

kassel
university



press

**Entwurfsverfahren von breitbandigen Frequenzvervielfachern für
ein multiharmonisches Source- und Load-pull-Messsystem**

Bernd Bunz

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Elektrotechnik / Informatik der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. G. Kompa
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.- Ing. H. Früchting

Tag der mündlichen Prüfung

25. Juni 2004

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

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2004
ISBN 3-89958-085-0
URN urn:nbn:0002-0854

© 2004, kassel university press GmbH, Kassel
www.upress.uni-kassel.de

Umschlaggestaltung: 5 Büro für Gestaltung, Kassel
Druck und Verarbeitung: Unidruckerei der Universität Kassel
Printed in Germany

Sage nicht alles, was Du weißt, aber wisse immer, was Du sagst.
M. Claudius

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut Hochfrequenztechnik / Mikrowellentechnik der Universität Kassel.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Kompa für die wohlwollende Unterstützung dieser Arbeit sowie für die Übernahme des Hauptreferats. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Früchting vom Institut Hochfrequenztechnik/ Kommunikationstechnik der Universität Kassel für die bereitwillige Übernahme des Korreferates.

Alle Mitarbeiter am Institut haben mit ihrer Hilfsbereitschaft und Freundschaft wichtige Beiträge zum Gelingen dieser Arbeit geleistet. Für diese Unterstützung möchte ich mich bei allen sehr herzlich bedanken.

Mein Dank geht ebenfalls an die Studenten, die im Rahmen von Projekt-, Diplom- und Masterarbeiten meine Arbeit unterstützt haben.

Kassel, im Mai 2004

Bernd Bunz

Zusammenfassung

Die Anwendungen moderner Mikrowellenschaltungen erfahren durch Mobilfunkanwendungen der dritten Generation einen beträchtlichen Aufschwung. Neben drahtloser Telefonie stehen Informationsdienste und die Datenübertragung von Video- und Audiosignalen, sowie in Zukunft auch Transaktionsdienste und Entertainmentdienste im Blickpunkt. Zum Aufbau geeigneter breitbandiger Kommunikationsnetze werden hochlineare Hochleistungsverstärker benötigt.

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiges Großsignalmesssystem vorgestellt, welches eingangs- und ausgangsseitig die Terminierung der einzelnen Harmonischen mit einer beliebigen passiven Last gestattet (Source- und Load-pull-Messsystem). Mit dem System sind charakteristische Größen eines untersuchten Bauelements, wie Ein- und Ausgangsleistung, Quell- und Lastreflexionsfaktor, Gewinn, Leistungswirkungsgrad als Funktion des Eingangsleistungspegels, der Frequenz, der Gleichspannungsversorgung und der Abschlussituation auf Ein- und Ausgangsseite erfassbar. Somit lassen sich nichtlineare Eigenschaften eines Bauelements charakterisieren und darauf basierend ein empirisches Design durchführen.

Frequenzvervielfacher stellen wesentliche Komponenten des entwickelten Großsignalmessplatzes dar. Ein weiterer Schwerpunkt der Arbeit ist daher der Entwurf von hybriden Frequenzverdreifachern, wobei ein neuartiger Entwurfsalgorithmus zum Einsatz kommt. Dieser wird am Beispiel eines 2/6 GHz Verdreifachers und eines 6/18 GHz Verdreifachers erprobt und seine Tauglichkeit anhand der fortschrittlichen Resultate nachgewiesen. Der auf Breitbandigkeit ausgelegte 2/6 GHz Verdreifacher dient im Großsignalmesssystem zur Frequenzkonversion und ermöglicht somit ein Source- und Load-pull der dritten Harmonischen.

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 2 | Entwurf von breitbandigen Frequenzvervielfachern höherer Ordnung | 5 |
| 2.1 | Vergleich der Vervielfachertechnologien | 5 |
| 2.1.1 | Diodenfrequenzvervielfacher | 5 |
| 2.1.2 | HBT Frequenzvervielfacher | 6 |
| 2.1.3 | FET Frequenzvervielfacher | 7 |
| 2.1.4 | Frequenzvervielfachung durch Overshoot-Effekte | 8 |
| 2.2 | Stand der Technik | 8 |
| 2.3 | Mögliche Arbeitspunkte | 10 |
| 2.3.1 | B-Betrieb, C-Betrieb | 10 |
| 2.3.2 | Idss-Betrieb | 10 |
| 2.3.3 | A-Betrieb | 12 |
| 2.4 | Entwurf von breitbandigen Frequenzvervielfachern höherer Ordnung . . | 13 |
| 2.4.1 | Einführung | 13 |
| 2.4.2 | Beschreibung der Entwurfsprozedur | 14 |
| 2.4.3 | Stabilitätsbetrachtung an harmonischen Abschlüssen auf Ein- und Ausgangsseite | 15 |
| 2.4.4 | Wahl von Impedanzen zum breitbandigen Wirkleistungstransfer | 18 |
| 2.4.5 | Bestimmung von optimalen harmonischen Abschlüssen | 19 |
| 2.4.6 | Simulation und Optimierung von Entwürfen anhand verlustbe- hafteter Leitungsstrukturen | 22 |
| 2.5 | Realisierungen von Frequenzverdreifachern | 24 |
| 2.5.1 | Frequenzverdreifacher mit einer Mittenfrequenz von 2 GHz . . . | 24 |
| 2.5.2 | Frequenzverdreifacher mit einer Mittenfrequenz von 6 GHz . . . | 28 |
| 3 | Experimentelle Verifikation mittels eines harmonischen Load- und Source-Pull-Messsystems | 31 |
| 3.1 | Stand der Technik | 32 |
| 3.1.1 | Kommerzielle Systeme | 32 |
| 3.1.1.1 | LP1/2 und ELM, ATN Microwave | 32 |
| 3.1.1.2 | ATS, Maury Microwave | 33 |
| 3.1.1.3 | ATTS, Maury Microwave | 33 |
| 3.1.1.4 | Nichtlinearer Netzwerkanalysator, NMDG Engineering | 33 |
| 3.1.1.5 | CCMT, Focus Microwaves | 33 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3.1.1.6 | ALPS, Focus Microwaves | 34 |
| 3.1.2 | Systeme an Forschungseinrichtungen | 34 |
| 3.2 | Vorstellung des neuen Messsystems | 35 |
| 3.2.1 | Systemkonzept | 35 |
| 3.2.2 | Systemkonzept | 37 |
| 3.2.2.1 | Etablierung des Load-pull höherer Harmonischer . . . | 39 |
| 3.2.2.2 | Etablierung der Source-pull Funktion | 40 |
| 3.3 | Fehlermodell des Systems | 43 |
| 3.3.1 | Veränderung des Fehlermodells im Hinblick auf fundamentales Source-pull | 44 |
| 3.3.2 | Ableitung des Fehlermodells | 44 |
| 3.4 | Kalibration des Systems | 46 |
| 3.5 | Messgenauigkeit des Systems | 48 |
| 3.5.1 | Systematische Messfehler | 48 |
| 3.5.2 | Genauigkeit der Kalibration | 51 |
| 3.6 | Automatische Steuerung des Messsystems | 51 |
| 3.6.1 | Optimierungsalgorithmen | 53 |
| 3.6.1.1 | Algorithmus des kleinsten Fehlerquadrats | 53 |
| 3.6.1.2 | Gradientenoptimierung | 56 |
| 3.7 | Grundzüge eines empirischen Entwurfs eines Frequenzverdreifachers . . | 56 |
| 3.7.1 | Harmonic Load-pull | 57 |
| 3.7.1.1 | Load-pull der Grundwelle | 58 |
| 3.7.1.2 | Load-pull der ersten Oberwelle | 61 |
| 3.7.1.3 | Load-pull der zweiten Oberwelle | 63 |
| 3.7.2 | Harmonic Source-pull | 65 |
| 3.7.2.1 | Source-pull der Grundwelle | 65 |
| 3.7.2.2 | Source-pull der ersten Oberwelle | 68 |
| 3.7.2.3 | Source-pull der zweiten Oberwelle | 70 |
| 3.7.3 | Darstellung der Signalformen des optimalen Betriebszustand ei- nes Frequenzverdreifachers | 72 |
| 3.8 | Erweiterungsmöglichkeiten | 73 |
| 4 | Zusammenfassung | 75 |
| A | Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen | 77 |
| B | Fourierzerlegung von Signalen bei einer Frequenzmultiplikation | 80 |
| C | Parameter von Frequenzmultiplizierern | 86 |
| D | Beispiele und Interpretation von Lastkennlinien | 88 |
| E | Reference Devices | 93 |
| E.1 | Überblick über bisherige Schaltungsentwürfe von einstufigen Frequenz- verdreifachern | 93 |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Konversionsgewinn von publizierten FET Frequenzverdreifachern; Entwürfe des Institutes sind durch ein Kreuz gekennzeichnet. | 9 |
| 2.2 | Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem B-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie. | 11 |
| 2.3 | Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem Idss-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie. | 12 |
| 2.4 | Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem A-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie. | 13 |
| 2.5 | Schematische Darstellung eines Frequenzverdreifachers. | 14 |
| 2.6 | Transformation von ausgangsseitigen reaktiven Abschlüssen bei f_0 | 16 |
| 2.7 | Transformation von stabilen ausgangsseitigen Abschlüssen bei f_0 | 17 |
| 2.8 | Konventionelle Stabilitätskreise und Stabilitätskreise nach Edwards im Arbeitsfrequenzband $0,85 f_0 - 1,15 f_0$ | 18 |
| 2.9 | Eingangsreflektionsfaktor bei Klein- und Großsignalansteuerung unter Variation stabiler Lastabschlüsse bei f_0 | 19 |
| 2.10 | Simulierte Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\angle(\Gamma_{EAN,3f_0})$, $\angle(\Gamma_{AAN,f_0})$ mit $\angle(\Gamma_{EAN,2f_0}) = \angle(\Gamma_{AAN,2f_0}) = 180^\circ$ | 20 |
| 2.11 | Simulierte Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\angle(\Gamma_{EAN,2f_0})$, $\angle(\Gamma_{AAN,2f_0})$ mit $\angle(\Gamma_{EAN,3f_0}) = \angle(\Gamma_{AAN,f_0}) = 180^\circ$ | 20 |
| 2.12 | Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\Gamma_{AAN,2f_0}$ bei verschiedenen Betriebsfrequenzen f_0 , $1,15f_0$, $0,85f_0$ | 21 |
| 2.13 | Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\Gamma_{EAN,2f_0}$ bei verschiedenen Betriebsfrequenzen f_0 , $1,15f_0$, $0,85f_0$ | 22 |
| 2.14 | Simulation eines eingangsseitigen breitbandigen Anpassnetzwerks. Dargestellt sind $\Gamma_{IN}(x)$ und $\Gamma_{Quelle}(-)$ | 23 |
| 2.15 | Stop- und Passband des ausgangsseitigen Bandpassfilters ($f_0 = 2$ GHz). | 24 |
| 2.16 | Realisierung (a) und schematische Darstellung (b) eines Frequenzverdreifachers mit einer Bandmittenfrequenz von 2 GHz | 26 |
| 2.17 | Gemessene und simulierte Ausgangsleistung der Grundwelle, der zweiten und dritten Harmonischen als Funktion der Eingangsfrequenz bei $P_{IN} = 1$ dBm (a) und der Eingangsleistung bei $f_0 = 1.84$ GHz (b). (— Simulation, ooo Messung) | 27 |
| 2.18 | Realisierung (a) und schematische Darstellung (b) des realisierten Frequenzverdreifachers mit einer Bandmittenfrequenz von 6 GHz. | 29 |

| | | |
|------|--|----|
| 2.19 | Gemessene und simulierte Ausgangsleistung der Grundwelle, der zweiten und dritten Harmonischen als Funktion der Eingangsfrequenz bei $P_{IN} = 5$ dBm (a) und der Eingangsleistung bei $f_0 = 5.88$ GHz (b). (— Simulation, ooo Messung) | 30 |
| 3.1 | Konzept des Source- und Load-pull-Messsystems. | 37 |
| 3.2 | Aufbau der Active-Load Module ALM [1]. | 39 |
| 3.3 | Blockschaltbild eines klassischen Testsets für Source- und Load-Pulling. | 40 |
| 3.4 | Signalflussdiagramm des Aufbaus nach Abbildung 3.3 (a) und mit eingeführter Ersatzwellenquelle (b). | 40 |
| 3.5 | Blockschaltbild einer Source-pull Realisierung nach [2]. | 41 |
| 3.6 | Signalflussdiagramm des Aufbaus nach Abbildung 3.5 für Messungen des Quellreflexionsfaktors. | 42 |
| 3.7 | Blockschaltbild der vorgeschlagenen Source-pull Realisierung. | 43 |
| 3.8 | Fehlermodell des Messsystems. | 44 |
| 3.9 | Viertorbeschreibung des Testsets in Reflexionsschaltung. | 45 |
| 3.10 | Fehlermodell des Testsets zur Messung des Quellreflexionsfaktors. | 45 |
| 3.11 | Beschreibung des Kopplerausgangs. | 49 |
| 3.12 | Verifikationsmessung einer Kalibration mit einem Offset-Open, Betrag (a) und Phase (b). | 51 |
| 3.13 | Flussdiagramm der Steuerungssoftware für Source- und Load-pull Messungen. | 54 |
| 3.14 | Algorithmus kleinster Fehlerquadrat: Suche des Minimum über Projektion (a) und über orthogonale Annäherung (b) [3]. | 55 |
| 3.15 | Dokumentierung des Gradienten Algorithmus. | 56 |
| 3.16 | Ausgangsleistung der Harmonischen als Funktion der Eingangsleistung bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz. | 58 |
| 3.17 | Variation des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. 50Ω Terminierung der Oberwellen an Ein- und Ausgang. | 59 |
| 3.18 | Variation des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 60 |
| 3.19 | Variation des Lastreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. | 61 |
| 3.20 | Variation des Lastreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 62 |
| 3.21 | Variation des Lastreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. | 63 |
| 3.22 | Variation des Lastreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 64 |
| 3.23 | Variation des Quellreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. | 66 |
| 3.24 | Variation des Quellreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 67 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.25 | Variation des Quellreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. | 68 |
| 3.26 | Variation des Quellreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 69 |
| 3.27 | Variation des Quellreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. | 70 |
| 3.28 | Variation des Quellreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur. | 71 |
| 3.29 | Drain-Source Spannung (a) und Drainstrom (b) | 72 |
| 3.30 | Lastkennlinie des Ausgangssignals in der Referenzebene des DUT. | 72 |
| 3.31 | Lastkennlinie des realisierten Frequenzverdreifachers nach Abschnitt 2.5.1 in den Referenzebenen des Ein- und Ausgangs der Schaltung. | 73 |
| | | |
| B.1 | Normierte harmonische Ströme als Funktion der symmetrischen Verzerrung. | 81 |
| B.2 | Drainstrom als Funktion der symmetrischen Verzerrung. | 82 |
| B.3 | Normierte harmonische Ströme als Funktion der symmetrischen Verzerrung. | 83 |
| B.4 | Normierte harmonische Ströme als Funktion des Leitungswinkels bei Annahme einer stückweise linearen Übertragungsfunktion. | 84 |
| B.5 | Normierte harmonische Ströme als Funktion des Leitungswinkels bei Annahme einer quadratischen Übertragungsfunktion. | 84 |
| B.6 | Lastlinien im DC-Kennlinienfeld. | 85 |
| B.7 | Gemessene Strom- (a) und Spannungswellen (b) mit unterschiedlichem Grad der Verzerrung | 85 |
| | | |
| D.1 | Lastkennlinien im DC-Kennlinienfeld. | 89 |
| D.2 | Variation des Realteils (grüne Kontur) und des Imaginärteils (blaue Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaAs HEMT (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b) | 89 |
| D.3 | Variation des Realteils (grüne Kontur) und des Imaginärteils (blaue Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaAs MESFET bei hoher Aussteuerung (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b) | 90 |
| D.4 | Variation des Realteils (blaue Kontur) und des Imaginärteils (rote Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaN HEMTS bei hoher Aussteuerung (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b) | 91 |
| D.5 | Lastkennlinien bei Variation des Lastreflexionsfaktors der ersten Oberwelle bei geringer Aussteuerung. | 92 |
| D.6 | Variation des Realteils (blaue Kontur) und des Imaginärteils (rote Kontur) des Reflexionsfaktors der ersten Oberwelle eines GaN HEMTS (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b) | 92 |

