.4 und Abbildung 6.9 sättigt der im Versechsfacher erhaltene Verdreifacher erst ab Eingangsleistungen über 5 dBm.

Zur Bestimmung der Bandbreite wird eine konstante Eingangsleistung von 8 dBm gewählt. Die Messung über der Frequenz ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Da die Eingangsleistungskalibration im W-Band nur bis 110 GHz gilt, ist die Eingangsleistung dieser Messung nur bis 660 GHz konstant bei 8 dBm. Oberhalb des W-Bands sinkt die Eingangsleistung, die die Schaltung betreibt. Dennoch funktioniert der Versechsfacher bis zu einer Ausgangsfrequenz von 672 GHz.

Bei einer Frequenz von 534 GHz beträgt die maximale Ausgangsleistung -14 dBm. Berücksichtigt man die Eingangsleistung ergibt sich ein maximaler Konversionsgewinn von -22 dB. Zwischen 507 und 672 GHz sind alle unerwünschten harmonischen Signale mehr als 10 dB unterdrückt. Daraus ergibt sich eine Nutzbandbreite von 165 GHz, was einer relativen Bandbreite von 28 % entspricht.

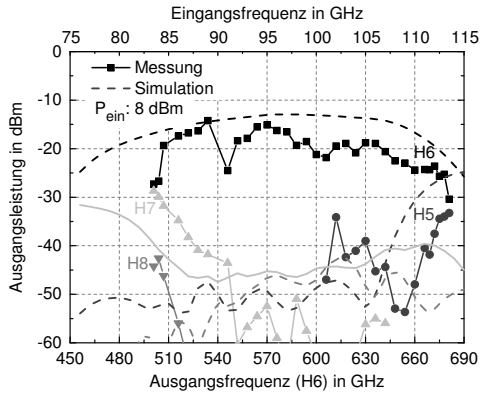


Abbildung 6.17.: Ausgangsleistung der zeitgleich im Ausgangsspektrum vorhandenen Harmonischen über der Frequenz des Frequenzversechsfacher S-MMICs ohne Ausgangsverstärker [20] © 2014 IEEE.

Ein Vergleich der Messergebnisse mit den in der Abbildung hinterlegten Simulationsdaten (gestrichelte Linie) zeigt einen Frequenzversatz um 3 % zu höheren Frequenzen. Betrachtet man die Ausgangsleistung, so fällt diese in der Simulation ca. 2 dB zu hoch aus. Zusätzlich weist die Schaltung einen in der Simulation nicht sichtbaren Einbruch der Ausgangsleistung bei 507 GHz auf. Abschließend lässt sich zum Vergleich sagen, dass die Vorhersagen der Modelle bei dieser Frequenz bis auf einen Ausreißer der fünften harmonischen H5 bei einer Eingangsfrequenz von 102 GHz gut die Messung nachbildet.

Im nächsten Schritt folgt die messtechnische Verifikation des Frequenzversechsfachers mit Ausgangsverstärker. Ohne Endstufe erreicht der S-MMIC bei einem 100 GHz Eingangssignal eine maximale Ausgangsleistung von $-20,7$ dBm. Dabei fällt, wie in Abbildung 6.18 zu erkennen ist, die Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen H5 auf 23 dB. Der Ausgangsverstärker erhöht die Ausgangsleistung um 13 dB auf -10 dBm und erhöht die Unterdrückung durch seinen Frequenzgang auf über 60 dB bei einer Ausgangsfrequenz von 600 GHz. Durch den hohen Kleinsignalge-

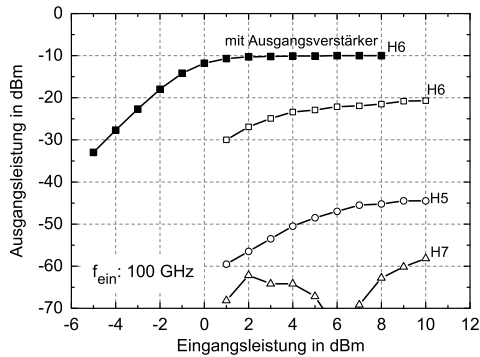


Abbildung 6.18.: Vergleich der Ausgangsleistung über der Eingangsleistung des Versechsfacher S-MMIC mit und ohne Ausgangsverstärker [20]
© 2014 IEEE.

winn von 19 dB genügt eine Eingangsleistung von 3 dBm für -10 dBm Ausgangsleistung. In Abbildung 6.18 verschiebt der hohe Kleinsignalgewinn des Ausgangsverstärkers die Kurve nach links zu kleineren Eingangsleistungen.

Das Frequenzverhalten des S-MMIC bei einer konstanten Eingangsleistung wird in Abbildung 6.19 für die Eingangsleistungen von 3 und 5 dBm verglichen. Dies soll den Einfluss der Eingangsleistung auf die Bandbreite zeigen. Die 3 dB Bandbreite beträgt 552 bis 612 GHz, bei einer Eingangsleistung von 5 dBm. Dabei reduziert sich die Bandbreite durch Verringerung der Eingangsleistung auf 3 dBm nur leicht, ohne dabei einen Einfluss auf die Unterdrückung zu haben. Bei einer Ausgangsfrequenz von 576 GHz beträgt die maximale Ausgangsleistung des verstärkten Versechsfachers -8 dBm .

Der Frequenzgang des Ausgangsverstärkers schneidet die unerwünschten Harmonischen innerhalb der gesamten gesamten 3 dB Bandbreite von 552 bis 612 GHz fast vollständig ab. So bleiben die fünfte Harmonische (H5) über 40 dB und die siebte Harmonische (H7) über 60 dB unterdrückt. Eine Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen von 10 dB liegt im Frequenzbereich von 528 bis 630 GHz vor.

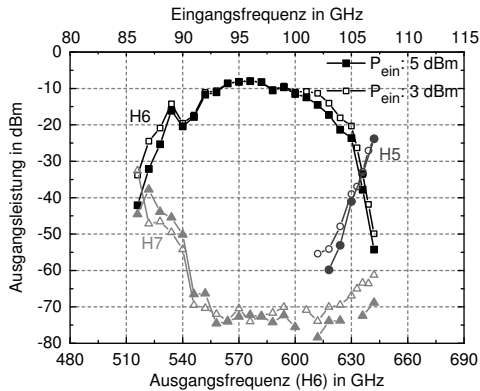


Abbildung 6.19.: Ausgangsleistung des Frequenzversechsfacher S-MMIC mit Ausgangsverstärker über der Frequenz. Bei einer Eingangsleistung von 5 dBm reicht die 3 dB Bandbreite von 552 bis 612 GHz [20] © 2014 IEEE.

6.6. Zusammenfassung und Vergleich

In diesem Kapitel sind verschiedene kaskadierte Frequenzvervielfacher in den Millimeterwellen und Submillimeterwellen Frequenzbereich gezeigt. Dabei dient der zunächst beschriebene Frequenzverdreifacher mit angegeschlossenem Verstärker als Treiberstufe eines weiteren Frequenzverdopplers. Zusammen auf einem S-MMIC integriert, bilden diese einen Frequenzversechsfacher in den 600 GHz Frequenzbereich.

Zusätzlich beweist ein funktionsfähiger Empfänger S-MMIC, dass das in dieser Arbeit verfolgte Konzept multifunktionaler Integration funktioniert. Der Chip reduziert die Aufbaukomplexität des bildgebenden 300 GHz Radar des FHR. Insgesamt spart man durch die Integration vier 300 GHz Hohlleiterübergänge und die damit verbundenen Verluste. Zusätzlich lässt sich das Empfängermodul mit einem weniger aufwändig zu erzeugenden 100 GHz Signal betreiben.

Im Vergleich zu ähnlichen Quellen im Bereich um 300 GHz, die in Tabelle 6.2 zusammengefasst sind, vereint der Frequenzverdreifacher dieser

Tabelle 6.2.: Vergleich veröffentlichter Frequenzvervielfacher im 300GHz Frequenzbereich.