Kapitel 1

Einleitung

Der Bedarf an drahtlosen Kommunikationsdiensten hat seit Mitte der achtziger Jahre stark zugenommen [4]. So nutzen 1 Milliarde Personen im Jahre 2003 Mobilfunktelefone. Man erwartet bis zum Ende des Jahrzehnts einen Anstieg auf 2 Milliarden Nutzer [5]. Anwendungsgebiete stellen neben der drahtlosen Telefonie Informationsdienste (z.B. Wetter-, Verkehrs- und Nachrichteninformationen) und Datenübertragung von Video- und Audiosignalen, sowie in Zukunft auch Transaktionsdienste (z.B. mobile payment und Online Banking) und Entertainmentdienste (z.B. Herunterladen von Spielen und Klingeltönen) [6] dar. Während die Datenübertragung bei 2G Systemen wie z.B. GSM bei 9,6 kbit/s liegt [7], wird in der neuen Generation (3G) eine Datenübertragungsrate bis zu 2.048 Mbit/s ermöglicht [8]. Im Jahre 2000 haben Bieterfirmen der RegTP (Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post) eine Summe von 50,5 Mrd. Euro geboten, um eine Lizenz für das UMTS-Netz (Universal Mobile Telecommunication System) in Deutschland zu erwerben [9]. Der Anbieter Vodafone hat im Dezember 2003 erste Anwenderhardware in Form von 'personal computer memory card international association'-Karten auf den Markt gebracht, die das UMTS-Netz verwenden. Mit der Einführung von weiteren Endgeräten und einer flächendeckenden Einführung des UMTS-Netzes - die Bieterkonsortien haben sich verpflichtet, bis Ende 2005 50 % der Bevölkerung zu versorgen - ist mit einer weiteren Expansion des Marktes zu rechnen.

Neben den mobilen Kommunikationssystemen der dritten Generation (3G) haben sich weitere Standards etabliert, von denen ebenfalls erwartet wird, dass sie den Markt integrierter Mikrowellenschaltungen unterstützen werden [10]. Als Beispiele der drahtlosen lokalen Übertragungsnetze sind Bluetooth, IEEE 802.11b und Digital Enhanced Cordless Telecommunication zu nennen [11].

Mehrere Einschätzungen gehen davon aus, dass vor allem in Ballungsgebieten UMTS und WLAN Technik kombiniert werden [12, 13]. Die WLAN Netze bieten die Vorteile, eine kostengünstige Alternative aufgrund der bereits etablierten Endgeräte darzustellen sowie größere Datenübertragungsraten zu liefern (bis 2 Mbit/s bei IEEE 802.11b und bis 54 Mbit/s bei IEEE 802.11g [14]). Ebenso haben sich in stark frequentierten Orten wie z.B. Flughäfen und Hotels aufgrund der schleppenden Einführung des

UMTS Netzes WLAN Netze bereits ausgebildet [15].

Aufgrund der erhöhten Modulationsbandbreite, die im UMTS Netz verwendet wird (384 kBit/s und in einer zweiten Phase 2 MBit/s im Vergleich zu 9.6 kBit/s im GSM Netz [16]), sind höhere Anforderungen bezüglich der Linearität an Leistungsverstärker in Basisstationen im Vergleich zu GSM Applikationen zu stellen. Dies erklärt sich ebenso durch das verwendete komplexere Modulationsschema (WCDMA bei dem UMTS Netz [17] im Vergleich zu einer Kombination aus FDMA und TDMA bei GSM [18]).

Ein vielversprechendes Material für breitbandige Leistungstransistoren ist Galliumnitrid (GaN) [4, 19], welches derzeit einen Forschungsschwerpunkt in nationalen (z.B. BMBF), europäischen (z.B. TARGET) und amerikanischen Forschungsprojekten (z.B. US DoE) darstellt. Das Material zeichnet sich einerseits durch einen hohen Bandabstand aus, der eine hohe Durchbruchspannung ($> 80V$) bewirkt und eine hohe Arbeitstemperatur ermöglicht [20], andererseits durch eine hohe Transitgeschwindigkeit der Elektronen, die einen hohen maximalen Strom innerhalb des Bauelements zulassen [21]. Veranschaulicht wird das Potential der Technologie durch die Kenngrößen Baliga Figure of Merit (BFoM) und die Johnson Figure of Merit (JFM) [22].

Weitere Anwendungsgebiete der GaN Technologie [23] sind im Radarbereich [24], in Leuchtmitteln (Herstellung von blauen, grünen und weißen Leuchtdioden (LED), sowie Laserdioden) [25], in Hochleistungsschaltern [26] und als ferromagnetische Sensoren und Aktoren [27] zu sehen, in denen ein Marktvolumen von 500 Mio. Dollar bis zum Ende des Jahrzehnts vorhergesagt wird [28].

Mit GaN Bauelementen wurden bereits Leistungsdichten von 12 W/mm [29] sowie eine Ausgangsleistung von 174 W erreicht [23]. Allerdings basieren die Ergebnisse auf Laborergebnissen. GaN kann noch nicht zu einer ausgereiften Technologie gezählt werden. Es treten Stromeinbrüche auf [30], die technologisch durch eine SiN oder Si_3N_4 Passivierung reduziert werden [31]. Weiterhin wird auch an einer Einbringung einer Feldplattenstruktur gearbeitet, um dem Effekt einer sinkenden Gate-Drain Breakdownspannung zu begegnen. Ein weiterer Ansatz besteht in einer qualitativen Verbesserung der Bufferschicht [23].

Angestrebt wird auch der Übergang von hybriden zu monolithisch integrierten Mikrowellenschaltkreisen (MMICs). Einer deutlichen Kostenreduktion in der Massenfertigung steht dabei ein deutlich größerer Aufwand bei der Schaltungsentwicklung gegenüber, da integrierte Schaltungen als Einzelstücke teuer und nachträglich nicht abstimmbare sind. Der Genauigkeit der im Entwurf eingesetzten Modelle kommt daher entscheidende Bedeutung zu. Die Modellschärfe wird erzielt durch geeignete Bestimmung der Modellparameter in einem Extraktionsprozess [32]. Zur Extraktion werden oftmals S-Parameter Messreihen und DC-Kennlinienfelder verwendet.

Daher bedarf es einer Messtechnik, die es erlaubt, die Bauelemente zu charakte-

risieren, um Rückschlüsse auf die Technologie zu erhalten. Eine Verifikation von Schaltungen, die mit Hilfe von Programmen zur nichtlinearen Netzwerkanalyse, meist unter Anwendung des Harmonic-Balance Prinzips, das Großsignalverhalten im Frequenzbereich vorhersagen, erfolgte bisher in der Regel nur indirekt anhand einer fertigen Schaltung. Eine Alternative zur unmittelbaren Charakterisierung des Bauelementes in seinen Bezugsebenen bei unterschiedlichen Betriebszuständen stellen die Großsignalmessverfahren dar [33, 34]. Das am weitesten verbreitete Verfahren ist die Source- und Load-pull-Messtechnik, deren Ziel in der experimentellen Nachbildung der für die zu realisierende Schaltung optimalen Anpassungsverhältnisse an Ein- und Ausgang des Transistors besteht. Da zur Optimierung eines Betriebszustandes eine große Zahl an Messungen notwendig ist, erfordert die Durchführung der Optimierung trotz Automatisierung des Systems einen hohen messtechnischen als auch zeitlichen Aufwand. Mittlerweile wurden auch Messsysteme vorgestellt, die eine Charakterisierung der harmonischen Signaloberwelle einschliesslich der dritten Oberwelle auf Ein- und Ausgangsseite des Bauteils und die Ausgangsleistung bei diesen Frequenzen erfasst. Während auf die Grundwelle beschränkte Messsysteme bereits kommerziell verfügbar sind [35, 36], ist die Oberwellenbetrachtung sowie die Betrachtung unter Mehrtonanregung noch aktueller Forschungsgegenstand.

In den letzten Jahren wurden die on-wafer Messsysteme zu höheren Frequenzen hin erweitert. Während Systeme bis 110 GHz mittlerweile kommerziell verfügbar sind (z. B. Agilent 8510 XF) [37], wurden in Forschungseinrichtungen Systeme mit einer Einsatzfrequenz bis zu 220 GHz entwickelt [38, 39]. Messspitzen sind mittlerweile auch kommerziell bis zu einer Frequenz von 220 GHz verfügbar [40].

Eine Zielrichtung der vorliegenden Arbeit ist es, das bestehende Load-pull Messsystem um ein harmonisches Load-pull bis zur 4. Harmonischen und ein Source-pull bis zur 3. Harmonischen zu erweitern sowie das System zu höheren Ausgangsleistungen auszurichten. Damit wird eine direkte Verifikation von Großsignalmodellen nichtlinearer Zweitore ermöglicht. Ein weiteres Ziel dieser Arbeit ist es, Kenndaten von Frequenzverdreifachern wie z.B. Konversionsgewinn und Bandbreite in hybriden Realisierungen zu verbessern. Im Laufe der Arbeit wurde ein neuartiger, stabilitätsgarantierender Designprozess entwickelt. Ein realisierter breitbandiger Frequenzverdreifacher wird im Großsignalmesssystem zur Frequenzkonversion eingesetzt, wodurch das Source- und Load-Pull bei der dritten Harmonischen ermöglicht wird.

Die vorliegende Arbeit ist in folgende Bereiche aufgeteilt:

In **Kapitel 2** wird der Entwurf von Frequenzvervielfachern höherer Ordnung vorgestellt. Zunächst wird das Prinzip der Frequenzvervielfachung erläutert und ein Überblick über verschiedene Technologien gegeben, mit der die Realisierung von Frequenzvervielfachern möglich ist. Dann wird der Stand der Technik dokumentiert und eine Einordnung der in dieser Arbeit realisierten Schaltungen vorgenommen. Mögliche Arbeitspunkte werden diskutiert und miteinander verglichen.

Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte stabilitätsgarantierende Designansatz [41] wird beispielhaft an Hand von zwei Frequenzverdreifachern mit einer Mittenfrequenz von 2 und 6 GHz vor dem Hintergrund numerisch optimierter Lastabschlüsse sowie in Streifenleitungstechnik realisierbarer Abschlüsse diskutiert.

Als aktives Element wurde ein $4 \times 45 \mu\text{m}$ HEMT Transistor des Unternehmens Infineon mit einer Gatelänge von $0,18 \mu\text{m}$ und einer Transitfrequenz von 60 GHz verwendet. Die aktiven Elemente wurden freundlicherweise von Infineon Technologies AG zur Verfügung gestellt [42].

In **Kapitel 3** wird der im Institut aufgebaute und erweiterte Signalformmessplatz mit Source- und Load-pull Fähigkeiten bis einschließlich der dritten Harmonischen vorgestellt. Zunächst wird der Stand der Technik beschrieben, basierend auf den Entwicklungen seit Einführung von Load-pull Systemen. Ebenso werden derzeit kommerziell verfügbare Systeme wie auch an Forschungseinrichtungen etablierte Lösungen analysiert. Daraufhin wird das Konzept des im Institut aufgebauten Systems vorgestellt und mit den bekannten Systemen verglichen.

Die Kalibration des Systemes wird für koaxiale und on-wafer Messungen beschrieben sowie darauf aufbauend die Umsetzung der Kalibration auf ein Grundwellen-Source- und Load-pull System. Anschließend wird die Messgenauigkeit des Systems erörtert. Nach einer Betrachtung der Steuerungssoftware werden beispielhaft Messungen an einem HEMT vorgestellt und analysiert.

Die Arbeit schließt in **Kapitel 4** mit einer Zusammenfassung der erarbeiteten Resultate.

Kapitel 2

Entwurf von breitbandigen Frequenzvervielfachern höherer Ordnung

Unter Frequenzmultiplikation versteht man im allgemeinen den Vorgang einer Umwandlung eines Signals mit einer Frequenz f_0 in ein Signal mit einer Frequenz $N * f_0$, wobei N ein ganzzahliger Faktor ist, der den Grad der Vervielfachung beschreibt [43].

In diesem Kapitel werden Simulationen und Verifikationsmöglichkeiten von breitbandigen Frequenzverdreifachern besprochen.

Nach einem Vergleich von Technologien und Schaltungsarten, in denen Vervielfacherschaltungen aufgebaut werden können, wird der derzeitige Stand der Technik aufgezeigt. Dann wird die Methodik der entwickelten Entwurfsstrategie aufgezeigt, mit Entwurfsbeispielen belegt und abschließend durch Signalformmessungen verifiziert.

2.1 Vergleich der Vervielfachertechnologien

2.1.1 Diodenfrequenzvervielfacher

Wird die Nichtlinearität von Dioden ausgenutzt, so unterscheidet man nach Art der Nichtlinearität zwischen resistiven und reaktiven Diodenmultiplizierern.

Bei reaktiven Frequenzvervielfachern wird die nichtlineare Kapazität von Dioden ausgenutzt. Mögliche Bauelemente sind pn-Dioden [44], Step-Recovery Dioden [45, 46], Schottky-Varaktoren [18, 47, 48] oder Heterostruktur-Varaktoren [49, 50]. Im Vergleich zu resistiven Multiplizierern sind höhere Konversionsgewinne zu erwarten.

Varaktoren werden hauptsächlich zum Generieren von Harmonischen niedriger Ordnung eingesetzt. Um ein geeignetes Ausgangsspektrum zu erzielen, ist eine Anpassschaltung notwendig, die sich bandbreitenbegrenzend auswirkt [51, 52]. Obgleich

der Tatsache, dass bei der Frequenzkonversion ein vorhandenes Rauschen nicht verstärkt wird [44] und als einzig vorhandene Rauschquelle thermisches Rauschen des Serienwiderstandes genannt wird [43], gelten auf Varaktoren basierende Frequenzvervielfacher im Vergleich zu FET Vervielfachern als rauschbehaftet [53, 54].

Step-Recovery Dioden nutzen im Gegensatz zu Varaktoren (die auf einer nicht-linearen Kapazität der Verarmungszone basieren) eine Ladungsträgerspeicherung während einer Halbwelle in der *pin*-Zone [45], welche in der folgenden Halbwelle wieder abgebaut wird. Hierdurch wird bei niedrigen Frequenzen ein breites Spektrum erzeugt, mit dem sich Konversionen zu höheren Harmonischen erzielen lassen [51].

Eine neuere Entwicklung ist in der Verwendung von Heterostruktur-Varaktordioden zu sehen, mit denen Leistungen im mW-Bereich bei Frequenzen von über 100 GHz erzielt werden können [55, 56].