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	P_{ein} (dBm)	Technologie
[KTM ⁺ 09]	2	250-310	21,4	-9,5	0	mHEMT
[CSW ⁺ 04]	2	352-388	9,7	7	14	Schottky
[ÖHP11]	18	317-328	3,4	-3	0	SiGe HBT
V1 [2]	3	285-315	10	-10,1	10	mHEMT
V1 [2]	3	285-315	10	-1,9	14	mHEMT
V2 [18]	3	255-330	25,6	-8,8	9	mHEMT
V2 [18]	3	255-330	25,6	-0,4	6	mHEMT

Arbeit Bandbreite und Ausgangsleistung. Einzig der diodenbasierte Frequenzverdoppler aus [CSW⁺04] weist höhere Ausgangsleistungen auf. Silizium basierte Technologien zeigen hohe Integrationsdichten, sind jedoch viel schmalbandiger als alle verglichenen aktiven Vervielfacher.

Auch wenn Diodenvervielfacher bei höchsten Frequenzen weit verbreitet sind, zeigen die Ergebnisse dieser Arbeit, dass ähnliche Leistungen auch in einer aktiven Technologie möglich sind. Weiter benötigen Diodenvervielfacher im Vergleich ein Vielfaches an Eingangsleistung. Zusammen mit dem niedrigeren Vervielfachungsfaktor wiegt dieser Nachteil doppelt, da diese Leistung bei einer höheren Frequenz erzeugt werden muss. Zusätzlich gewinnt man mit aktiven Vervielfachern weitere Integrationsmöglichkeiten und vereinfacht erheblich die Fertigungskomplexität.

Im 600GHz Frequenzbereich gibt es fast ausschließlich passive Frequenzvervielfacher, wie aus Tabelle 6.3 deutlich wird. Die Bandbreiten liegen dabei maximal bei 28,1%. Verfügt man über hohe Eingangsleistungen, erreichen passive Frequenzvervielfacher Ausgangspegel im mW Bereich.

Davon sind integrierte aktive Ansätze noch weit entfernt. Der in dieser Arbeit vorgestellte Frequenzversechsfacher ist der erste veröffentlichte akti-

Tabelle 6.3.: Vergleich veröffentlichter Frequenzvervielfacher um 600GHz.

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	P_{ein} (dBm)	Technologie
[KFH ⁺ 97]	2	594-616	3,6	-5	20	Schottky
[CSW ⁺ 04]	2	704-792	11,8	-3	17,8	Schottky
[MWG ⁺ 05]	3	540-640	16,9	2,55	14	Schottky
[VDIa]	3	520-690	28,1	0	17,8	Varistor
[SKA ⁺ 11] ¹	-	552,5-553	0,1	-36,5	-	CMOS
[15]	6	580-625	7,5	-16	7	mHEMT
hier [20]	6	507-672	28,0	-15	8	mHEMT
hier [20]	6	552-618	11,3	-8	5	mHEMT

¹ VCO

ve Frequenzvervielfacher in diesem Frequenzbereich. Die hohe Bandbreite der vorhergehenden Stufe ermöglicht dabei eine mit dem Stand der Technik vergleichbare hohe relative Bandbreite von 28%. Der hohe Vervielfachungsfaktor vereinfacht Testbedingungen und vermindert erheblich die Komplexität in der Aufbautechnik und erleichtert den Einsatz in einem Submillimeterwellen System. Die schnelle Technologie, zusammen mit dem aktiven Ansatz, ermöglicht dabei die Integration eines Verstärkers auf dem selben S-MMIC und somit einen Ausgangspegel von -8 dBm.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung von Frequenzvervielfachern auf Basis der IAF mHEMT Technologie. Die Benutzung des in der Technologie vorhandenen Transistors als nichtlineare Komponente erlaubte dabei die multifunktionale Integration auf einem Chip und somit die Kompensation von Verlusten durch Verstärker. Dies ermöglichte Verkettungen mehrerer Frequenzvervielfacherstufen auf einem einzigen MMIC.

Von den in dieser Arbeit erzielten Ergebnissen sind folgende technischen Neuerungen hervorzuheben:

- Eine Abschätzung harmonischer Leistungsanteile erlaubte die Berechnung der für eine Leistungsmessung notwendige harmonische Unterdrückung. Mit dieser Abschätzung konnte die Genauigkeit frequenzselektiver und Leistungsmessung bewertet werden.
- Ein NWA basiertes Messverfahren ermöglichte die Charakterisierung verketteter Vervielfacher und deren harmonischer Frequenzen im Frequenzbereich über 325 GHz. Nur so konnte der Einfluss störender Harmonischer in diesem Frequenzbereich ausgeschlossen werden.
- Es wurde eine neuartige Schaltungstopologie speziell für breitbandige Frequenzvervielfacher vorgeschlagen. Als Einzelschaltung zeigte diese die höchste mögliche relative Bandbreite von fast 200 % von DC bis 80 GHz, was den neuen Stand der Technik FET basierter Vervielfacher bildet. Im Vergleich zu bisherigen Topologien mit Bipolartransistoren mit gleicher Bandbreite, zeigt die hier vorgestellte Topologie 10 dB mehr Ausgangsleistung bei einem Zehntel des Chipflächenbedarfs. Gleichzeitig zeichnet sich diese Komponente durch

ein kompaktes Layout aus, das durch die neuartige Spannungsversorgung im Vergleich zu bereits bekannten Ansätzen die Integration in Schaltungen mit skalierten Koplanarleitungen erlaubt. Dies legt den Grundstein für eine Verwendung der Topologie im Millimeterwellen Frequenzbereich.

- Die in dieser Arbeit entwickelte Oberwellenkompensation zur Kaskadierung mehrerer Frequenzvervielfacher erlaubt die Entwicklung der Frequenzvervielfacher mit dem höchsten Konversionsgewinn monolithisch integrierter Frequenzvervielfacher. Zusammen mit der Breitbandtopologie erreicht ein Frequenzverachtfacher, bestehend aus drei Verdopplern und Verstärkern, Ausgangsfrequenzen von 220 bis 320 GHz. Der MMIC zeigt die höchste Bandbreite aktiver Frequenzvervielfacher und den höchsten Konversionsgewinn im vergleichbaren Frequenzbereich.
- Erstmals konnte ein aktiver Frequenzvervielfacher S-MMIC bis 670 GHz demonstriert werden. Der höchste Multiplikationsfaktor ($N = 6$) in diesem Frequenzbereich, erlaubt Eingangsfrequenzen im W-Band, das sich durch die Verfügbarkeit kommerzieller Quellen und Verstärker auszeichnet.

Zusammenfassend wurde mit dieser Arbeit eine neue Schaltungstopologie vorgestellt, die breitbandige und gleichzeitig kompakte verkettete Frequenzvervielfacher bis in den Millimeterwellen Frequenzbereich möglich macht. Die realisierten Schaltungen bilden den neuen Stand der Technik. Der vorgestellte Frequenzverachtfacher eignet sich hervorragend als Erweiterung für messtechnische Anwendungen, da er ein ganzes Hohlleiterband abdeckt und lediglich moderate Eingangsfrequenzen benötigt. Integriert mit Empfänger und Antenne könnte man komplizierte Übergänge und Hohlleiteraufbauten einsparen, da die LO Frequenz nur bei Frequenzen unter 40 GHz eingespeist werden müsste.

Sowohl in Kommunikationssystemen als auch in Radaranwendungen sind die hier gezeigten Frequenzvervielfacher Kernkomponenten. Leistungseinbußen durch zu geringe Bandbreite oder erhöhter Aufbauaufwand durch eine hohe Zahl von RF-Chip-Modul-Übergängen konnten durch die in dieser Arbeit vorgestellten Verkettungsverfahren und der kompakten Breitbandtopologie reduziert werden. Auf diesen Konzepten basieren neue kompakte Radar-MMICs des IAF. Im Fall des 300GHz Radar des FHR können die hier gezeigten Schaltungen mehrfach die bisherige Bandbreite von 40GHz erweitern.

Bereits heute erleichtert die monolithische Integration des Empfängers zusammen mit einem Frequenzverdreifacher die Komplexität des Systemaufbaus durch die reduzierte LO-Frequenz [29, 30]. Die neue Topologie ermöglicht eine höhere Bandbreite der ersten im Radar verwendeten Vervielfacherstufen bei gleicher Ausgangsleistung, gleicher Unterdrückung unerwünschter Harmonischer und kleinerer Chipfläche. Der in Kapitel 5 gezeigte Frequenzverachtlicher bietet im gleichen Frequenzbereich eine Bandbreite von 100GHz. Würde man das Radar mit dem in Kapitel 6 gezeigten Frequenzversechsfacher erweitern, ist sogar eine Bandbreite von 165GHz möglich.