Beim Aufbau von resistiven Frequenzvervielfachern werden Schottky-Dioden eingesetzt. Schaltungsentwürfe dieser Art weisen einen relativ hohen Konversionsverlust auf, der nach [57] mindestens

$$\eta_{max} = \frac{1}{N^2} \quad (2.1.1)$$

beträgt. Dabei ist N der Multiplikationsfaktor. Nach der Beschreibung von [58] wird keine reaktive Energie in der Diode gespeichert. Daher kann ein bandbreitenbegrenzendes Anpassen vermieden werden.

Neben Schaltungen, die auf einer Diode basieren [59, 60], werden Kombinationen aus Dioden in balancierten [48, 51, 61], anti-parallelen [62, 63] Schaltungen und Schaltungsarrays [64, 65] verwendet. Einen neuen Aspekt stellen Linearisierungsversuche an Multiplizierern dar [66].

Es ist ebenso zu beachten, dass bei realen Dioden immer reaktive als auch resistive Elemente vorhanden sind. Daher wird von einem dominierenden Effekt bei Verwendung von Dioden als nichtlinearem Bauelement gesprochen.

2.1.2 HBT Frequenzvervielfacher

In den letzten Jahren wurde verstärkt auch auf der Grundlage der Heterobipolartransistortechnologie Frequenzvervielfachung betrieben, da diese Elemente eine vielversprechende Transitfrequenz aufweisen ($f_t \leq 90 \text{ GHz}$) [67]. Es wurden in Kombination mit Mischern Multioktavbandanwendungen entwickelt, die interne Multiplizierer verwenden [67, 68]. Ebenso wurden einzelne Frequenzvervielfacher vorgestellt (Doubler [69], Tripler [70, 71] und Quadrupler [72]), die bisher bei Betrachtung des Gewinns und der Bandbreite jedoch nicht dem direkten Vergleich zu FET bzw. HEMT Vervielfachern standhalten. Ein anderer Ansatz wird in [73] beschrieben, bei

dem subharmonische Signale in einen phasensynchronisierten Oszillator eingespeist werden und im Ausgangspfad gewünschte Signale gefiltert werden.

2.1.3 FET Frequenzvervielfacher

Ein gewichtiger Vorteil bei der Verwendung eines Feldeffekttransistors als nicht-linearem Element gegenüber Dioden liegt in der Tatsache, dass bei Schaltungen, die Transistoren verwenden, sich geringere Konversionsverluste erzielen lassen. Bei Verdreifachern lassen sich auch Konversionsgewinne erzielen [74], wodurch eine sich anschließende Verstärkung des Signals durch Verstärker vermieden werden kann [51].

Feldeffekttransistoren bieten eine gute Isolation zwischen Ein- und Ausgang [53], wodurch der Entwurf der Anpassschaltungen deutlich vereinfacht wird. Auch bieten Vervielfacherschaltungen bei geeigneten Versorgungsspannungen eine deutlich bessere DC-zu-HF Effizienz [69].

Schaltungsentwürfe mit einem Transistor als aktivem Element [41, 75, 76, 77] haben als Entwurfsziel einen Kompromiss zwischen den Designzielen Breitbandigkeit und Konversionsgewinn einzugehen. Dem entsprechend ist eine Designgröße *Gewinn – Bandbreiten – Produkt* eingeführt worden [44, 67].

$$GBP = 10^{Gewinn(dB)/20} * Bandbreite(GHz) \quad (2.1.2)$$

Für eine industrielle Fertigung sind Bauteiltoleranzen der aktiven Elemente sowie der verwendeten Surface Mounted Devices (SMD) in die Schaltungsentwürfe einzu beziehen. Um trotz Variation des aktiven Elementes ein gewünschtes Verhalten der Schaltung zu realisieren, wird eine Frequenzbandbreite der Schaltung von 5 % für technische Fertigungen angestrebt.

In balancierten Schaltungen mit 2 bzw. 3 Transistoren ergibt sich das Problem, dass je nach Designziel die einzelnen Pfade auf die gleiche Betriebsfrequenz abgestimmt werden oder gegeneinander leicht verstimmt sind, um eine höhere Bandbreite zu erzeugen [53]. Aufgrund der Komplexität dieser Aufgabe (bei monolithischen Entwürfen sind Bauteiltoleranzen zu berücksichtigen; bei hybriden Schaltungen stellen die Transistorzuleitungen, die oftmals durch Bonddrähte realisiert werden, nichtreproduzierbare Serieninduktivitäten dar [78, 79]) sind bisher nur einzelne Schaltungen realisiert worden [74, 80, 81] bzw. analytisch erörtert worden [53]. Vorteile dieser Schaltungen sind eine erhöhte Dämpfung der Grundwelle sowie der 1. Harmonischen und eine erhöhte maximale Ausgangsleistung um 3 dB.

Vereinzelt werden auch Vervielfacherschaltungen mit einem Multiplikationsfaktor größer als 3 vorgestellt (N=4 [82, 83], N=5 [84, 85]). Da ein Schaltungsentwurf in hohem Maße von der Genauigkeit des verwendeten Transistormodells abhängt (bei Vervielfachern des Faktors N im Wesentlichen von der n-ten Ableitung der Übertragungskennlinie), die Modelle aber aufgrund von Messungenauigkeiten ab etwa

der 4. Harmonischen auf Grenzen stoßen [86], lässt sich die hohe Ablage bei der Unterdrückung der Grundwelle von 10 dB [85] und Mittenfrequenz der Schaltung [84] erklären.

Einen weiteren Designaspekt stellt die Breitbandigkeit der Entwürfe dar. Während schmalbandige Entwürfe typischerweise eine Bandbreite von $\sim 2\%$ aufweisen [45, 77], werden Bandbreiten ab 10 % als breitbandig ausgewiesen [69, 87, 88]. Ein Ansatz wird in [89] verfolgt, bei dem bei allen harmonischen Frequenzen eine Zwangsanpassung vorliegt und somit eine Bandbreite von mehr als 20 % erreicht wird.

2.1.4 Frequenzvervielfachung durch Overshoot-Effekte

Eine Alternative zur Verwendung von klassischen Dioden und Transistoren stellt die Verwendung von tunnelnden passiven oder aktiven Elementen dar [90, 91]. Durch Dotierung wird bei geeignetem Arbeitspunkt eine Region mit negativem differentiellen Widerstand geschaffen, die es ermöglicht, Konversionsgewinne für Dioden zu erzielen, die über der Grenze nach Gleichung (2.1.1) liegen [92, 93]. Bei Dioden wurde ein multiplikatives Verhalten im Millimeter- und Submillimeterbereich beobachtet. Ähnliche Strukturen wurden ebenfalls in HBT und HEMT Technologien realisiert [94, 95], Messungen ergeben relative niedrige Konversionsverluste gerade bei höheren Harmonischen (~ -30 dB für $N = 5 - 8$) [90]. Jedoch legen bisherige Veröffentlichungen Wert auf den technologischen Aspekt, so dass mit geeigneten Anpassschaltungen verbesserte Ergebnisse zu erwarten sind.

2.2 Stand der Technik

Im Vergleich zu Frequenzverdopplern ist die Anzahl der Publikationen zu der Thematik der höheren Frequenzvervielfacher gering, was sich aufgrund der höheren Komplexität der Schaltungsentwürfe ergibt (eine Betrachtung mindestens einer zusätzlichen Harmonischen ist notwendig), aber auch durch erhöhte Anforderungen an die Transistormodelle.

Im Folgenden sollen verschiedene Entwurfsansätze aufgezeigt und bewertet werden. Abbildung 2.1 zeigt bisherige Schaltungsentwürfe, die in FET Technologie realisiert wurden. Entwürfe des Institutes sind durch ein Kreuz gekennzeichnet.

In [89] wird von *Henkus* ein auf maximaler Breitbandigkeit angelegter Ansatz verfolgt. Bei einer Zwangsanpassung an $50\ \Omega$ auf Ein- und Ausgangsseite für alle Harmonische wird die dritte Harmonische durch Filterung separiert und somit mehr als 20 % Bandbreite erzielt. Der erreichte Konversionsgewinn liegt allerdings bei nur -10 dB.

In [96] wurde dieser Ansatz ergänzt durch Reflexion der zweiten und dritten Harmonischen auf der Eingangsseite und ersten und zweiten Harmonischen auf der

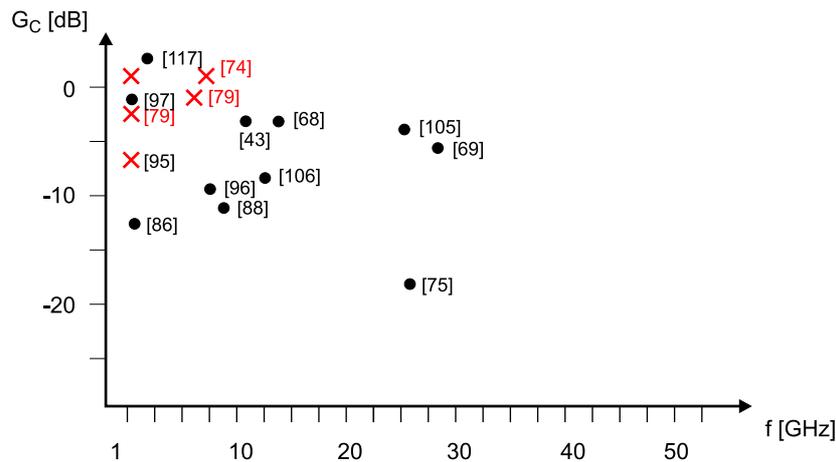


Abbildung 2.1: Konversionsgewinn von publizierten FET Frequenzverdreifachern; Entwürfe des Institutes sind durch ein Kreuz gekennzeichnet.

Ausgangsseite. Es wurde eine Bandbreite von 20 % bei einem Konversionsverlust von 6 dB erreicht. Allerdings erweist sich dieser Entwurf aufgrund von Stabilitätsproblemen im Arbeitsfrequenzbereich als bedingt einsetzbar.

In [87] wird ein abstimmbarer Frequenzverdreifacher vorgestellt, der durch Einsatz von Varaktoren in einem Ausgangsfilter eine Abstimbarkeit von 10 % der Mittenfrequenz erreicht. Bei diesem Design wird hauptsächlich Wert auf die Abstimbarkeit gelegt. Das Verdreifachermodul erreicht selbst mit einem angeschlossenen einstufigen Verstärker nur einen Konversionsverlust von 8,7 - 15 dB. Eine ähnliche Strategie wurde in [97] mit HBTs verfolgt.

Ein weiterer neuer Aspekt ist die Untersuchung von Frequenzverdreifachern bei Mehrtonanregung [66]. Ausgehend vom Einsatz in Mobilfunkübertragungssystemen werden Predistortion-Algorithmen eingesetzt, um über einen Kanal einen linearen Mehrbandbetrieb zu ermöglichen.

Experimentelle Ansätze zum Design von Frequenzverdreifachern wurden in [69, 98] durchgeführt. Durch Messungen wurden bevorzugte Abschlusswiderstände extrahiert und in Schaltungsentwürfen umgesetzt. Allerdings ist festzuhalten, dass bisher nur harmonische Load-pull Messungen durchgeführt und Source-pull Abschlüsse bislang vernachlässigt wurden. Allerdings ist bei dem Vorgang der Frequenzumsetzung auf geeignete Abschlüsse auf Ein- und Ausgangsseite zu achten [99]. Ebenso sind harmonische Load-pull Messungen bisher nur bei einzelnen Frequenzpunkten durchgeführt worden, Aussagen können daher nur bei der gegebenen Frequenz getroffen werden.

Durch Simulationen [100, 101, 102] wurden Abschlusswiderstände auf Ein- und Ausgangsseite variiert und deren Einfluss auf das Ausgangsspektrum untersucht. Die Untersuchungen kommen jedoch zu unterschiedlichen Aussagen, was die Wahl der

optimalen Abschlüsse angeht. Ebenso wird in Publikationen von absolut stabilen Bauelementen ausgegangen, die Thematik der Stabilität wird nicht adressiert.

Eine Untersuchung des Phasenrauschens bei Frequenzverdreifachern wurde in [77, 103] durchgeführt. Der theoretische Wert der Degradierung des Phasenrauschens von 9,5 dB wurde durch Messungen bestätigt.

2.3 Mögliche Arbeitspunkte

Bei Frequenzvervielfachern werden als wichtige Nichtlinearitäten die Übertragungskennlinie $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ und der Ausgangsleitwert $G_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ ausgenutzt. Während bei linearen Verstärkern der Arbeitspunkt so gewählt wird, dass ein Ausgangssignal nicht verzerrt wird, ist gerade dies im Einsatz als Frequenzmultiplizierer erwünscht. Bei Frequenzvervielfachern mit geradem Multiplikationsfaktor ist eine Halbwellengleichrichtung, bei ungeradem Multiplikationsfaktor eine symmetrische Begrenzung oder die Verzerrung einer Halbwelle durch einen geeignet gewählten Leitungswinkel vorteilhaft.

Dies bedeutet für Frequenzverdreifacher, dass sowohl ein C-Betrieb als auch ein A-Betrieb zu adäquaten Ergebnissen führt.

2.3.1 B-Betrieb, C-Betrieb

Bei Frequenzverdopplern ist eine Versorgungsspannung V_{GS} am Abschnürpunkt üblich, um eine Halbwellengleichrichtung zu erzeugen [104]. Dieser Arbeitspunkt erzeugt einen Leitungswinkel (der als der Phasenanteil einer sinusförmigen Schwingung definiert ist, die einen Drainstrom größer als 0 erzeugt [53]) von 180 Grad.

Bei Frequenzverdreifachern ist der Arbeitspunkt nach klassischer Fourieranalyse (siehe Anhang B) derart zu wählen, dass sich ein Leitungswinkel von 120 Grad ausbildet [105, 43], siehe Abbildung 2.2. Dies bedeutet einen C-Betrieb für das aktive Element. Als vorteilhaft erweist sich bei diesem Arbeitspunkt ein geringer DC Leistungsverbrauch, der bei idealer Übertragungskennlinie 0 beträgt. Kritisch kann sich eine negative Halbwelle auswirken, die bei einer hohen Eingangsleistung die Durchbruchspannung der Gate-Source Diode erreichen kann [106]. Schaltungsentwürfe an diesem Arbeitspunkt wurden in [45, 69, 77, 87, 98] durchgeführt.

2.3.2 Idss-Betrieb

Selten wird ein Betrieb des Transistors bei $V_{GS} = 0$, auch als I_{DSS} -Bias bezeichnet, verwendet [85]. Die Halbwellenbegrenzung findet durch Übergang des gesättigten in den linearen Bereich statt, wodurch sowohl I_{DS} als auch V_{DS} limitiert wird, siehe Abbildung 2.3. Die Verwendung dieses Arbeitspunktes birgt einige Nachteile: Eine Eingangswelle kann die Gate-Source Diode in einen leitenden Zustand bringen, wodurch

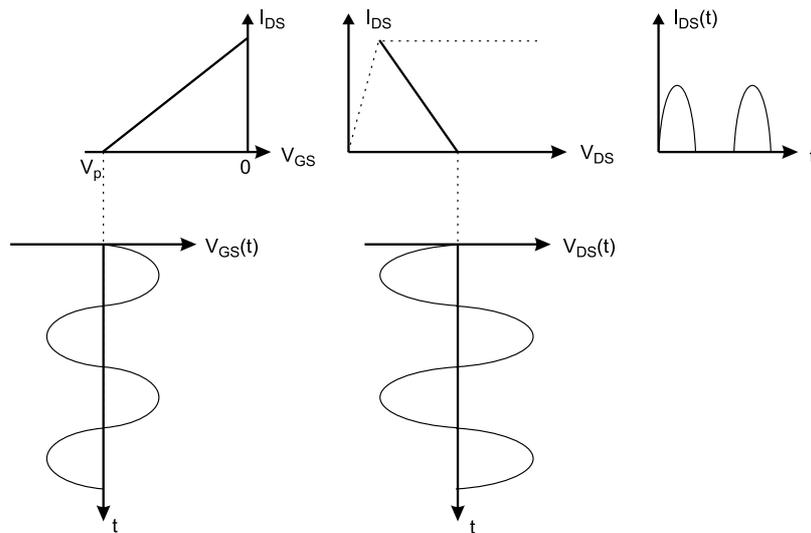


Abbildung 2.2: Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem B-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie.

sich hohe Leistungsverluste im RF und DC Bereich ergeben. Dieser Effekt kann sich als lebensdauerermindernd für das aktive Element erweisen [104]. Als Gegenmaßnahme kann ein Widerstand parallel zur Gate-Source Diode geschaltet werden, um ein Self-biasing zu erzeugen [53].

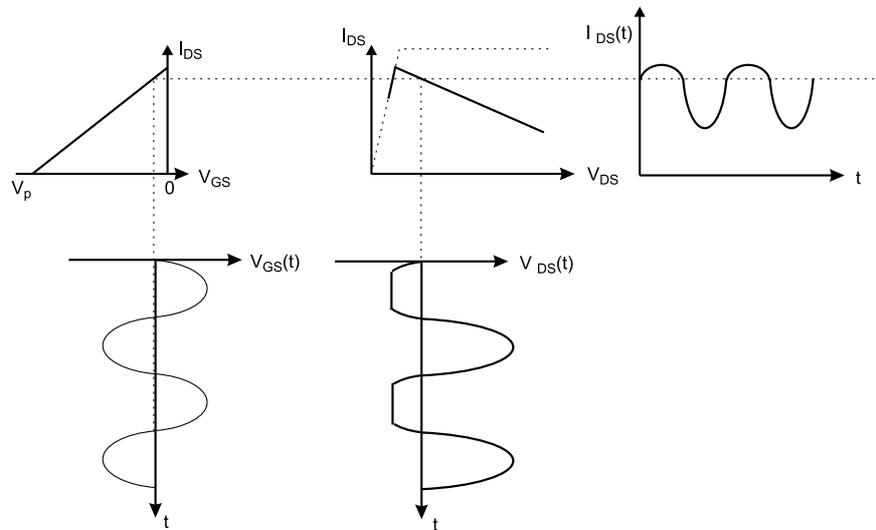


Abbildung 2.3: Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem Idss-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie.

2.3.3 A-Betrieb

Ein möglicher Betrieb für Frequenzvervielfacher ist ein übersteuerter A-Betrieb. In diesem Arbeitspunkt werden sowohl die nichtlineare Übertragungskennlinie als auch der nichtlineare Ausgangsleitwert ausgenutzt. Für eine gegebene Eingangsleistung sind ein optimaler Arbeitspunkt sowie optimale harmonische Lastabschlüsse zu suchen, um eine möglichst große symmetrische Verzerrung und somit ein geeignetes Ausgangsspektrum zu generieren, wie in Abbildung 2.4 zu sehen. In diesem Arbeitspunkt besteht eine DC Leistungsaufnahme größer als 0, die im Vergleich zu Multiplizierern im B-Betrieb eine geringere Effizienz zur Folge hat (siehe Vergleich im Anhang).

Bei diesem Arbeitspunkt wurden die meisten Schaltungsrealisierungen durchgeführt [41, 53, 75, 89, 80, 81, 96, 106, 107].

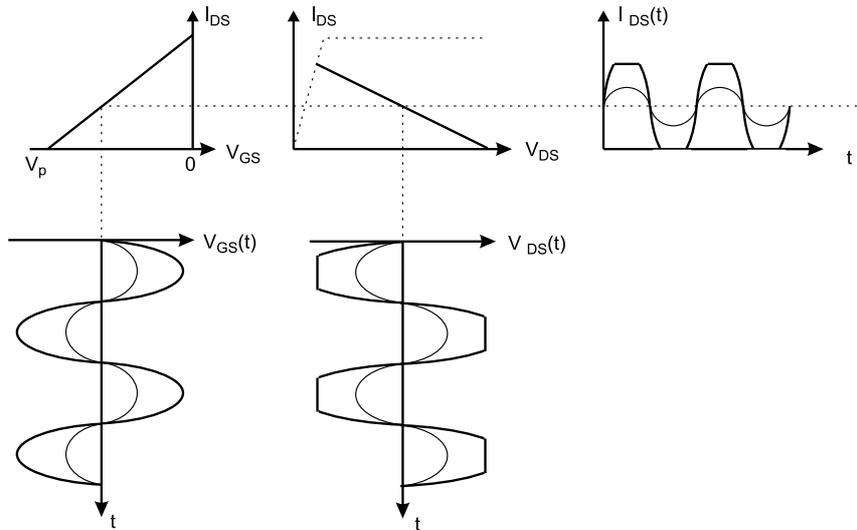


Abbildung 2.4: Prinzip der Oberwellenerzeugung in einem A-Betrieb unter der Annahme einer idealisierten Übertragungskennlinie.

2.4 Entwurf von breitbandigen Frequenzvervielfachern höherer Ordnung

2.4.1 Einführung

Eine erfolgreiche Realisierung eines Frequenzvervielfachers besteht aus der effizienten Nutzung der vorhandenen Nichtlinearitäten (der Drain-Source Stromquelle und den Gate-Source und Drain-Source Ladungsquellen).

Um dies zu erreichen, ist eine hinreichend genaues Modell des aktiven Elements notwendig, um nach Einbindung in eine industriellen CAD-Umgebung (z.B. [108]) mittels eines Harmonic-Balance Algorithmus verwertbare Simulationsergebnisse zu generieren. Aus der Historie sind unter anderen die Curtice Modelle [109, 110], das TOM Modell (Triquint's Own Modell) [111], das Materka-Kacprzak Modell [112], das HP Root Model [113] und das Angelov Modell [114, 115] bekannt. In der vorliegenden Arbeit wird ein im Institut erstelltes Modell verwendet, da dies im direkten Vergleich mit dem Angelov Modell eine höhere Genauigkeit aufweist [104].

In aktuellen CAD-Simulationsumgebungen sind Harmonic-Balance Algorithmen implementiert [108, 116]. Unterschiedlich ausgeprägt sind Ressourcenbedarf und Rechenzeit. Obwohl die Algorithmen mittlerweile robuster geworden sind (gegebene Wahlmöglichkeit verschiedener Algorithmen und deren Parameter) [117], besteht trotzdem weiterhin die Gefahr von numerischen Konvergenzproblemen, die insbesondere bei auftretenden Instabilitäten von aktiven Schaltungen in Erscheinung treten.

Daher ist der Aspekt Stabilität neben anderen wie Konversionsgewinn und Bandbreite

von großer Bedeutung bei einem Schaltungsentwurf (siehe Anhang B).

2.4.2 Beschreibung der Entwurfsprozedur

Die im Folgenden beschriebene Entwurfsprozedur basiert in Grundzügen auf der Vorgehensweise nach *Schmale* [104], der einen Verdopplerentwurf für Schmalbandanwendungen beschrieben hat. Dieser Vorgang ist nun erweitert auf Frequenzverdrehfacher, was die Berücksichtigung einer weiteren vierten harmonischen Komponente erforderlich macht. Ein weiterer innovativer Designaspekt besteht in der Zielsetzung der Entwicklung von breitbandigen Frequenzvervielfachern. Daher wird bereits bei Beginn der Entwurfsprozedur von der Betrachtung einer einzelnen Frequenz (z.B. Bandmittenfrequenz) abgewichen. Stattdessen werden charakteristische Punkte des gesamten Arbeitsfrequenzbandes untersucht. In einem ersten Schritt werden über eine Simulation die idealen harmonischen Abschlüsse auf Ein- und Ausgangsseite bestimmt, im weiteren Verlauf der Designprozedur erfolgt die Umsetzung der ermittelten Abschlüsse in reale Netzwerke.

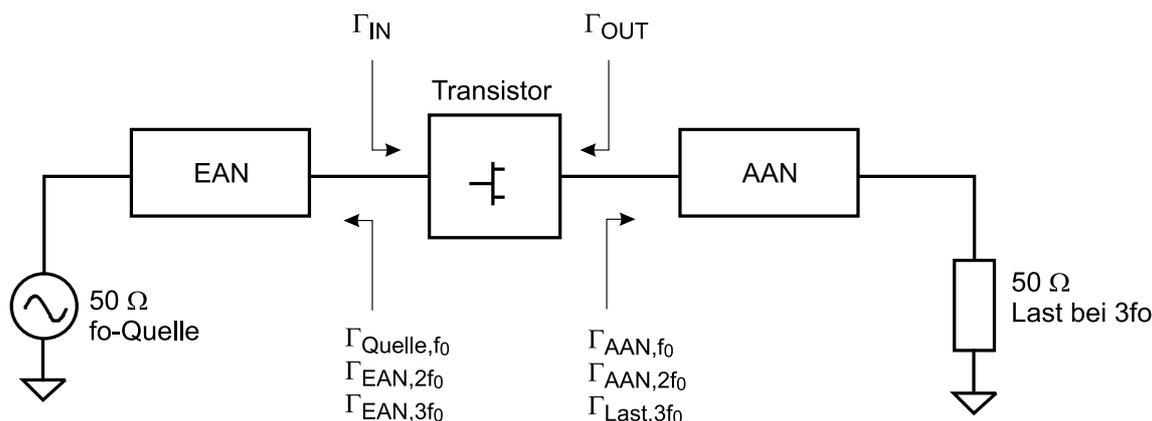


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung eines Frequenzverdrehfachers.

Abbildung 2.5 zeigt eine schematische Darstellung eines Frequenzvervielfachers. Neben der Zuführung von Gleichspannungen zum aktiven Element über Spannungsversorgungsnetzwerke, die den Arbeitspunkt des Elementes durch V_{GS0} und V_{DS0} festlegen, sind definierte Abschlüsse auf Ein- und Ausgangsseite des Transistors charakterisierend. Die Abschlüsse, welche bei allen ganzzahligen Vielfachen der Eingangsfrequenz bis zum Multiplikationsfaktor N festgelegt sind, werden eingangsseitig in einem Eingangsanpassungsnetzwerk (EAN) und ausgangsseitig in einem Ausgangsanpassungsnetzwerk (AAN) zusammengefasst. Das EAN Netzwerk ist charakterisiert durch die Quellimpedanz Z_{Quelle,f_0} und den Reflexionsfaktoren $\Gamma_{EAN,2f_0}$ bei der zweiten Harmonischen bzw. $\Gamma_{EAN,3f_0}$ bei der dritten Harmonischen. Entsprechend ist das AAN Netzwerk charakterisiert durch die Lastimpedanz $Z_{Last,3f_0}$ und die Reflexionsfaktoren Γ_{AAN,f_0} bei der ersten Harmonischen bzw. $\Gamma_{AAN,2f_0}$ bei der zweiten Harmonischen. Als

f_0 wird hierbei die Generatorfrequenz bezeichnet.

Aufgrund des mit steigenden Multiplikationsfaktor fallenden Konversionsgewinns sind bei höheren Frequenzen geringe Ausgangsleistungspegel zu erwarten. Höhere Harmonische mit $N > 3$ werden daher nicht berücksichtigt [101].

Grundlegend ist das Ziel einer einfachen Entwurfsstrategie. Daher wird nach Möglichkeit die Zahl der Designvariablen minimiert; dies geschieht durch geeignete Wahl der Impedanzen Z_{Quelle,f_0} und $Z_{Last,3f_0}$ hinsichtlich eines optimalen breitbandigen Wirkleistungstransfers innerhalb der Schaltung. Desweiteren werden die folgenden Designvariablen $\Gamma_{EAN,2f_0}$, $\Gamma_{EAN,3f_0}$, Γ_{AAN,f_0} und $\Gamma_{AAN,2f_0}$ derart bestimmt, dass bei gegebener Stabilität rein reaktive Werte gewählt werden. Somit ergibt sich für jeden Reflexionsfaktor die Reduktion von einer zweidimensionalen (Beschreibung durch Betrag und Phase) auf eine eindimensionale Variable als Funktion der Phase.

Das Design eines Frequenzverdopplers beinhaltet eine zweidimensionale Optimierungsaufgabe, welche mittels Harmonic-Balance-Simulationen bearbeitet werden kann. Bei Frequenzverdrehern resultiert als Designaufgabe neben dem Entwurf von breitbandigen Anpassschaltungen auf Ein- und Ausgangsseite die Wahl von vier Winkeln der Reflexionsfaktoren der Anpassnetzwerke, um ein Design mit gegebenen Zielvorgaben zu realisieren. Dieses vierdimensionale Optimierungsproblem ist mit derzeit verfügbaren Rechnern aufgrund einer limitierten Rechenleistung sowie Rechenkapazität nicht in einer Simulation lösbar. Daher wird das Problem schrittweise bearbeitet und in jeweils zweidimensionale Simulationen aufgeteilt, bei denen die weiteren Designparameter konstant gehalten werden. Die untersuchten Variablen werden hierbei iterativ optimiert.

2.4.3 Stabilitätsbetrachtung an harmonischen Abschlüssen auf Ein- und Ausgangsseite

In [101, 104, 118] wird aufgezeigt, dass die Beschreibung von Laststabilitätskreisen bei f_0 nicht ausreicht, um einerseits die Konvergenz bei numerischen Harmonic-Balance Simulationen sicherzustellen und andererseits im gesamten Frequenzspektrum Stabilität zu garantieren. Daher wird in [104] vorgeschlagen, klassische Stabilitätskreise auch bei der höherharmonischen Ausgangsfrequenz sowie erweiterte Stabilitätskreise nach *Edwards* zu betrachten. Ebenso ist die Betrachtung der Stabilität bei der Frequenz $2f_0$ aufgrund des gewünschten reflektiven Charakters der Anpassschaltungen bei dieser Harmonischen durchzuführen.

Edwards [119, 120, 121] hat Stabilitätskriterien für den Fall einseitig konjugiert-komplexer Anpassung aufgestellt. Im Vergleich zu den klassischen Stabilitätskreisen wird durch die Bedingungen nach *Edwards* der Lastbereich definiert, der zu einem stabilen, passiven Lastabschluss bei gleichzeitiger konjugiert-komplexer Anpassung am Eingangstor des aktiven 2-Tors führt. Beispielhaft dargestellt ist dies für den ausgangseitigen Lastabschluss bei f_0, Γ_{OUT,f_0} . In Abbildung 2.6 werden punktweise

rein reaktive Abschlüsse Γ_{AAN,f_0} betrachtet. Die Punkte werden auf die Eingangsseite des Transistors zu Γ_{IN} transformiert. Auf Eingangsseite des Transistors herrscht bei der Frequenz f_0 Anpassung, daher gilt $\Gamma_{IN} = \Gamma_{EAN}^*$. Weiterhin wird die Transformation auf Ausgangsseite untersucht, bei der Γ_{EAN} zu Γ_{OUT} transformiert wird. Bei Betrachtung von Abbildung 2.6 zeigt sich, dass einzelne Punkte in Bereiche ausserhalb der Smith-Chart transformiert werden; diese Punkte stellen einen instabilen Abschluss dar. Daher wird in kritischen Bereichen der Betrag des untersuchten Reflexionsfaktors reduziert; dem Lastabschluß wird ein resistiver Anteil hinzugefügt, siehe Abbildung 2.7. Somit wird ein stabiler Abschluss Γ_{OUT} für sämtliche Winkelkombinationen definiert, wodurch Konvergenzprobleme in Harmonic-Balance-Simulationen vermieden werden können. Im Falle der Frequenzmultiplizierer kann der Algorithmus bei Laststabilitätskreisen bei der Grundfrequenz und bei Quellstabilitätskreisen bei der Ausgangsfrequenz angewendet werden.