A. Übersicht Frequenzvervielfacher MMICs

Tabelle A.1.: Frequenzvervielfacher in pHEMT Technologie

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)
[HTA90]	2	6-16	91	2	-8
[MLZK03]	4	30	22	-2,5	-3
[MLZK03]	4	30	22	-7,7	-7,7
[PHN ⁺ 00]	2	31,5-37,5	17,4	5,5	-10
[BBR00]	3	38,5	1,4	3,1	-3,4
[vRK00]	2	2-40	181	-2	-10
[MBHB05]	2	16-50	103	18	10
[LYYC08]	2	3-50	177	5,7	5,7
[FN98]	3	42-51	19,4	12,5	n.a.
[KKZA06]	8	52-61	15,9	8,95	8,95
[FN98]	3	94-100	6,2	2-5	n.a.

Tabelle A.2.: InP Frequenzvervielfacher

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)	Transistor
[PKN ⁺ 05]	2	0-85	200	-11	-3	DHBT
[KPM ⁺ 92]	2	103,5-132,8	1,9	-12	-10	HEMT
[BKZ14]	3	119-135	12,6	10	7	DHBT
[RMH ⁺ 01]	2	158-172	8,5	5	-6,5	HEMT
[SP02]	2	288-308	6,7	-10,9	-19,9	HEMT

Tabelle A.3.: Passive Frequenzvervielfacher

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)
[CCK ⁺ 92]	2	52-63,1	19,3	17,4	-8
[CCK ⁺ 92]	3	81-108,8	29,3	12	-12
[MW01]	3	75-110	37,8	-1,3	-18
[MSS ⁺ 09]	2	128-134	4,6	-11	-14
[ESM ⁺ 00]	3	320	n.a.	-5	-20
[VDIb]	3	220-330	40	6,8	-13,2
[CSW ⁺ 04]	2	352-388	9,7	7	-7
[KFH ⁺ 97]	2	594-616	3,6	-5	-25
[MWG ⁺ 05]	3	540-640	16,9	2,55	-11,45
[VDIa]	3	520-690	28,1	0	-17,8
[CSW ⁺ 04]	2	704-792	11,8	-3	-20,8

Tabelle A.4.: Frequenzvervielfacher in Si Technologie

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)	Transistor
[DGAS03]	3	23,5	1,8	-10	-9	SiGe HBT
[WXZ ⁺ 11]	2	128-138	7,5	-1,5	-3	SiGe BiCMOS
[SKA ⁺ 11]	-	552,5-553	0,1	-36,5	n.a.	CMOS
[ÖHP11]	18	317-328	3,4	-3	-3	SiGe HBT

Tabelle A.5.: mHEMT Frequenzvervielfacher

Ref.	N	BW (GHz)	BW_{rel} (%)	P_{aus} (dBm)	G_C (dB)
[KKZA06]	8	52-61	15,9	8	8
[IKM ⁺ 06]	12	58-63	8,3	2	11
[AGFZ09]	3	71-76	6,8	-2	-11,5
[4]	2	0,06-80	199,7	-1	-7
[12]	8	73-85	15	10	24
[AGFZ09]	3	81-86	6,8	-2	-14
[13]	9	82-102	21,7	-6	-16
[KMT ⁺ 07]	6	78-104	28,6	7	6
[AKK ⁺ 09]	2	110-130	16,7	5	3
[CRSL ⁺ 05]	2	105-145	32	2,6	-2,4
hier	2	110-190	53,3	1,5	-6,5
[AKK ⁺ 09]	6	155-195	23	0	-6,5
[4]	2	100-208	70,1	1,4	-6,6
[SRL ⁺ 05]	2	175-220	23	4	-10
[10]	2	128-220	52,8	1,8	-7
[KTM ⁺ 09]	2	250-310	21,4	-9,5	-9,5
[2]	3	285-315	10	-10,1	-21,1
[2]	3	285-315	10	-1,9	-15,9
[17]	8	220-320	37	2,7	-2,3
[18]	3	255-330	25,6	0	-6
[18]	3	255-330	25,6	-8,8	-17,8
[20]	6	552-618	11,3	-8	-13
[15]	6	580-625	7,5	-16	-23
[20]	6	507-672	28,0	-15	-23

B. IAF mHEMT Technologie

Alle in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen wurden auf den Halbleiterprozessen des Fraunhofer IAF in Freiburg realisiert. Die verwendete Technologie basiert auf einem InGaAs-Kanal-HEMT, dessen Gatelänge und In-Gehalt in den letzten Jahren zu immer schnelleren Transistoren hin entwickelt wurden.

Die mHEMT Heterostruktur wird auf 4-inch GaAs Wafern mittels Molekularstrahlepitaxie (MBE) aufgewachsen. Der metamorphe Puffer ist ein linearer $\text{In}_x\text{Al}_{0,48}\text{Ga}_{0,52-x}\text{As}$ ($x=0 \rightarrow 0,52$) Übergang, um die Gitterkonstante des Kanals an die des Substrats anzupassen. Die Gates werden mit Hilfe von Elektronenstrahl Lithographie strukturiert. Danach werden die Transistoren mit einer SiN-Schicht passiviert. Zusätzlich sorgt eine Benzocyclobuten (BCB)-Schicht, die den Transistor einhüllt, für eine minimierte Gatekapazität [STK⁺11].

Die wichtigsten elektrischen Kenngrößen der in dieser Arbeit verwendeten mHEMT Technologien sind in Tabelle B.1 zusammengefasst. Neben höchsten Grenzfrequenzen bietet die Technologie sehr hohe Stromverstärkung und Steilheit [STK⁺11].

Neben aktiven mHEMT Transistoren gehört zu einem MMIC Prozess eine entsprechende passive Technologie zur Kontaktierung und Anpassung der Transistoren. Da bietet der Fraunhofer Prozess zwei Metalllagen aus Gold. Die erste Metalllage ist per Chemical Vapour Deposition (CVD) mit einer Dicke von ca. 300nm aufgedampft. Die zweite Metallschicht wird mit einer Dicke von 2,7µm in Luftbrückentechnologie aufgewachsen. Für Metall Isolator Metall (MIM) Kapazitäten kann man beide Metallschichten mit Siliziumnitrid (SiN) voneinander trennen. Die vielfältigen Möglich-

Tabelle B.1.: Überblick über die elektrischen Parameter der IAF mHEMT Technologien [STK⁺11].

Gatelänge in nm	100	50	35
In-Gehalt in %	65	80	80
R_c in Ω mm	< 0,1	0,05	0,03
R_s in Ω mm	< 0,23	0,15	0,1
$I_{d,max}$ in mA/mm	900	1200	1600
$g_{m,max}$ in mS/mm	1300	1800	2500
U_{th} in V	-0,3	-0,25	-0,3
$BV_{off-state}$ in V	4,0	2,2	2,0
$BV_{on-state}$ in V	3,0	1,6	1,5
f_T in GHz	220	380	515
f_{max} in GHz	300	~600	~900
MTTF in h	$3,0 \times 10^7$	$2,7 \times 10^6$	n.a.

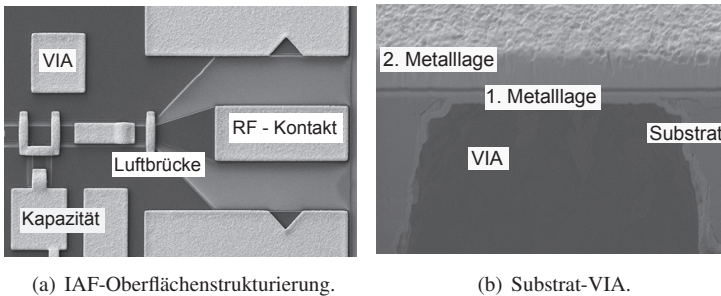


Abbildung B.1.: Passive Strukturierungsmöglichkeiten der Fraunhofer MMIC Technologie [TLM⁺08] © 2008 IEEE.

keiten sind in Abbildung B.1(a) dargestellt. Direkt nach dem RF-Kontakt folgt ein Taper auf die skalierte koplanare Leitung mit einem reduzierten Masse-Masse-Abstand von $14\mu\text{m}$. Direkt nach dem Taper schließt eine Luftbrücke die beiden Masseflächen kurz und verhindert die Ausbreitung des Gegentakt. Im linken unteren Teil der Abbildung bilden beide Metalllagen eine MIM Kapazität. Neben den Leitungsstrukturen bietet die Technologie

auch Nickel Chrom (NiCr) Widerstände mit einem Flächenwiderstand von $50\Omega/\square$ [TKL⁺08].