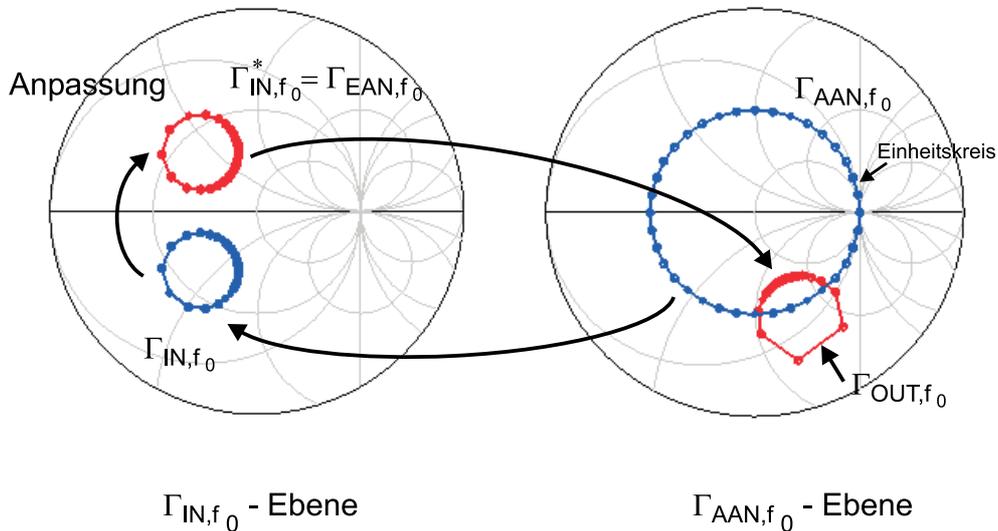


Abbildung 2.6: Transformation von ausgangsseitigen reaktiven Abschlüssen bei f_0 .

Die Betrachtung wird über verschiedene Frequenzen im Arbeitsfrequenzband durchgeführt, um eine Aussage über die Tendenz der Stabilitätskreise bei diesen Frequenzen durchführen zu können. Im Schaltungsentwurf werden schließlich Abschlüsse verwendet, die bei sämtlichen untersuchten Frequenzen Stabilität aufweisen.

Es ist ein Sicherheitsabstand zwischen Stabilitätskreisen und in der Simulation verwendeten Lastabschlüssen eingehalten worden, siehe Abbildung 2.8, um einerseits einem Self-biasing durch das RF-Signal Rechnung zu tragen, welches in veränderten Stabilitätsbedingungen mündet [75], und andererseits dem nichtlinearen Betriebszustand, der sich in einem abweichenden Großsignaleingangsreflexionsfaktor der Grundwelle Γ_{IN,f_0}^{GS} ausdrückt.

In Abbildung 2.9 ist die Variation unter Großsignalanregung dokumentiert, es sind der

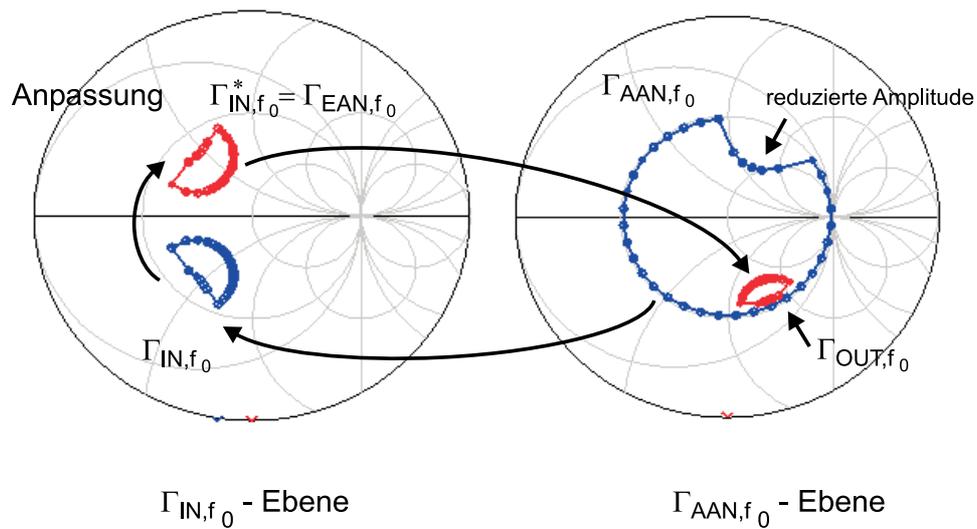


Abbildung 2.7: Transformation von stabilen ausgangsseitigen Abschlüssen bei f_0 .

Eingangsreflexionsfaktor unter Klein- und Großsignalaussteuerung dargestellt. Die Simulationen belegen ein Self-biasing, welches zu einer Verschiebung der V_{GS} Spannung von 0,1 V führt. Daher ist in Abbildung 2.9 eine zweite Kleinsignalsimulation durchgeführt worden, die den Self-biasing Effekt berücksichtigt. Neben der Abhängigkeit von der Eingangsleistung ist der Einfluss der harmonischen Abschlüsse als Ursache der Diskrepanz zu werten.

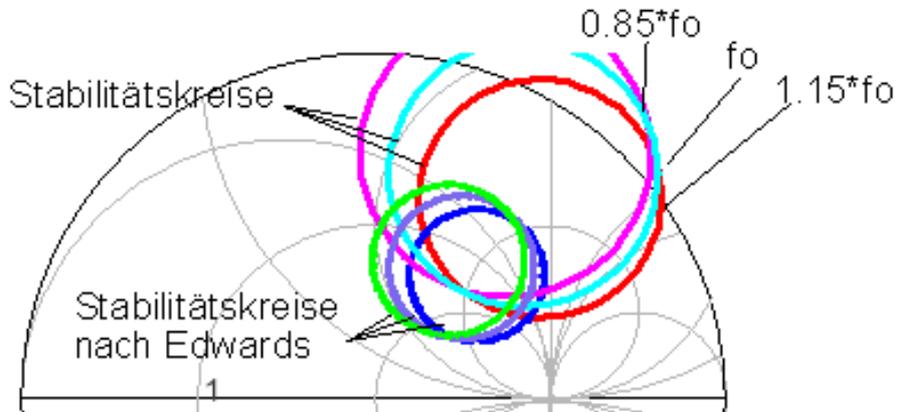


Abbildung 2.8: Konventionelle Stabilitätskreise und Stabilitätskreise nach Edwards im Arbeitsfrequenzband $0,85 f_0 - 1,15 f_0$.

2.4.4 Wahl von Impedanzen zum breitbandigen Wirkleistungstransfer

Bezugnehmend auf die Abschlüsse Γ_{Quelle, f_0} und $\Gamma_{Last, 3f_0}$ ist von optimalen, konjugiert-komplexen Anpassschaltungen abzusehen, da einerseits keine Kleinsignalvoraussetzungen [71, 85, 122] gegeben sind, und weiterhin die Zielvorgabe ein breitbandiges Verhalten ist. Daher ist als Designziel eine konstante Ausgangsleistung über dem Arbeitsfrequenzbereich anzustreben. Bei der Großsignalanalyse wird als Startpunkt für eine Optimierung der Terminierungen die konjugiert komplexe Anpassung unter Großsignalanregung bei diversen Punkten im Arbeitsfrequenzband betrachtet. Nach den Ausführungen in [104] stellen Kurzschlüsse für ein harmonisches Tuning ein näherungsweise Optimum dar. Eigene Untersuchungen an Frequenzverdreifachern können diese Feststellung nicht bestätigen. Daher wurde auch auf der Ausgangsseite eine Betrachtung unter Großsignalanregung durchgeführt. Im Fall von Frequenzverdreifachern erfolgt die Anregung bei $3 f_0$; über Harmonic-Balance-Simulationen werden jeweils ganzzahlige Vielfache der anregenden Frequenz erfasst. Daher lassen sich mit diesem Ansatz subharmonische Frequenzen (f_0 und $2f_0$) nicht erfassen. Dieser Ansatz impliziert generell eine für jeden Betriebszustand neu durchzuführende Optimierung.

Als wesentlich limitierendes Element bezüglich der Bandbreite erweisen sich in der Realisation die elektrischen Verbindungen zum Transistor mit Hilfe von Bonddrähten, da diese eine Serieninduktivität in die Anpassschaltung einführen. In [53] wird berichtet, dass für breitbandige Multiplizierer die Q-Faktoren der Eingangs- und Ausgangsanspassschaltungen minimiert werden müssen. Es werden resistive Abschlüsse vorgeschlagen. Umgesetzt wurde dies in [89] mittels einer Zwangsanpassung an 50 Ohm. Daher werden in der Optimierung neben der Untersuchung von simulationsbasierten idealen Abschlüssen auch realisierbare reale Terminierungen einbezogen und diese im Hinblick

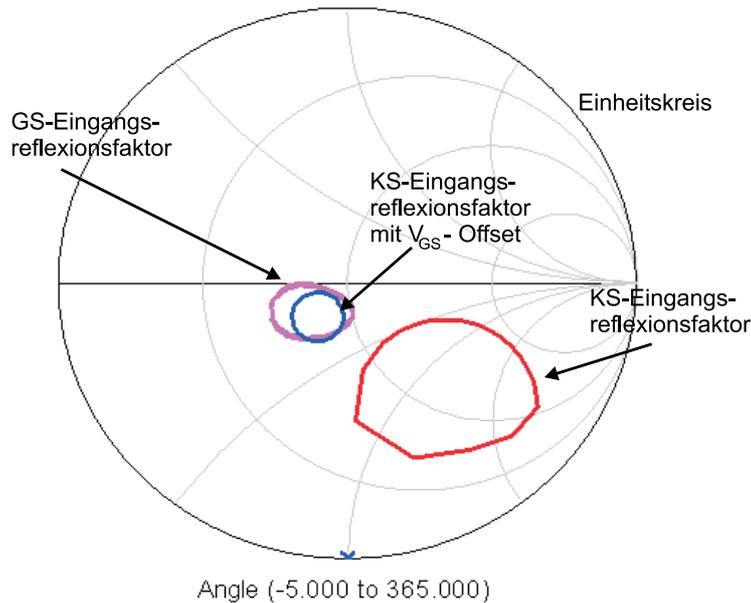


Abbildung 2.9: Eingangreflexionsfaktor bei Klein- und Großsignalansteuerung unter Variation stabiler Lastabschlüsse bei f_0 .

auf Breitbandigkeit betrachtet.

2.4.5 Bestimmung von optimalen harmonischen Abschlüssen

Nach Bestimmung der Impedanzen Z_{source,f_0} und $Z_{load,3f_0}$ werden die restlichen freien Designvariablen $\Gamma_{EAN,2f_0}$, $\Gamma_{EAN,3f_0}$, Γ_{AAN,f_0} und $\Gamma_{AAN,2f_0}$ optimiert. Hierzu werden Harmonic-Balance Simulationen über die ermittelten stabilen harmonischen Abschlüsse an Ein- und Ausgang als Funktion ihrer Winkel durchgeführt. Aufgrund der Komplexität der Designaufgabe werden jeweils zweidimensionale Simulationen durchgeführt, während die restlichen Designvariablen konstant gehalten werden. Diese Aufteilung bedingt ein iteratives Annähern an optimale Wertekombinationen (siehe Abbildung 2.10 und Abbildung 2.11). Weiterhin wird diese Optimierung für charakteristische Punkte des Arbeitsfrequenzbands durchgeführt. Beispielhaft sei hier die Mittenfrequenz, die untere und die obere Grenzfrequenz eines Frequenzbandes genannt.

Abbildung 2.10 und Abbildung 2.11 zeigen Harmonic-Balance Simulationen der ersten Iteration, jeweils mit Kurzschlüssen als konstant gehaltenen Variablen. Die Variablen zeigen eine geringe Abhängigkeit voneinander, daher lässt sich oftmals in zwei bzw. drei Iterationen ein globales Optimum finden. Durch Variation der harmonischen Abschlüsse wurde eine Variation der Ausgangsleistung von mehr als 25 dB bei Variation von $\angle(\Gamma_{EAN,3f_0})$ und $\angle(\Gamma_{AAN,f_0})$ bzw. mehr als 20 dB bei Variation von $\angle(\Gamma_{EAN,2f_0})$ und $\angle(\Gamma_{AAN,2f_0})$ beobachtet. Diese Variation lässt sich einerseits durch Winkelkombinationen erklären, die resistive Anteile in den harmonischen Abschlusswiderständen

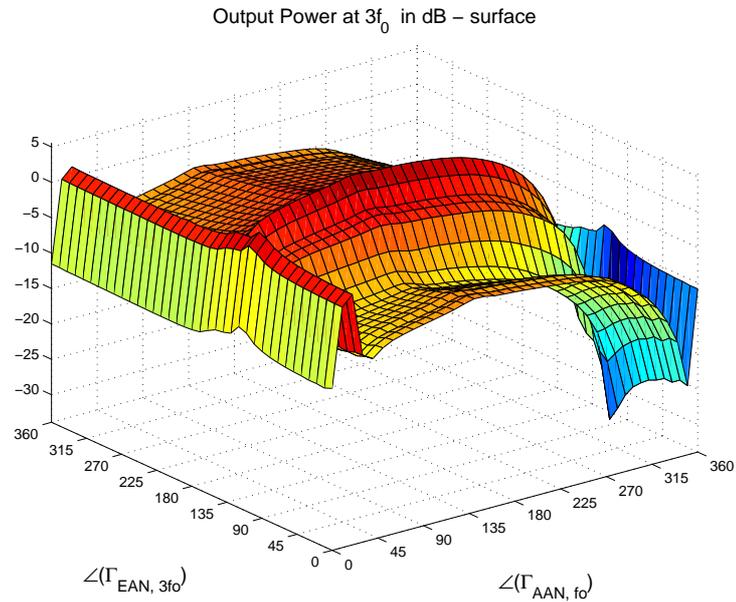


Abbildung 2.10: Simulierte Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\angle(\Gamma_{EAN,3f_0})$, $\angle(\Gamma_{AAN,f_0})$ mit $\angle(\Gamma_{EAN,2f_0}) = \angle(\Gamma_{AAN,2f_0}) = 180^\circ$.