Nach der Oberflächenstrukturierung wird zur Unterdrückung von Substratmoden die Substrathöhe auf eine Dicke von $50\mu\text{m}$ reduziert. Es folgt ein Rückseitenprozess mit VIA-Durchkontakten. Diese VIAs besitzen einen Durchmesser von $20\mu\text{m}$ und sind durch die präzise Ätztechnik sogar unter eine MIM Kapazität platzierbar [LTK⁺10]. Dies ist in Abbildung B.1(b) dargestellt. Der Durchkontakt stoppt unterhalb der nur 300nm dünnen ersten Metalllage. Die zweite Metalllage ist durch eine 250nm dünne SiN Schicht getrennt und bildet so die besagte MIM Kapazität [TKL⁺08].

C. Rauschen in Frequenzvervielfachern¹

In realen Anwendungen ist die Erzeugung reiner Sinussignale weder mit fester Frequenz noch mit fester Amplitude möglich. Beides ist mit Rauschen überlagert. Das Rauschen entsteht durch zufällige Abweichungen physikalischer Größen. Diese Abweichungen lassen sich durch stochastische Funktionen beschreiben und zum gewünschten idealen Signal addieren. Zu nennen sind dabei thermisches und $\frac{1}{f}$ -Rauschen.

Thermisches Rauschen beschreibt zufällige Phononenstreuungen oder fluktuierende freie Elektronen in elektrischen Leitern. Dabei ist die Leistungsdichte direkt proportional zur Materialtemperatur. Spektral betrachtet ist dieser Prozess frequenzunabhängig und tritt im Spektrum bei jeder Frequenz gleichzeitig auf. Der dadurch entstehende sog. Rauschteppich begrenzt die Empfindlichkeit von Empfängern. Dieses frequenzunabhängige Rauschen wird als weißes Rauschen bezeichnet. Der Rauschpegel bildet die physikalische Grenze für den Empfang von Signalen und lässt sich nur durch Senkung der Systemtemperatur verringern [Vlc93].

Spektral betrachtet, steigt der Rauschpegel zu niedrigen Frequenzen an und ist unterhalb von 100kHz weit höher als das thermische Rauschen. Die Rauschleistungsdichte ist in diesem Bereich antiproportional zur Frequenz f , weswegen von $\frac{1}{f}$ -Rauschen gesprochen wird. Bei Feldeffekt Transistoren übersteigt die Leistungsdichte dieses Rauschprozesses zwischen 100Hz und 10MHz die thermische Rauschleistungsdichte. Dabei hängt diese Grenzfrequenz direkt mit der Bauweise des Transistors zusammen [Vlc93].

Zur weiteren Betrachtung teilt man dem Nutzsignal überlagertes Rauschen in Amplitudenmodulation (AM) und Phasenmodulation (PM) auf.

¹Dieses Übersichtskapitel ist größtenteils aus [Lew10] übernommen.

Mit diesem Wissen, erweitert man das Signal aus Gleichung 2.3 um einen zeitabhängigen Amplitudenmodulationsterm $m(t)$ und einen Phasenmodulationsterm $\Phi_p(t)$. Dadurch erhält man das Signal (hier um 90° verschoben):

$$U(t) = \hat{U}_1 (1 + m(t)) \cos(\omega_0 t + \Phi_p(t)) \quad (\text{C.1})$$

Amplitudenrauschen

Idealisiert betrachtet hat ein Frequenzvervielfacher keinen Einfluss auf das Amplitudenrauschen. Mathematisch ist es äußerst schwierig allgemeine Aussagen zu treffen ohne Kenntnis über den jeweiligen Frequenzvervielfacher. In aktiven Frequenzvervielfachern werden die Signale meist komprimiert, was Amplitudenmodulation unterdrücken sollte. In [Cam98] wird das in Gleichung C.1 gegebene Signal nach Multiplikation mal N durch einen idealen Frequenzvervielfacher wie folgt verändert:

$$U_2(t) = \hat{U}_1 (1 + m(t)) \cos(N\omega_0 t + \Phi_p(t)) \quad (\text{C.2})$$

Daraus ergibt sich, dass der Amplitudenterm $(1 + m(t))$ durch die Frequenzmultiplikation unverändert bleibt. In realen Frequenzmultiplizieren sind Änderungen möglich, allerdings nur schwer von anderen Einflüssen zu trennen.

Phasenrauschen

Der Einfluss auf das Phasenrauschen ist in [Cam98] ausführlich beschrieben und wird hier zusammengefasst. Vereinfachend wird die Amplitudenmodulation $m(t)$ vernachlässigt. Somit ergibt sich aus Gleichung C.1 ein phasenmoduliertes Signal mit der Phasenmodulation $\Phi_p(t)$:

$$U(t) = \hat{u}_1 \cos(\Phi_p(t)) \quad (\text{C.3})$$

Die momentane Frequenz des Signals zu einem bestimmten Zeitpunkt t setzt sich aus der ursprünglichen Signalfrequenz f_0 als Träger und einem Sinussignal der Modulationsfrequenz f_m zusammen. Die Amplitude des Modulationssignals beträgt Δf . Die Frequenz wird durch Gleichung C.4 beschrieben und durch Integration über der Zeit t in die Phase Φ umgerechnet (Gleichung C.5).

$$f(t) = f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (\text{C.4})$$

$$\Phi_p(t) = 2\pi \int f(t) dt \quad (\text{C.5})$$

nach Integration folgt die Gleichung für die Phase:

$$\Phi_0(t) = \omega_0 t + \theta \sin(\omega_m t) \quad (\text{C.6})$$

wobei der sog. Modulationsindex $\theta = \frac{\Delta f}{f_m}$ ist. Einsetzen von Gleichung C.6 in Gleichung C.3 ergibt ändert sich das Signal in:

$$U_1(t) = \hat{u}_1 \cos(\omega_0 t + \theta \sin(\omega_m t)) \quad (\text{C.7})$$

Nach [Cam98] ist Gleichung C.7 umgestellt und über die in Gleichungen C.9 und C.10 gegebenen Beziehungen als Fourier-Reihe einfacher Besselfunktionen darstellbar. Die Fourierentwicklung wandelt die schwer zu lösenden $\cos(\sin(x))$ und $\sin(\sin(x))$ -Terme in Summen einfacherer Sinus- und Kosinusfunktionen um.

$$U_1(t) = \hat{u}_1 \cos(\omega_0 t) \cos(\theta \sin(\omega_m t)) - \hat{u}_1 \sin(\omega_0 t) \sin(\theta \sin(\omega_m t)) \quad (\text{C.8})$$

$$\cos(\theta \sin(\omega_m t)) = J_0(\theta) + \sum_{N=\text{gerade}} 2J_N(\theta) \cos(N\omega_m t) \quad (\text{C.9})$$

$$\sin(\theta \sin(\omega_m t)) = \sum_{N=\text{ungerade}} 2J_N(\theta) \sin(N\omega_m t) \quad (\text{C.10})$$

Weiteres Einsetzen der Gleichungen ineinander und das Auflösen der Sinus- und Kosinusterme ist das vollständige Signal durch Gleichung C.11 beschreibbar [Cam98]:

$$\begin{aligned}
 U_1(t) = & \hat{u}_1 J_0(\theta) \cos(\omega_0 t) + \\
 & \sum_{N=\text{ungerade}} \hat{u}_1 J_N(\theta) [\cos((\omega_0 + N\omega_m)t) - \cos((\omega_0 - N\omega_m)t)] + \\
 & \sum_{N=\text{gerade}} \hat{u}_1 J_N(\theta) [\cos((\omega_0 + N\omega_m)t) + \cos((\omega_0 - N\omega_m)t)]
 \end{aligned} \tag{C.11}$$

Unter der Annahme, dass der Modulationsindex sehr klein, also $\theta \ll 1$ ist, können die Annahmen aus Gleichung C.12 getroffen werden.