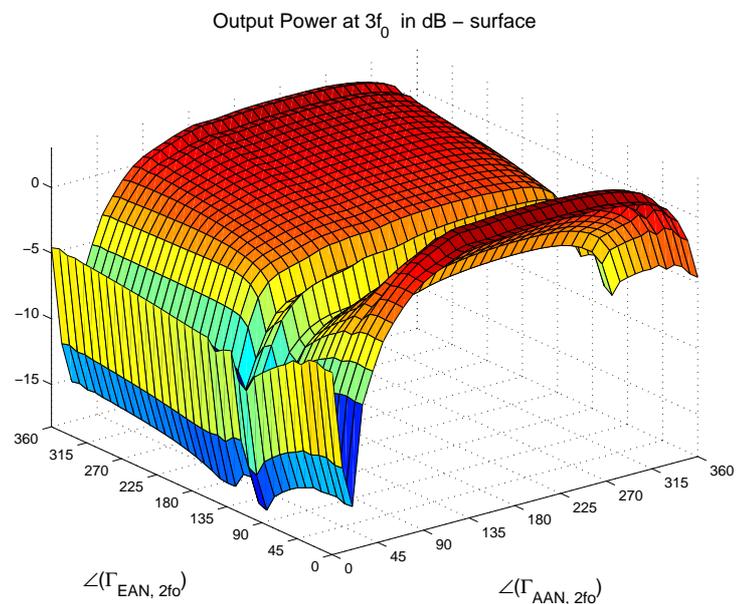


Abbildung 2.11: Simulierte Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\angle(\Gamma_{EAN,2f_0})$, $\angle(\Gamma_{AAN,2f_0})$ mit $\angle(\Gamma_{EAN,3f_0}) = \angle(\Gamma_{AAN,f_0}) = 180^\circ$.

verursachen und so Verluste in den Anpassnetzwerken bewirken und andererseits durch Resonanz der Abschlussimpedanzen mit den intrinsischen Kapazitäten, wie in Abbildung 2.11 beispielsweise zu sehen. Im Falle eines Kurzschlusses auf der Eingangsseite bei der Frequenz $2f_0$ bildet die Zuleitungsinduktivität L_g mit der intrinsischen Gate-Source Kapazität C_{gs} eine Parallelresonanz, wodurch kein Leistungstransfer zum Drainanschluss ermöglicht wird.

Als Ausgangswerte für die zunächst konstant gehaltenen Variablen dienen Winkelinstellungen von 180° , wie in [45] als Startwerte vorgeschlagen. Aufgrund eines unterschiedlichen Speicherbedarfs wurden die Harmonic-Balance Simulationen in MDS durchgeführt. Während bei der Simulation mit MDS bei einer Schrittweite von 10 Grad ein Bedarf von 6,4 MB resultierte, wurde bei ADS bei einer Schrittweite von 30 Grad mehr als 2,5 GB benötigt, was zu einem Abbruch der Simulationen führte.

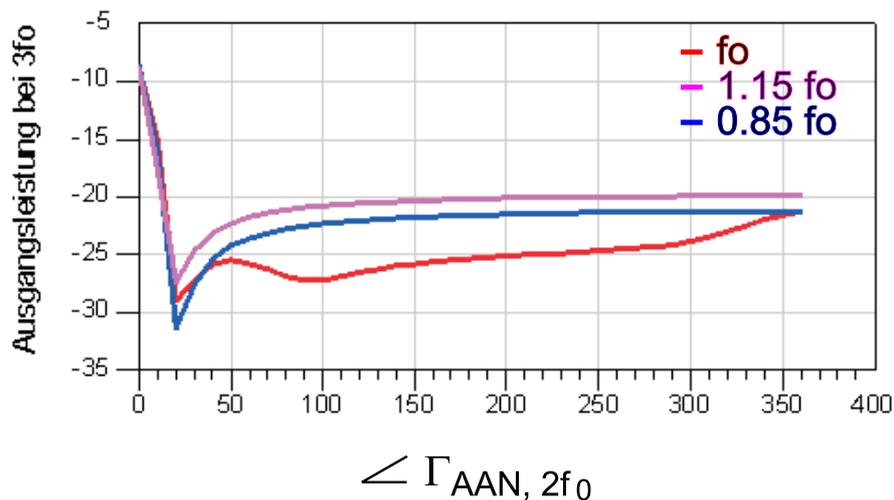


Abbildung 2.12: Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\Gamma_{AAN, 2f_0}$ bei verschiedenen Betriebsfrequenzen f_0 , $1,15f_0$, $0,85f_0$.

In Abbildung 2.12 und Abbildung 2.13 ist beispielhaft eine Untersuchung der Frequenzabhängigkeit einzelner Designvariablen durchgeführt. Die Anpassung auf Ein- und Ausgangsseite ist dabei für jede angeregte Frequenz adaptiert worden. Nach eigenen Simulationserfahrungen sind Unterschiede im Arbeitsfrequenzband von bis zu 10 dB zu erwarten. Die Ergebnisse dokumentieren die Frequenzabhängigkeit des untersuchten Parameters, die zusätzliche Informationen im Entscheidungsprozess bezüglich eines optimalen Abschlusses liefern. Im Hinblick auf Fertigungstoleranzen innerhalb des aktiven Elementes und Genauigkeit der realisierbaren Anpassnetzwerke sollte ein breites Maximum mit minimaler Frequenzabhängigkeit präferiert werden.

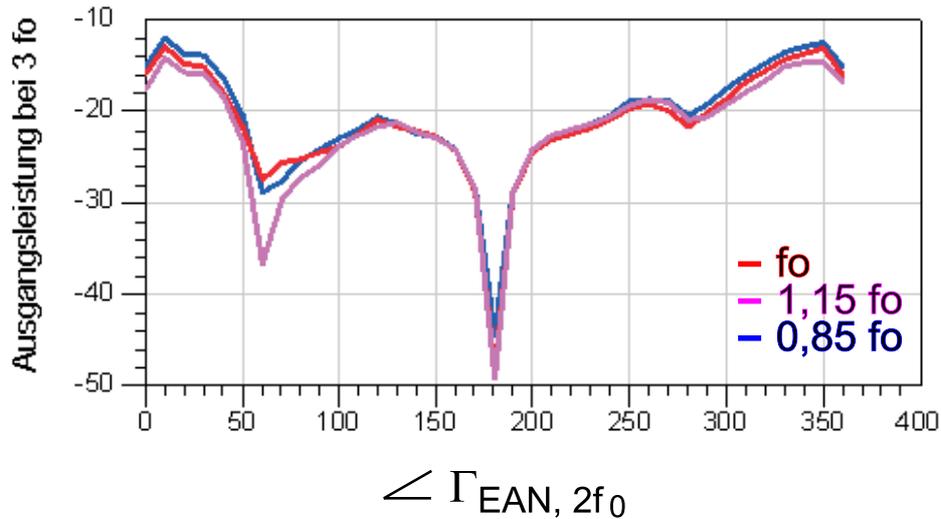


Abbildung 2.13: Ausgangsleistung der dritten Harmonischen bei Variation der Variablen $\Gamma_{EAN,2f_0}$ bei verschiedenen Betriebsfrequenzen f_0 , $1,15f_0$, $0,85f_0$.

2.4.6 Simulation und Optimierung von Entwürfen anhand verlustbehafteter Leitungsstrukturen

Nachdem für einzelne Frequenzen über Harmonic-Balance Simulationen optimale harmonische Abschlüsse für den Schaltungsentwurf bestimmt wurden, sind diese in einer Leitungstechnologie umzusetzen. Dazu ist eine geeignete Leitungsstruktur zu wählen, mit der sich die ermittelten optimalen Impedanzen der Harmonischen (in den Transistor gesehen Z_{in} und Z_{out} ; in die Anpaßstruktur gesehen $\Gamma_{EAN,2f_0}$, $\Gamma_{EAN,3f_0}$, Γ_{AAN,f_0} und $\Gamma_{AAN,2f_0}$) in Anpassschaltungen umsetzen lassen. Die Elementbestimmung erfolgt mittels Kleinsignalsimulationen und deren Optimierung.

In dieser Phase des Entwurfes wird der Schritt von einer Betrachtung einzelner Frequenzpunkte zu einer Betrachtung eines ausgewählten Frequenzbandes vollzogen. Ebenso wird dies bei der Analyse der Stabilitätsbedingungen in einem Frequenzband von DC bis zur maximalen Oszillationsfrequenz angewandt.

Abbildung 2.14 zeigt beispielhaft das Simulationsergebnis einer breitbandig ausgelegten eingangsseitigen Anpassschaltung, untersucht wurden ein- und zweistufige L-Strukturen. Über das Einfügen von Strom- und Spannungsproben innerhalb der Simulation kann der Leistungspegel auf Eingangsseite des Transistors dargestellt und damit die Anpassung auf der Eingangsseite verifiziert werden.

Wie ebenfalls in [123, 85] festgestellt, sind Verluste in den Anpassnetzwerken in den Gesamtentwurf einzubeziehen, wodurch der erreichbare Konversionsgewinn bei Verwendung von idealen bzw. realen Strukturen um mehrere dB differieren kann.

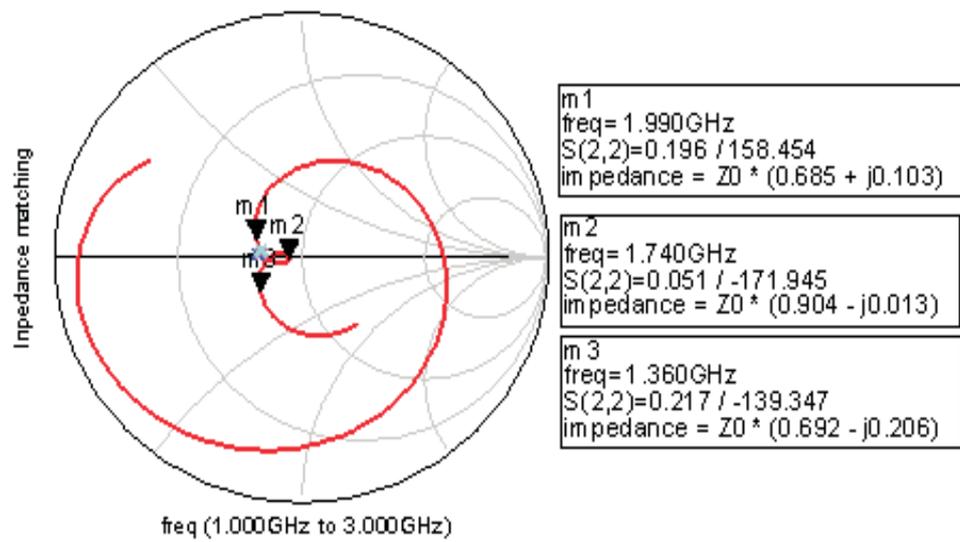


Abbildung 2.14: Simulation eines eingangsseitigen breitbandigen Anpassnetzwerks. Dargestellt sind Γ_{IN} (x) und Γ_{Quelle} (-).

2.5 Realisierungen von Frequenzverdreifachern

Im folgenden Abschnitt sollen einige im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Frequenzverdreifacher beschrieben werden, mittels derer das vorgestellte Entwurfsverfahren belegt wird. Speziell werden ein 2-6 GHz und ein 6-18 GHz Verdreifacher vorgestellt. Als aktives Element wurde jeweils ein $0,18 \mu\text{m}$ Gate PHEMT von Infineon Technologies AG verwendet, siehe Anhang E.

2.5.1 Frequenzverdreifacher mit einer Mittenfrequenz von 2 GHz

Dieser Verdreifacher wurde mit dem Ziel entworfen, in dem der Arbeit zugrunde liegenden Signalformmessplatz eingesetzt zu werden und somit eine Variation der Last bei der dritten Harmonischen über einen größeren Frequenzbereich (200 MHz) zu ermöglichen, siehe Kapitel 3. Platziert wird der Verdreifacher am Grundwellenausgang des für die dritte Harmonische vorgesehenen Automatic Load Moduls. Das verstärkte Ausgangssignal stellt die an der (elektronischen) Last reflektierte dritte Harmonische dar. Die Leistung ist hinreichend groß, so dass bei maximal auftretendem Leistungspegel der dritten Harmonischen des DUTs beliebige passive Abschlüsse messtechnisch erfasst werden können.

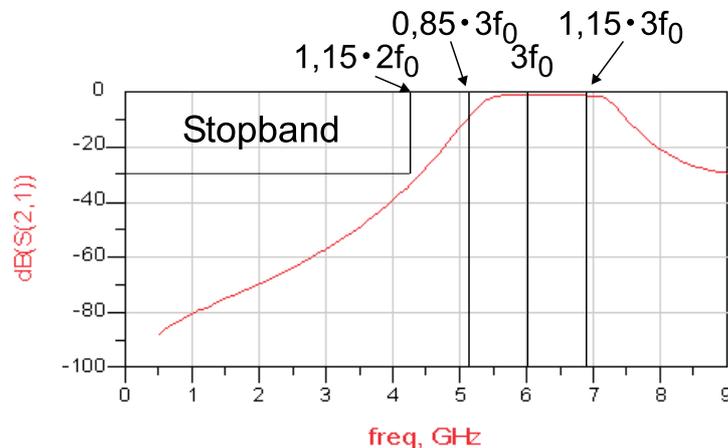


Abbildung 2.15: Stop- und Passband des ausgangsseitigen Bandpassfilters ($f_0 = 2$ GHz).

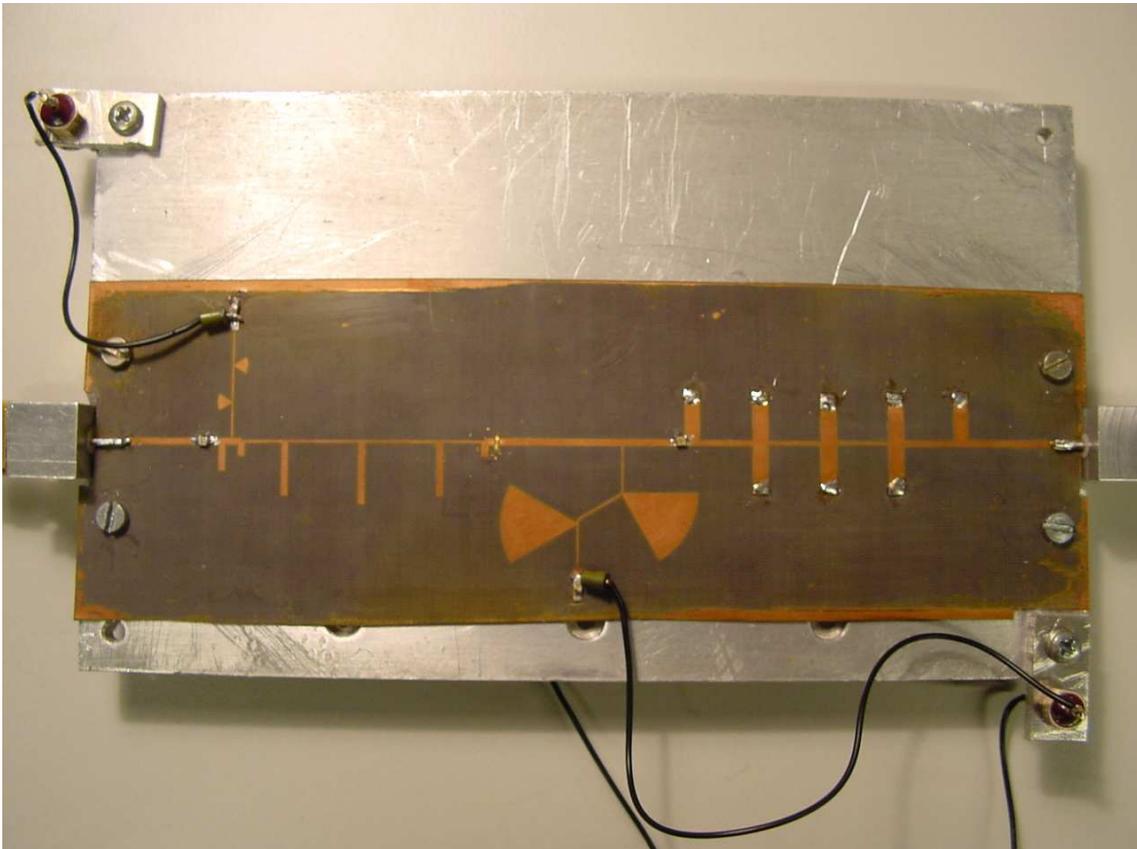
In Abbildung 2.16 ist der realisierte Frequenzverdreifacher zu sehen, ebenso die schematische Darstellung, die die Schaltung in einzelne Baugruppen unterteilt. Mit Θ_L ist der Phasenoffset zwischen Transistor und ausgangsseitigem Bandpassfilter bezeichnet, der über eine Streifenleitung der Länge L erzielt wird. Über den Phasenoffset wird der Winkel der Reflexionsfaktoren Γ_{AAN,f_0} und $\Gamma_{AAN,2f_0}$ bestimmt. Eingangsseitig

beträgt der Phasenoffset Θ_Q 8 Grad, so dass dieser in Abbildung 2.16 nicht deutlich in Erscheinung tritt.