$$\begin{aligned}
 J_0(\theta) & \approx 1 \\
 J_N(\theta) & \approx 0 ; \text{ für alle } N > 1
 \end{aligned} \tag{C.12}$$

Dadurch lässt sich $J_1(\theta)$ mit der Rekursionsformel aus [BSMM05] berechnen:

$$J_N(x) = \frac{x}{2N} (J_{N-1}(x) + J_{N+1}(x)) \tag{C.13}$$

$$J_1(\theta) \approx \frac{\theta}{2} = \frac{\Delta\omega}{2\omega_m} \tag{C.14}$$

Die Ergebnisse aus den Gleichungen C.12 und C.14 vereinfachen Gleichung C.11 zu:

$$U_1(t) = \hat{u}_1 \cos(\omega_0 t) + \hat{u}_1 \frac{\theta}{2} [\cos((\omega_0 + \omega_m)t) - \cos((\omega_0 - \omega_m)t)] \tag{C.15}$$

Nach Gleichung C.15 ist das gesamte Phasenrauschen in erster Näherung als Mischprodukt der Modulationsfrequenz f_m mit dem Ursprungssignal anzusehen. Das gesamte Spektrum inklusive Phasenrauschen enthält das Trägersignal f_0 und zwei um $\pm f_m$ in der Frequenz verschobene Spektralli-

nien. Die Leistung des Phasenrauschens beschreibt der Modulationsindex θ .

Wird die Frequenz $f_0(t)$ mit N multipliziert erhält man einen neuen Phasenterm:

$$Nf(t) = Nf_0 + N\Delta f \cos(2\pi f_m t) = f_2(t) \quad (\text{C.16})$$

$$N\omega_0 t + N\theta \sin(\omega_m t) = \omega_2 t + N\theta \sin(\omega_m t) = N\Phi_1(t) = \Phi_2(t) \quad (\text{C.17})$$

Interessanterweise ändert sich nur der Modulationsindex θ nach der Multiplikation zu $N\theta$, während die Modulationsfrequenz und somit der Frequenzabstand f_m des Rauschens im Seitenband gleich bleibt. Durch die Frequenzmultiplikation erhöht sich nur die Phasenrauschamplitude.

Der Quotient aus Rauschamplitude U_{SSB} im Ein-Seitenband (SSB) und der Signalamplitude U_s ergibt:

$$\frac{U_{SSB}}{U_s} = \frac{\hat{u}_1 \theta}{2\hat{u}_1} = \frac{\theta}{2} \quad (\text{C.18})$$

Der quadrierte Spannungsquotient liefert eine Leistungsgröße, das Signal zu Rauschverhältnis. Der Signal zu Rauschverhältnis (SNR) wird in dB ausgedrückt und ergibt nach Gleichung C.19:

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{U_s}{U_{SSB}} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{2}{\theta} \right) = 6\text{dB} - 20 \log(\theta) \quad (\text{C.19})$$

Der Quotient aus dem SNR vor und nach der Multiplikation beschreibt die Verschlechterung des Phasenrauschens durch die Multiplikation der Frequenz $f \pm \Delta f$ mit dem Faktor N :

$$\left(\frac{\text{SNR}_f}{\text{SNR}_{Nf}} \right)_{\text{dB}} = 20 \log \left(\frac{\frac{2}{\theta}}{\frac{2}{N\theta}} \right) = 20 \log(N) \quad (\text{C.20})$$

Nach Gleichung C.20 erhöht sich das Phasenrauschen nach einer Frequenzmultiplikation um $20\log(N)$. Diese Verschlechterung ist vollkommen unabhängig von der Frequenz des Signals und der Art des Multiplizierers. Beinhaltet eine Signalquelle einen Multiplizierer muss die Signalquelle des Frequenzmultiplizierers ein um mindestens $20\log(N)$ dB besseres Phasenrauschen besitzen, um mit dem Phasenrauschen einer anderen Signalquelle bei der Zielfrequenz vergleichbar zu sein.

Literaturverzeichnis

- [AGFZ09] M. Abbasi, M. Gavell, M. Ferndahl, and H. Zirath. An E-Band(71-76, 81 -86 GHz) balanced frequency tripler for high-speed communications. In *Proceedings of the Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 1184 –1187, Dez. 2009.
- [Agi12] Agilent Technologies. *Agilent 11970 Series Harmonic Mixers*, Feb. 2012.
- [Agi14] Agilent Technologies. *Agilent Waveguide Power Sensors (Data Sheet)*, 2014.
- [AKK⁺09] M. Abbasi, R. Kozhuharov, C. Karnfelt, I. Angelov, I. Kalfass, A. Leuther, and H. Zirath. Single-Chip Frequency Multiplier Chains for Millimeter-Wave Signal Generation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12):3134–3142, Dez. 2009.
- [AR01] Kian-Sen Ang and Ian D. Robertson. Analysis and design of impedance-transforming planar Marchand baluns. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(2):402–406, Feb. 2001.
- [BBR00] A. Boudiaf, D. Bachelet, and C. Rumelhard. A high-efficiency and low-phase-noise 38-GHz pHEMT MMIC tripler. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(12):2546 –2553, Dez. 2000.

- [BCD⁺09] T. Bryllert, K. B. Cooper, R. J. Dengler, N. Llombart, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. Gill, Choonsup Lee, A. Skalare, I. Mehdi, and P. H. Siegel. A 600 GHz imaging radar for concealed objects detection. In *Proceedings IEEE Radar Conference*, pages 1–3, 2009.
- [BKZ14] Mingquan Bao, R. Kozhuharov, and H. Zirath. A High Power-Efficiency D-Band Frequency Tripler MMIC With Gain Up to 7 dB. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 24(2):123–125, Feb. 2014.
- [BR97] AH. Barea and Ian D. Robertson. Monolithic MESFET distributed baluns based on the distributed amplifier gate-line termination technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(2):188–195, Feb. 1997.
- [BSMM05] Il’ja N. Bronstejn, Konstantin A. Semendjaev, Gerhard Musiol, and Heiner Mühlig, editors. *Taschenbuch der Mathematik*. Deutsch, Frankfurt am Main, 6. edition, 2005.
- [Cam98] Edmar Camargo. *Design of FET frequency multipliers and harmonic oscillators*. Artech House microwave library. Artech House, Boston, 1998.
- [CCK⁺92] E. Carman, M. Case, M. Kamegawa, R. Yu, K. Giboney, and M.J.W. Rodwell. V-band and W-band broad-band, monolithic distributed frequency multipliers. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2(6):253–254, Jun. 1992.
- [CDL⁺08] K.B. Cooper, R.J. Dengler, N. Llombart, T. Bryllert, G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J. Gill, Choonsup Lee, A Skalare, I Mehdi, and P.H. Siegel. Penetrating 3-D Imaging at 4- and 25-m Range Using a Submillimeter-Wave Radar. *IEEE Transacti-*

- ons on Microwave Theory and Techniques*, 56(12):2771–2778, Dez. 2008.
- [CRSL⁺05] Y. Campos-Roca, C. Schworer, A. Leuther, M. Seelmann-Eggebert, and H. Massler. A D-band frequency doubler MMIC based on a 100-nm metamorphic HEMT technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(7):466–468, Jul. 2005.
- [CSW⁺04] G. Chattopadhyay, E. Schlecht, J.S. Ward, J.J. Gill, H.H.S. Javadi, F. Maiwald, and I. Mehdi. An all-solid-state broad-band frequency multiplier chain at 1500 GHz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52:1538–1547, 2004.
- [DGAS03] M. Danesh, F. Gruson, P. Abele, and H. Schumacher. Differential VCO and frequency tripler using SiGe HBTs for the 24 GHz ISM band. In *Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pages 277 – 280, Jun. 2003.
- [Eli08] Frank Ellinger. *Radio frequency integrated circuits and technologies*. Springer, 2008.
- [Elv] Elva-1 DPM-xx Powermeter. Homepage: <http://www.elva1.com/products/measurement/powermeter.html>. [Online; 21. Sept. 2014].
- [Eri] Erickson PM4. Homepage: <http://vadiodes.com/>. [Online; 21. Sept. 2014].
- [ESM⁺00] N.R. Erickson, R.P. Smith, S.C. Martin, B. Nakamura, and I. Mehdi. High efficiency MMIC frequency triplers for millimeter and submillimeter wavelengths. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, volume 2, pages 1003–1006 vol.2, 2000.