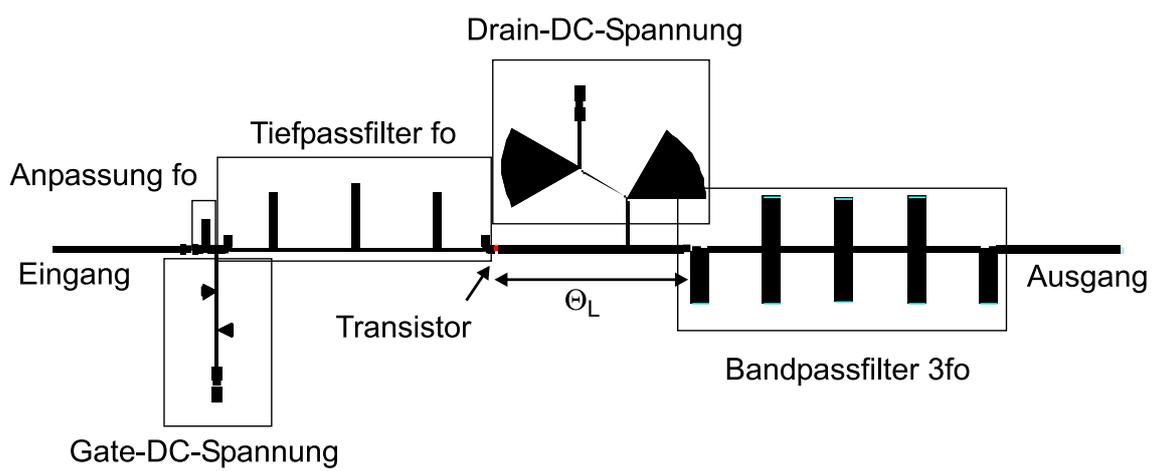
Während bei einer Simulation mit idealen Impedanzen für jede Harmonische ein Abschluss vorgesehen ist, wurde bei der Realisation auf einen optimalen Abschluss für jede Harmonische "verzichtet". Stattdessen wurde ein Filter auf der Ein- und Ausgangsseite eingesetzt, mittels dem die Reflexionsfaktoren hohen Betrages realisiert werden (ausgangsseitig bei f_0 und $2f_0$, eingangsseitig bei $2f_0$ und $3f_0$). Über eine Transmissionsleitung wird der gewünschte Phasenoffset für zwei harmonische Frequenzen realisiert, was aufgrund des breiten Maximums der Terminierung bei $2f_0$ ermöglicht wird. Auf der Ausgangsseite wurde eine Zwangsanpassung an 50 Ohm vorgenommen, bei der Anpassschaltung auf der Eingangsseite wurden verteilte Elemente, die aus 50 Ohm Leitungsstücken zusammengesetzt sind, verwendet. Als Bias-Netzwerke wurde eine Kombination aus radialen Stubs verwendet.

In Abbildung 2.17 sind die gemessenen und die auf der Grundlage des Großsignalmodells nach *Schmale* [104] simulierten Ausgangsleistungen der ersten drei Harmonischen aufgezeichnet. Aufgrund des begrenzten dynamischen Bereichs des Microwave Transition Analysers HP 70820 A (MTA) konnte die Ausgangsleistung der Grundwelle nicht gemessen werden. Der Arbeitspunkt für A-Betrieb liegt bei $V_{GS} = 1V$ und $V_{DS} = 2V$. Der Verdreifacher zeigt im Bereich zwischen 1,8 GHz und 2,2 GHz eine gute Übereinstimmung. Außerhalb des genannten Bereiches sind die Unterschiede zwischen Messung und Simulation auf die manuell angefertigten Kurzschlüsse in dem Bandpass zurückzuführen.

Der Verdreifacher erreicht bei 1,84 GHz einen maximalen Konversionsgewinn von 0,5 dB bei einer Eingangsleistung von 1 dBm. Die Schaltung weist eine Bandbreite von 1,78 - 2,25 GHz auf, für das Gain-Bandbreite Produkt ergibt sich ein Wert von 24,68, siehe Abbildung 2.17. Die Bandbreite ist in erster Linie auf die begrenzende Wirkung des ausgangsseitigen Bandpassfilters zurückzuführen (Abbildung 2.15). Es ist ein Kompromiss einzugehen zwischen Bandbreite des Filters und der Dämpfung im Stopbandbereich, um einerseits eine ausreichende Dämpfung der Signalanteile der zweiten Harmonischen und andererseits eine geringe Durchlassdämpfung zu erhalten, siehe Abbildung 2.15. In der Sättigung wird eine Ausgangsleistung von 6 dBm erreicht (cf. Abbildung 2.17). Für die höheren Harmonischen zeigt sich ein steilerer Anstieg gemäß $N \cdot \Delta P_{IN}$.

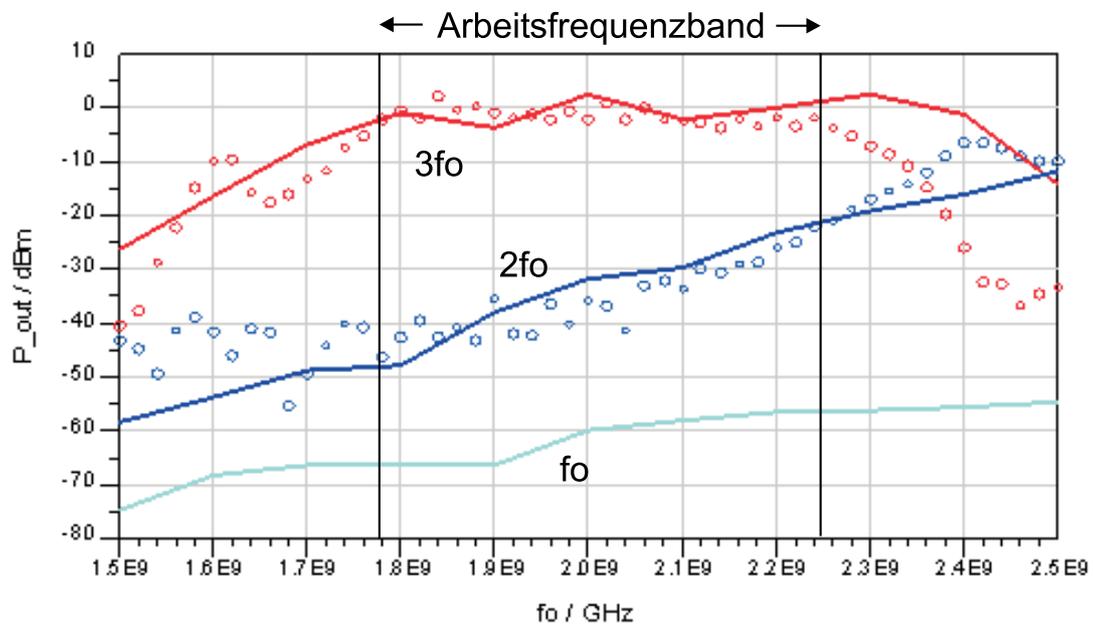


(a)

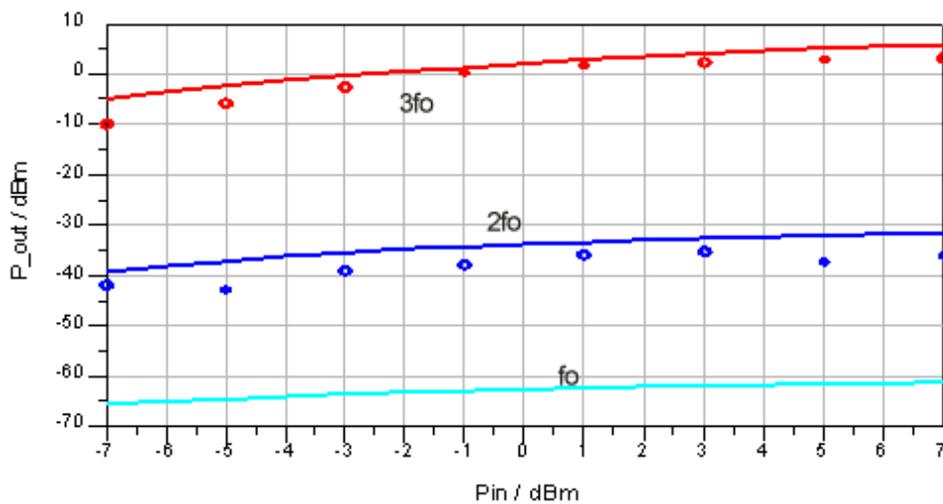


(b)

Abbildung 2.16: Realisierung (a) und schematische Darstellung (b) eines Frequenzverdreifachers mit einer Mittenfrequenz von 2 GHz.



(a)



(b)

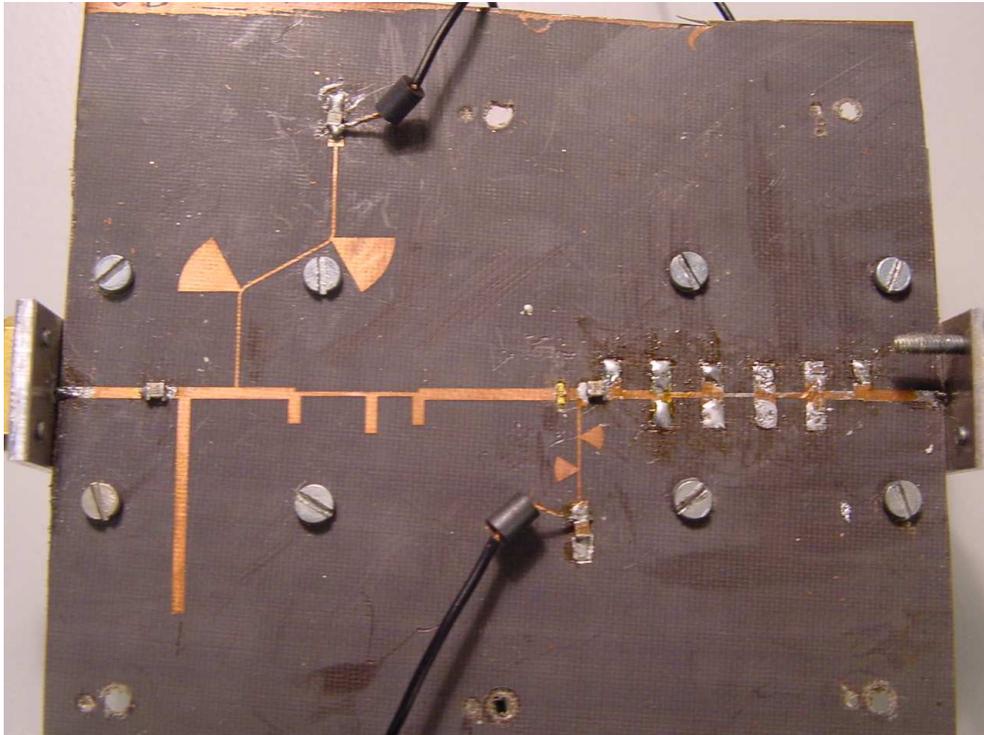
Abbildung 2.17: Gemessene und simulierte Ausgangsleistung der Grundwelle, der zweiten und dritten Harmonischen als Funktion der Eingangsleistung bei $P_{IN} = 1$ dBm (a) und der Eingangsleistung bei $f_0 = 1.84$ GHz (b). (— Simulation, ooo Messung)

2.5.2 Frequenzverdreifacher mit einer Mittenfrequenz von 6 GHz

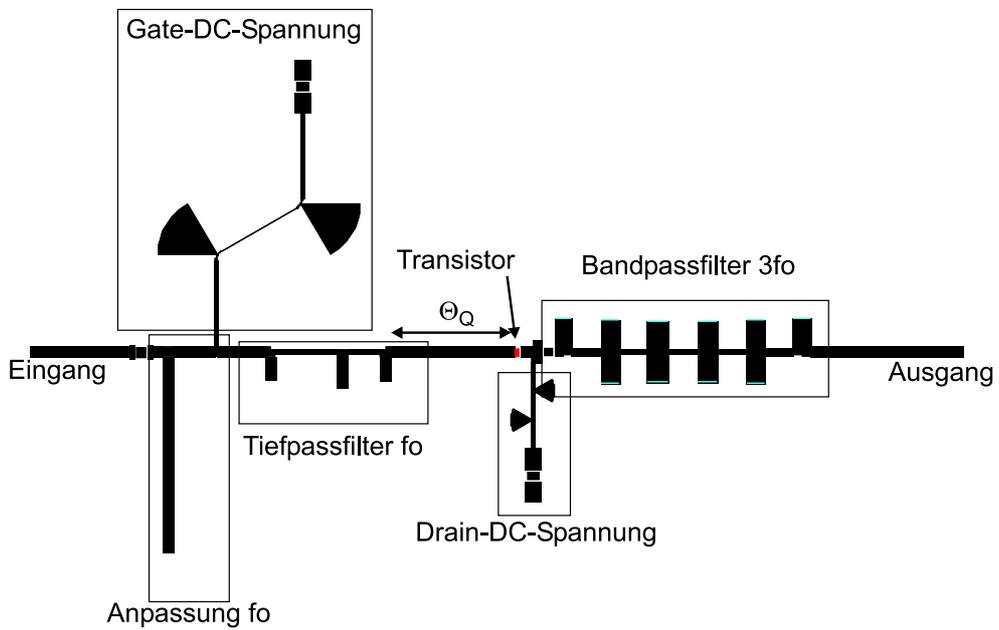
Eine Realisierung mit gleichem Designansatz wurde für eine Grundwellenfrequenz von 6 GHz verwirklicht, um Signale in das Ka-Band transferieren zu können. Im Frequenzbereich um 18 GHz ergeben sich zahlreiche Anwendungen: In den USA sind, vorgeschlagen von der FCC, folgende Einsatzbereiche vorgesehen [124]: Punkt-zu-Punkt Richtfunkverbindungen, Relaissysteme für Kabelfernsehen, Rundfunk und elektronische Nachrichten. Für den europäischen Raum hat die RegTP den genannten Frequenzbereich für Punkt-zu-Punkt Richtfunkstrecken eingeplant [125].

In Abbildung 2.18 ist der realisierte Frequenzverdreifacher zu sehen und die schematische Darstellung, die die in der Schaltung verwendeten Baugruppen darstellt. In Abbildung 2.19 sind die gemessenen und die simulierten Ausgangsleistungen der ersten drei Harmonischen aufgezeichnet. In dieser Realisation konnte ebenfalls die Ausgangsleistung der Grundwelle aufgrund der begrenzten Dynamik des Messsystems nicht gemessen werden. Der Arbeitspunkt für A-Betrieb liegt bei $V_{GS} = 1V$ und $V_{DS} = 2V$. Der Verdreifacher zeigt im Bereich zwischen 5,75 GHz und 6,35 GHz eine sehr gute Übereinstimmung. Außerhalb des Bereiches sind auch in dieser Realisation die Unterschiede zwischen Messung und Simulation an den manuell gefertigten Kurzschlüssen in dem ausgangsseitigen Bandpass auszumachen.