- [FN98] H. Fudem and E.C. Niehenke. Novel millimeter wave active MMIC triplers. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, volume 2, pages 387–390 vol.2, Jun. 1998.
- [FSH⁺05] J.F. Federici, B. Schulkin, F. Huang, D. Gary, R. Barat, F. Oliveira, and D. Zimdars. THz imaging and sensing for security applications—explosives, weapons and drugs. *Semiconductor Science and Technology*, 20(7):S266, 2005.
- [GdLR10] F.R.I Gomez, M.T.G. de Leon, and C.R.K. Roque. Active balun circuits for WiMAX receiver front-end. In *Proceedings of the IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pages 1156–1161, Nov. 2010.
- [HK06] Ta-Tao Hsu and Chien-Nan Kuo. Low power 8-GHz ultra-wideband active balun. In *Proceedings of the Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pages 365–368, Jan. 2006.
- [HN95] B. B. Hu and M. C. Nuss. Imaging with terahertz waves. *Optical Letters*, 20(16):1716–1718, Aug. 1995.
- [HTA90] T. Hiraoka, T. Tokumitsu, and M. Akaike. A miniaturized broad-band MMIC frequency doubler. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(12):1932–1937, 1990.
- [IKM⁺06] M. Ito, S. Kishimoto, T. Morimoto, Y. Hamada, and K. Maruhashi. Highly Integrated 60 GHz-band x12 Multiplier MMIC. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1697–1700, Jun. 2006.
- [JK08a] T. Johansen and V. Krozer. Analysis and design of lumped element Marchand baluns. In *Proceedings of the 17th In-*

ternational Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON), Mai 2008.

- [JK08b] C. Jördens and M. Koch. Detection of foreign bodies in chocolate with pulsed terahertz spectroscopy. *Optical Engineering*, 47(3):037003–037003–5, Mär. 2008.
- [JWP⁺10] C. Jansen, S. Wietzke, O. Peters, M. Scheller, N. Vieweg, M. Salhi, N. Krumbholz, C. Jördens, T. Hochrein, and M. Koch. Terahertz imaging: applications and perspectives. *Appl. Opt.*, 49(19):E48–E57, Jul. 2010.
- [KFH⁺97] M. Kim, B. H. Fujiwara, D. A. Humphrey, S. C. Martin, R. P. Smith, and P. H. Siegel. A 600 GHz planar frequency multiplier feed on a silicon dielectric-filled parabola. In *Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium Technical Digest 1997*, pages 287–290, 1997.
- [KKZA06] C. Karnfelt, R. Kozhuharov, H. Zirath, and I. Angelov. High-purity 60-GHz-band single-chip x8 multipliers in pHEMT and mHEMT technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(6):2887–2898, Jun. 2006.
- [KLDA⁺13] S. Koenig, D. Lopez-Diaz, J. Antes, F. Boes, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass. Wireless sub-THz communication system with high data rate. *Nature Photonics*, 7(12):977–981, Dez. 2013.
- [KMT⁺07] I. Kallfass, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, M. Schlechtweg, and G. Weimann. A Broadband Frequency Sixtupler MIMIC for the W-Band with >7 dBm Output Power and >6 dB

- Conversion Gain. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 2169–2172, Jun. 2007.
- [KNA03] M. Kawashima, T. Nakagawa, and K. Araki. A Novel Broadband Active Balun. In *Proceedings of the European Microwave Conference (EuMC)*, pages 495–498, Okt. 2003.
- [KNT⁺95] H. Koizumi, S. Nagata, K. Tateoka, K. Kanazawa, and D. Ueda. A GaAs single balanced mixer MMIC with built-in active balun for personal communication systems. In *Proceedings of the IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pages 77–80, Mai 1995.
- [KPM⁺92] Y. Kwon, D. Pavlidis, P. Marsh, G.I. Ng, T. Brock, G. Munns, and G.I. Haddad. A fully integrated monolithic D-band oscillator-doubler chain using InP-based HEMTs. In *Proceedings of the IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, pages 51–54, Okt. 1992.
- [KSKO⁺02] P. Knobloch, C. Schildknecht, T. Kleine-Ostmann, M. Koch, S. Hoffmann, M. Hofmann, E. Rehberg, M. Sperling, K. Donhuijsen, G. Hein, and K. Pierz. Medical THz imaging: an investigation of histo-pathological samples. *Physics in Medicine and Biology*, 47(21):3875, 2002.
- [KTM⁺09] I. Kallfass, A. Tessmann, H. Massler, D. Lopez-Diaz, A. Leuther, M. Schlechtweg, and O. Ambacher. A 300 GHz active frequency-doubler and integrated resistive mixer MMIC. In *Proceedings of the European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 200–203, 2009.

- [Lew10] U.J. Lewark. Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeterwellenfrequenzbereich. Diplomarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2010.
- [LTK⁺10] A. Leuther, A. Tessmann, I. Kallfass, H. Massler, R. Loesch, M. Schlechtweg, M. Mikulla, and O. Ambacher. Metamorphic HEMT technology for submillimeter-wave MMIC applications. In *Proceedings of the International Conference on Indium Phosphide Related Materials (IPRM)*, pages 1–6, 2010.
- [LTM⁺08] A Leuther, A Tessmann, H. Massler, R. Losch, M. Schlechtweg, M. Mikulla, and O. Ambacher. 35 nm metamorphic HEMT MMIC technology. In *Proceedings of the International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, Mai 2008.
- [LWY⁺07] Chin-Shen Lin, Pei-Si Wu, Mei-Chao Yeh, Jia-Shiang Fu, Hong-Yeh Chang, Kun-You Lin, and Huei Wang. Analysis of Multiconductor Coupled-Line Marchand Baluns for Miniature MMIC Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(6):1190–1199, Jun. 2007.
- [LYYC08] Yu Liu, Tao Yang, Ziqiang Yang, and Jia Chen. A 3-50 GHz Ultra-Wideband PHEMT MMIC Balanced Frequency Doubler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(9):629–631, Sep. 2008.
- [Maa03] Stephen A. Maas. *Nonlinear microwave and RF circuits*. Artech House microwave library. Artech House, Boston, 2. edition, 2003.
- [Mar44] N. Marchand. Transmission-line conversion transformers. *Electron*, 17:142–146, 1944.

- [MBHB05] S. Mahon, P. Beasty, J. Harvey, and A. Bessemoulin. A broadband millimetre-wave differential pHEMT frequency doubler MMIC. In *Proceedings of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSIC)*, 2005.
- [MLZK03] T. Masuda, V. Lowenmark, H. Zirath, and R. Kozhuharov. A high spectral purity GaAs PHEMT MMIC balanced frequency quadrupler. In *Proceedings of the IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, pages 255 – 258, Nov. 2003.
- [MSS⁺09] Chuying Mao, S. Sankaran, Eunyoung Seok, C.S. Nallani, and K.K. O. Millimeter Wave Varistor Mode Schottky Diode Frequency Doubler in CMOS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(3):173–175, Mär. 2009.
- [MW01] M. Morgan and S. Weinreb. A full waveguide band MMIC tripler for 75-110 GHz. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, volume 1, pages 103–106 vol.1, 2001.
- [MWG⁺05] A. Maestrini, J. S. Ward, J. J. Gill, H. S. Javadi, E. Schlecht, C. Tripon-Canseliet, G. Chattopadhyay, and I. Mehdi. A 540-640-GHz high-efficiency four-anode frequency tripler. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(9):2835–2843, 2005.
- [ÖHP10] E. Öjefors, B. Heinemann, and U. R. Pfeiffer. A 325 GHz frequency multiplier chain in a SiGe HBT technology. In *Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pages 91–94, 2010.
- [ÖHP11] E. Öjefors, B. Heinemann, and U.R. Pfeiffer. Active 220- and 325-GHz frequency multiplier chains in an SiGe HBT

- technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(5):1311–1318, 2011.
- [PHN⁺00] B. Piernas, H. Hayashi, K. Nishikawa, K. Kamogawa, and T. Nakagawa. A broadband and miniaturized V-band PHEMT frequency doubler. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 10(7):276–278, Jul. 2000.
- [PKN⁺05] V. Puyal, A. Konczykowska, P. Nouet, S. Bernard, S. Blayac, F. Jorge, M. Riet, and J. Godin. DC-100-GHz frequency doublers in InP DHBT technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4):1338–1344, Apr. 2005.
- [RA90] ID. Robertson and AH. Aghvami. A Novel Wideband MMIC Active Balun. In *Proceedings of the European Microwave Conference (EuMC)*, volume 1, pages 419–423, Sept 1990.
- [RLM⁺12] V. Radisic, K. M. K. H. Leong, Xiaobing Mei, S. Sarkozy, W. Yoshida, and W. R. Deal. Power Amplification at 0.65 THz Using InP HEMTs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(3):724–729, 2012.
- [RMH⁺01] V. Radisic, M. Micovic, M. Hu, P. Janke, C. Ngo, L. Nguyen, L. Samoska, and M. Morgan. 164-GHz MMIC HEMT doubler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(6):241–243, Jun. 2001.
- [Sam11] L.A Samoska. An Overview of Solid-State Integrated Circuit Amplifiers in the Submillimeter-Wave and THz Regime. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(1):9–24, Sep. 2011.
- [Sch08] C. Schwörer. *Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher und Mischer oberhalb 100 GHz*. PhD the-

- sis, 2008. 2007 Zugelassene Dissertation an der Universität Karlsruhe.
- [Sho52] W. Shockley. A Unipolar "Field-Effect" Transistor. *Proceedings of the IRE*, 40(11):1365–1376, 1952.
- [Sir02] Carlo Sirtori. Applied physics: Bridge for the terahertz gap. *Nature*, 417(6885):132–133, 05 2002.
- [SKA⁺11] Dongha Shim, D. Koukis, D. J. Arenas, D. B. Tanner, and K. O. Kenneth. 553-GHz signal generation in CMOS using a quadruple-push oscillator. In *Proceedings of the Symposium VLSI Circuits (VLSIC)*, pages 154–155, 2011.
- [Sko03] M.I. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. Tata McGraw Hill, 2003.
- [SP02] L. Samoska and A. Peralta. Advanced HEMT MMIC circuits for millimeter and submillimeter-wave power sources. In *Proceedings of the Far Infrared, Submillimeter, and Millimeter Detector Technology Workshop Monterey, CA, USA*, 2002.
- [SPCC10] Ching-Ian Shie, Yu-Han Pan, Kuo-Sheng Chin, and Yi-Chyun Chiang. A Miniaturized Microstrip Balun Constructed With Two $\lambda/8$ Coupled Lines and a Redundant Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 20(12):663–665, Dez. 2010.
- [SRL⁺05] C. Schwörer, Y. C. Roca, A. Leuther, A. Tessmann, M. Seelmann-Eggebert, H. Massler, M. Schlechtweg, and G. Weimann. A 150 to 220 GHz balanced doubler MMIC using a 50 nm metamorphic HEMT technology. In *Proceedings of the European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium EGAAS*, pages 565–568, 2005.

- [STK⁺11] M. Schlechtweg, A. Tessmann, I. Kallfass, A. Leuther, V. Hurm, H. Massler, M. Riessle, R. Lösch, and O. Ambacher. Millimeter-wave circuits and modules up to 500 GHz based on metamorphic HEMT technology for remote sensing and wireless communication applications. In *Proceedings of the IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pages 269–272, 2011.
- [Tec13] Agilent Technologies. Technical Overview: Agilent Waveguide Harmonic Mixers, 2013.
- [Tec14] Agilent Technologies. Technical Overview: Agilent Millimeter-Wave Network Analyzers 10 MHz to 110 GHz, with Extensions to 1.1 THz, 2014.
- [Tes05] A. Tessmann. 220-GHz metamorphic HEMT amplifier MMICs for high-resolution imaging applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(10):2070–2076, 2005.
- [TKL⁺08] A. Tessmann, I. Kallfass, A. Leuther, H. Massler, M. Kuri, M. Riessle, M. Zink, R. Loesch, A. Wahlen, H. Essen, V. Hurm, M. Schlechtweg, and O. Ambacher. Metamorphic HEMT MMICs and Modules for Use in a High-Bandwidth 210 GHz Radar. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(10):2194–2205, 2008.
- [TLH⁺09] A. Tessmann, A. Leuther, V. Hurm, H. Massler, M. Zink, M. Kuri, M. Riessle, R. Losch, M. Schlechtweg, and O. Ambacher. A 300 GHz mHEMT amplifier module. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Indium Phosphide Related Materials (IPRM)*, pages 196–199, May 2009.
- [TLM⁺08] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, M. Kuri, and R. Lösch. A Metamorphic 220-320 GHz HEMT Amplifier MMIC. In

Proceedings of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium (CSIC), Okt. 2008.

- [TLM⁺10] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, V. Hurm, M. Kuri, M. Zink, M. Riessle, and R. Losch. High-gain submillimeter-wave mHEMT amplifier MMICs. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 53–56, Mai 2010.
- [TLMSE12] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, and M. Seelmann-Eggebert. A High Gain 600 GHz Amplifier TMIC Using 35 nm Metamorphic HEMT Technology. In *Proceedings of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pages 1–4, oct. 2012.
- [Tsa93] M. C. Tsai. A new compact wideband balun. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 141–143 vol.1, Jun. 1993.
- [TSB⁺11] Z.D. Taylor, R.S. Singh, D.B. Bennett, P. Tewari, C.P. Kealey, N. Bajwa, M.O. Culjat, A. Stojadinovic, H. Lee, J. Hubschman, E.R. Brown, and W.S. Grundfest. THz Medical Imaging: in vivo Hydration Sensing. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(1):201–219, Sep. 2011.
- [TWK97] M. K. A. Thumm, W. Wiesbeck, and S. Kern. *Hochfrequenzmesstechnik: Verfahren und Messsysteme*. Teubner, Stuttgart, 1997.
- [VDIa] Datasheet VDI Model: WR1.5X3. VDI Homepage: <http://vadiodes.com/>.
- [VDIb] Datasheet VDI Model: WR3.4X3. VDI Homepage: <http://vadiodes.com/>.

- [Vlc93] A. Vlcek, editor. *Hochfrequenztechnik*, volume 2: Elektronik und Signalverarbeitung. Springer, Berlin, 4. edition, 1993.
- [vRK00] F. van Raay and G. Kompa. Design and stability test of a 2-40 GHz frequency doubler with active balun. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, volume 3, pages 1573–1576, 2000.
- [WJK⁺10] S. Wietzke, C. Jansen, N. Krumbholz, O. Peters, N. Vieweg, C. Jördens, M. Scheller, D. Romeike, T. Jung, M. Reuter, S. Chatterjee, M. Koch, B. Baudrit, T. Zentgraf, T. Hochrein, and M. Bastian. Terahertz spectroscopy: A powerful tool for the characterization of plastic materials. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD)*, pages 1–4, Jul. 2010.
- [WT09] A. Wootten and AR. Thompson. The Atacama Large Millimeter/Submillimeter Array. *Proceedings of the IEEE*, 97(8):1463–1471, Aug. 2009.
- [WXZ⁺11] Lei Wang, Yong-Zhong Xiong, Bo Zhang, San-Ming Hu, and Teck-Guan Lim. Millimeter-Wave Frequency Doubler With Transistor Grounded-Shielding Structure in 0.13- μm SiGe BiCMOS Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(5):1304–1310, 2011.

Eigene Veröffentlichungen

Journalartikel

- [1] R. Weber, **U.J. Lewark**, A. Leuther, and I. Kallfass. A W-Band $\times 12$ Multiplier MMIC With Excellent Spurious Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(4):212–214, 2011.
- [2] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, S. Wagner, A. Leuther, and I. Kallfass. Active frequency-tripler MMICs for 300 GHz signal generation. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 4(3):259–266, 2012.
- [3] **U.J. Lewark**, J. Antes, J. Walheim, J. Timmermann, T. Zwick, and I. Kallfass. Link budget analysis for future E-band gigabit satellite communication links (71 - 76 and 81 - 84 GHz). *CEAS Space Journal*, 4:41–46, 2013.
- [4] **U.J. Lewark**, S. Diebold, S. Wagner, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A Miniaturized Unit Cell for Ultra-Broadband Active Millimeter-Wave Frequency Multiplication. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(6):1343–1351, Jun. 2014.
- [5] I. Kallfass, F. Boes, T. Messinger, J. Antes, A. Inam, **U.J. Lewark**, A. Tessmann, and R. Henneberger. 64 gbit/s transmission over 850 m fixed wireless link at 240 GHz carrier frequency. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 36(2):221–233, 2015.

- [6] J. Antes, F. Boes, T. Messinger, **U.J. Lewark**, T. Mahler, A. Tessmann, R. Henneberger, T. Zwick, and I. Kallfass. Multi - Gigabit Millimeter Wave Wireless Communication in Realistic Transmission Environments. *submitted to IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*.
- [7] J. Antes, D. Meier, F. Boes, T. Messinger, **U.J. Lewark**, D. Mueller, R. Henneberger, A. Tessmann, T. Zwick, and I. Kallfass. E-band wireless link bridging a distance of 15 kilometer with a data rate of 15 Gbit/s. *submitted to IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.

Konferenzbeiträge

- [8] **U.J. Lewark**, J. Antes, M. Kuri, R. Henneberger, A. Tessmann, S. Wagner, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. MMIC-based module-level frequency generation for e-band communication systems. In *Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 85–87, Jan. 2014.
- [9] **U.J. Lewark**, J. Antes, H. Massler, A. Leuther, and I. Kallfass. Aktive Frequenzvervielfacher als W-Band Signalquellen in Millimeterwellen-Kommunikationssystemen. *GMM-Fachbericht-ANALOG'11*, 2011.
- [10] **U.J. Lewark**, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, and I. Kallfass. Miniaturized Ultra-Broadband G-Band Frequency Doubler MMIC. In *Proceedings of the European Microwave Week (EuMW)*, Amsterdam, The Netherlands, Nov. 2012.
- [11] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, O. Ambacher, and I. Kallfass. Signal generation and amplification up to 600 GHz using metamorphic HEMT technology. In *Proceedings of the European Mi-*

crowave Integrated Circuits Conference (EUMIC), Nuremberg, Germany, 2013.

- [12] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, A. Leuther, and I. Kallfass. E-band active frequency-multiplier-by-eight MMIC with >20 dB conversion gain and excellent spurious suppression. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, 2012.
- [13] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, A. Leuther, and I. Kallfass. Active single ended frequency multiplier-by-nine MMIC for millimeter-wave imaging applications. In *Proceedings of the Workshop Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, pages 1–4, 2011.
- [14] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, A. Leuther, and I. Kallfass. Active frequency multiplier-by-nine MMIC for millimeter-wave signal generation. In *Proceedings of the German Microwave Conference (GeMIC)*, pages 1–4, 2011.
- [15] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. An Active 600 GHz Frequency Multiplier-by-Six SM-MIC. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Jun. 2013.
- [16] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, H. Massler, S. Wagner, A. Leuther, and I. Kallfass. 300 GHz active frequency-tripler MMICs. In *Proceedings of the European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 236–239, 2011.
- [17] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, S. Wagner, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A 220 to 320 GHz Broadband Active Frequency Multiplier-by-Eight MMIC. In *Proceedings of the European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2014.

- [18] **U.J. Lewark**, A. Tessmann, S. Wagner, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. 255 to 330 GHz active frequency tripler MMIC. In *Proceedings of the Workshop Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, pages 1–3, 2012.
- [19] **U.J. Lewark**, A. Theveneau, H. Massler, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A 440 GHz Balanced Active Frequency Multiplier-by-Four SMMIC. In *Proceedings of the European Microwave Integrated Circuits Conference, Nuremberg, Germany*, 2013.
- [20] **U.J. Lewark**, T. Zwick, A. Tessmann, H. Massler, A. Leuther, and I. Kallfass. Active 600GHz frequency multiplier-by-Six S-MMICs for submillimeter-wave generation. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, Jun. 2014.
- [21] J. Antes, **U.J. Lewark**, A. Tessmann, S. Wagner, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. MMIC-based chipset for multi-gigabit satellite links in e-band. In *Proceedings of the IEEE Int Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) Conference*, pages 1–4, 2012.
- [22] J. Antes, F. Boes, D. Meier, **U.J. Lewark**, A. Tessmann, A. Leuther, R. Henneberger, and I. Kallfass. Multi-gigabit data transmission using MMIC-based E-band frontends. In *Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 10–12, Jan. 2014.
- [23] J. Antes, F. Boes, D. Meier, T. Messinger, **U.J. Lewark**, A. Tessmann, S. Wagner, and I. Kallfass. Ultra-wideband single-balanced transmitter-MMIC for 300 GHz communication systems. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, Jun. 2014.
- [24] J. Antes, D. Lopez-Diaz, **U.J. Lewark**, S. Wagner, A. Tessmann, A. Leuther, and I. Kallfass. A high linearity I/Q Mixer for High Data Rate E-Band Wireless Communication Links. In *Proceedings of*

- the European Microwave Week (EuMW)*, Amsterdam, the Netherlands, Nov. 2012.
- [25] F. Boes, J. Antes, T. Mahler, **U.J. Lewark**, D. Meier, T. Messinger, R. Henneberger, A. Tessmann, T. Zwick, and I. Kallfass. Experimental validation of adverse weather effects on a 240 GHz multi-gigabit wireless link. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, Jun. 2014.
- [26] I. Kallfass, A. Tessmann, H. Massler, **U.J. Lewark**, M. Kuri, M. Riessle, M. Zink, and A. Leuther. Balanced active frequency multipliers for W-band signal sources. In *Proceedings of the European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 101–104, 2011.
- [27] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Hülsmann, I. Kallfass, A. Leuther, R. Aidam, C. Zech, **U.J. Lewark**, H. Massler, M. Riessle, M. Zink, J. Rosenzweig, and O. Ambacher. Millimeter-Wave Monolithic Integrated Circuits and Modules for Safety and Security Applications. In *Proceedings of the Future Security*, pages 200–211, 2012.
- [28] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, S. Wagner, R. Aidam, J. Rosenzweig, O. Ambacher, I. Kallfass, **U.J. Lewark**, R. Sommer, A. Wahlen, S. Stanko, and J. Ender. Millimeter- and submillimeter-wave monolithic integrated circuits based on metamorphic HEMT technology for sensors and communication. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS)*, pages 1–4, 2013.
- [29] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, **U.J. Lewark**, S. Wagner, R. Weber, M. Kuri, M. Zink, M. Riessle, H.-P. Stulz, M. Schlechtweg, O. Ambacher, R. Sommer, A. Wahlen, and S. Stanko. A Monolithic Integrated mHEMT Chipset for High-Resolution Submillimeter-Wave Radar

- Applications. In *Proceedings of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pages 1–4, 2013.
- [30] A. Tessmann, H. Massler, **U.J. Lewark**, S. Wagner, I. Kallfass, and A. Leuther. Fully Integrated 300 GHz Receiver S-MMICs in 50 nm Metamorphic HEMT Technology. In *Proceedings of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pages 1–4, 2011.
- [31] A. Tessmann, M. Schlechtweg, D. Bruch, **U.J. Lewark**, A. Leuther, H. Massler, S. Wagner, M. Seelmann-Eggebert, V. Hurm, R. Aidam, I. Kallfass, and O. Ambacher. Terahertz monolithic integrated circuits based on metamorphic HEMT technology for sensors and communication. In *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) Proceedings*, pages 203–205, 2013.



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

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

In dieser Arbeit wird eine neuartige Schaltungstopologie zur differentiellen Frequenzvervielfachung entwickelt. Sie erreicht Bandbreiten komplexer und balancierter Vervielfacher mit nur vier Transistoren. Als Einzelschaltung erreicht sie die höchsten relativen Bandbreiten aktiver Frequenzvervielfacher über 110 GHz. Weiter werden Kaskadierungstechniken gezeigt, die mit Hilfe der neuen Topologie einen Frequenzverachtfacher mit einer Bandbreite von 220 bis 320 GHz ermöglichen. Erstmals erzeugt ein in dieser Arbeit entwickelter aktiver Frequenzversechsfacher Ausgangsfrequenzen bis zu 670 GHz. Dieser Frequenzbereich war bisher nur mit passiven Vervielfachern erreichbar.

Ulrich Lewark schloss im Oktober 2010 sein Studium der Elektro- und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) als Diplom-Ingenieur ab. Im selben Jahr begann er als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) diese Dissertation. Seine Forschungsschwerpunkte lagen in der Entwicklung monolithisch integrierter Schaltungen im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0354-5