Der Verdreifacher erreicht bei 5,88 GHz einen maximalen Konversionsgewinn von -4,7 dB bei einer Eingangsleistung von 5 dBm. Die Schaltung bietet eine Bandbreite von 5,73 - 6,33 GHz, was in einem Gain-Bandbreite Produkt von 5,82 mündet, siehe Abbildung 2.19. Die Bandbreite ist in erster Linie auf die begrenzendende Wirkung des ausgangsseitigen Bandpassfilters zurückzuführen. In der Sättigung wird eine Ausgangsleistung von -4,5 dBm erreicht (i.e. Abbildung 2.19).

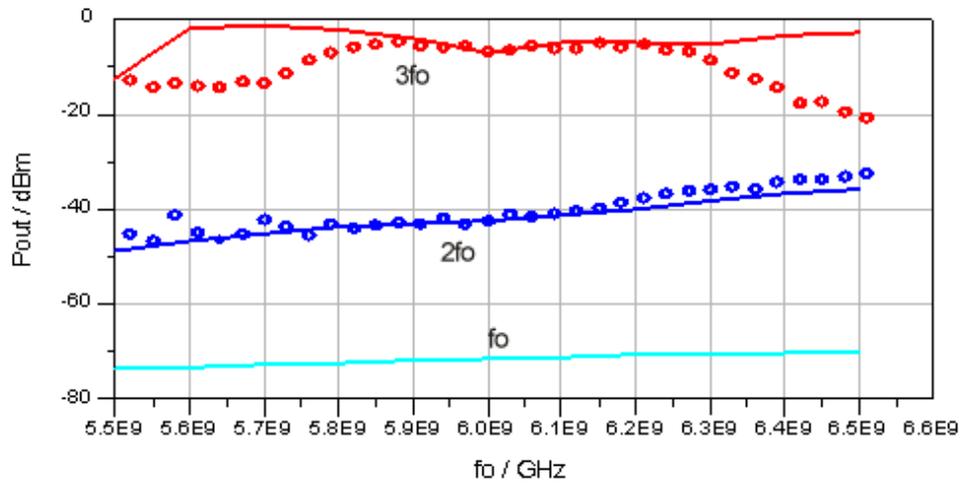


(a)

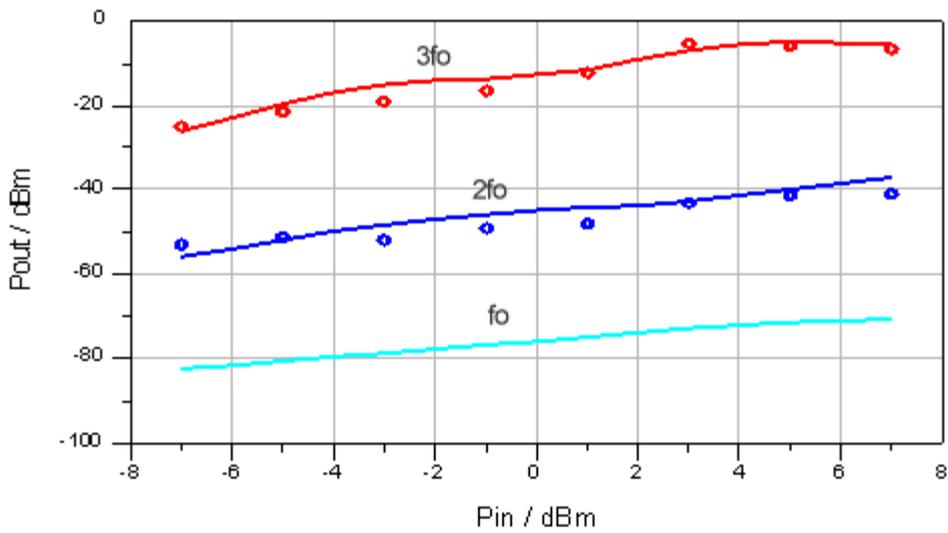


(b)

Abbildung 2.18: Realisierung (a) und schematische Darstellung (b) des realisierten Frequenzverdrehers mit einer Bandmittenfrequenz von 6 GHz.



(a)



(b)

Abbildung 2.19: Gemessene und simulierte Ausgangsleistung der Grundwelle, der zweiten und dritten Harmonischen als Funktion der Eingangsfrequenz bei $P_{IN} = 5$ dBm (a) und der Eingangsleistung bei $f_0 = 5.88$ GHz (b). (— Simulation, ooo Messung)

Kapitel 3

Experimentelle Verifikation mittels eines harmonischen Load- und Source-Pull-Messsystems

In diesem Kapitel wird das im Institut aufgebaute Großsignalmesssystem vorgestellt. Das Messsystem eignet sich zur Charakterisierung sowohl schwach als auch stark nichtlinearer Schaltungen. Während als Beispiel für stark nichtlineare Systemkomponenten Frequenzmultiplizierer zu nennen sind, ist als Vertreter von schwach nichtlinearen Schaltungen ein mit hoher Eingangsleistung ausgesteuerter Verstärker anzusehen. Insbesondere die Evaluierung von neuartigen Technologien (z.B. GaN) im Hinblick auf Linearität ist hierbei ein aktueller Forschungsgegenstand, der im Institut sowohl im Rahmen nationaler (BMBF Projekt 01 BM 155) als auch internationaler (EU Projekt 507893 TARGET) Projekte verfolgt wird. Dank dieser Unterstützung war es möglich, die in vorausgegangenen Arbeiten erreichte maximale Grundwellenausgangsleistung von 30 dBm auf einen Pegel von 40 dBm anzuheben, sowie einen Load- und Source-Pull Messplatz für Mehrtonanregung zu etablieren.

Nach einem Überblick über den Stand der Technik, in dem aktuelle Entwicklungen aktiver und passiver Systeme aufgezeigt werden, erfolgt eine Einordnung des vorliegenden Systems mit den Systemen anderer Anbieter. Weiterhin wird die Kalibration des Systems analysiert. Nach einer Betrachtung der Systemsoftware werden Messergebnisse eines pHEMTs visualisiert, ausgewertet und mit den Simulationsergebnisse verglichen.

Ihren Einsatz finden Load- und Source-Pull Messsysteme bei folgenden Aufgabenstellungen:

- Experimenteller Designentwurf: Die Messungen erfolgen unter Bedingungen, die dem Einsatz des Bauelementes vergleichbar sind. Mittels Messreihen lässt sich eine Schaltungsoptimierung durchführen; die Ergebnisse lassen sich direkt auf den Designentwurf übertragen.
- Messung von Ausgangsleistung und Untersuchung des Kompressionsverhaltens

unter den ermittelten Lastbedingungen.

- Direkte Modellparameterextraktion [126, 127, 128].

3.1 Stand der Technik

Seit mehr als 20 Jahren wird in wissenschaftlichen Veröffentlichungen über Load-pull Messsysteme berichtet [129, 130]. Ein erster Vorschlag eines Source-pull Systems wurde 1984 vorgeschlagen [131, 132]. Seit diesem Zeitpunkt wurden die Analyseinstrumente verbessert (Migration von einem Netzwerkanalysator HP8410 [133] zu einem Microwave Transition Analyser, MTA HP-75280 [134], einem Network Analyser HP 8510 [135], oder einem Spektrum Analyser [136]). Durch veränderte Koppleranordnungen und dem Einführen von Schaltmatrizen wurden einfache Kalibrationsalgorithmen etabliert. Des weiteren wurde der Schritt zu einem harmonischen Source- und Load-Pulling und aktiven Load-Pulling vollzogen [133, 137, 138] und diverse Ansätze der Lastvariierung entwickelt (passives Load-pull mittels Tuner [137], aktives Load-pull mittels Verstärker und Phasenschiebern [139], aktives Load-pull mittels Electronic Signal Generatoren [134], aktives Load-pull mittels Verstärker und I-Q-Modulatoren [140]). Durch Auslesen der Spektralanteile der gemessenen Signale lässt sich mittels Programmierumgebungen eine inverse Fouriertransformation durchführen, wodurch sich das Zeitsignal ableiten lässt [141].

Aufgrund des zu erwartenden Marktvolumens zielen derzeitige Entwicklungen hauptsächlich auf die Charakterisierung von Hochleistungsverstärkern im HF-Bereich. In einem System der Arbeitsgruppe *Tasker* wird ein Tuning des IF-Bereiches bei Mehrtonanregung ermöglicht [134]. Mit gepulsten Messsystemen lassen sich Bereiche höherer Verlustleistung eines Bauelementes durchfahren [142, 143]; die zusätzlich gewonnenen Daten erlauben eine Erweiterung des Gültigkeitsbereichs des abgeleiteten Modells.

3.1.1 Kommerzielle Systeme

Ebenso wurden die Load-pull Messsysteme zu einer Marktreife entwickelt, so dass nun Systeme verschiedener Hersteller angeboten werden [36, 144]. Es ist zu unterscheiden zwischen Analyseeinheiten und variablen Lastmodulen. Die kommerziell verfügbaren Messsysteme werden im folgenden kurz beschrieben.

3.1.1.1 LP1/2 und ELM, ATN Microwave

Das Load-pull System der Firma ATN Microwave wurde im Jahr 1994 eingeführt [144, 145]. Es handelt sich hierbei um Auswerteinheiten (LP1/2), welche elektronische Lastmodule (ELM) verwenden, in denen Schaltdioden mit nachgeschalteten Abstimmeelementen eingebaut sind. Somit lassen sich mehrere hundert diskrete Reflexionsfaktoren einstellen. Beträge des Reflexionsfaktors lassen sich bis maximal 0,7 erreichen [146]. Die Firma ATN Microwave wurde im Januar 2001 von Agilent Technologies übernommen, die Tunerssysteme wurden von Maury Microwave lizenziert [147].

3.1.1.2 ATTS, Maury Microwave

Das System wurde von der Firma Maury Microwave im Jahr 1987 eingeführt [148], das Kürzel ATTS bezeichnet hierbei den Terminus "automated load-pull tuner system". Es handelt sich um ein passives System aus Tunern, die mittels Schrittmotoren bewegt werden [149]. Mit diesem System lassen sich Beträge des Reflexionsfaktors von bis zu 0,8 erreichen [146]. Um die Problematik von geringen Impedanzen zu lösen, wird in einer Evolutionsstufe ein Prematching eingesetzt, welches niederohmige Abschlüsse auf ein höheres Impedanzniveau transformiert und so dem System zugänglich macht [150, 151].

3.1.1.3 ATTS, Maury Microwave

Im Gegensatz zu dem oben vorgestellten System stellt die ATTS Variante eine aktive Systemlösung dar, welche in Kooperation mit der Universität Turin entwickelt wurde [141]. Als Analyseeinheit kann sowohl ein Vektornetworkanalyser mit einer Schaltmatrix als auch ein Microwave Transition Analyser verwendet werden [36]. Das Lastmodul besteht aus einem variablen Dämpfungsglied, einem mechanischen Phasenschieber und einem breitbandigem YIG-Bandpassfilter. Über Leistungsteiler können bis zu vier Pfade verbunden werden, die dann einem Leistungsverstärker zugeführt werden und somit ein harmonisches Tuning ermöglichen. In Kombination mit einem Digital Modulation Analyser sind auch ACP Messungen modulierter Signale möglich [152].

3.1.1.4 Nichtlinearer Netzwerkanalysator, NMDG Engineering

Die Firma NMDG Engineering bietet einen Large-Signal Network Analyser an [153]. Das System basiert auf einem Testset aus vier Kanälen, wodurch eine Schaltmatrix umgangen werden kann. Die RF Signale (mit einer Bandbreite von 600 MHz bis 20 GHz) werden in den IF Bereich heruntergemischt, dann digitalisiert und von einer Steuereinheit ausgewertet [154]. Durch das direkte Heruntermischen aller vier Signale können Schaltvorgänge umgangen und die Messgeschwindigkeit optimiert werden. Ebenso werden ADC Einheiten mit einer höheren Auflösung im Vergleich zu den MTA Komponenten verwendet (24 bit im Gegensatz zu 18 bit Wandlern im MTA). Eine harmonische Phasenreferenz wird zur Erzielung einer höheren Phasenauflösung verwendet. Für koaxiale Systeme wird von der dazu angebotenen Systemsoftware eine Short-Open-Load-Through (SOLT) und für eine on-wafer Umgebung eine Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) Kalibration angeboten. Im Jahr 2003 wurde das System von der Firma Maury Microwave lizenziert.

3.1.1.5 CCMT, Focus Microwaves

Die Firma Focus Microwaves bietet eine Serie von passiven Tunern unter der Bezeichnung Computer Controlled Microwave Tuner (CCMT) an, die über Schrittmotoren gesteuert werden. In unterschiedlichen Realisierungen wird eine Bandbreite von 0,2 bis 50 GHz in koaxialer Technologie und von 26,5 bis 110 GHz [155, 156] in Hohlleitertechnologie abgedeckt. Um ein hohes Stehwellenverhältnis zu erreichen, wird ein

zweiter Tuner als Prematching eingesetzt, Variante PMT [35, 157]. In einer weiteren Variante wird ein harmonisches Tuning ermöglicht [158, 159].

3.1.1.6 ALPS, Focus Microwaves

Unter der Bezeichnung Active Load-Pull System hat die Firma Focus Microwave eine aktive Variante [160, 161] angeboten. Nach Entwicklung der passiven prematched Tuner, mit denen laut Hersteller ein Betrag des Reflexionsfaktors von bis zu 0,995 erreicht wird, sind aktive Tuner nicht mehr im Programm des Herstellers enthalten.

3.1.2 Systeme an Forschungseinrichtungen

In diesem Abschnitt werden aktuelle Entwicklungen an Forschungseinrichtungen vorgestellt.

So wird in [134] von *Williams et al.* ein Source- und Load-pull Messsystem vorgestellt, welches bei RF-Mehrtonanregung in einem Frequenzbereich von 0,5 - 40 GHz auch im IF Bereich von 200 kHz bis 100 MHz eine Lastvariation ermöglicht. Im Prinzip wird das Load-pull Konzept im HF-Bereich auch auf den IF Bereich übertragen. Über Bias-Tees mit hoher unterer Grenzfrequenz werden die Signale des IF Bereichs über das als DC Pfad bezeichnete Tor ausgekoppelt. Die Auswertung im IF Bereich erfolgt mittels eines Oszilloskops. RF-Source- und Load-Pulling wird über die Verwendung von Electronic Signal Generatoren (Agilent ESG 4400 series) realisiert.

In [162] werden von *Hajji et al.* ein weiteres Source- und Load-pull Messsystem für Mehrtonanregung präsentiert. Mittels eines Arbitrary Waveform Generators (HP 8770A) wird ein beliebiges IF-Spektrum generiert und über Mischer in den RF Bereich umgesetzt. Die Auswirkung auf Ausgangsleistung und Intermodulation wird bei einer Grundfrequenz von 2 GHz in Abhängigkeit der Anzahl der Töne untersucht. Das Source- und Load-Pulling erfolgt über passive Tunereinheiten.

In [135] werden von *Madonna, Ferrero et al.* verschiedene passive Realisierungen eines Source-Pulling vorgestellt und ein Konzept vorgeschlagen, bei dem bei unterschiedlicher Gleichspannungsversorgung zwei Messungen bei gleichen Eingangsleistungen und Source-Reflexionsfaktoren durchgeführt werden und daraus der Eingangsreflexionsfaktor berechnet wird. In [141] wird ein aktives Load- und Source-pull System mit einer Bandbreite von 0,5 - 18 GHz beschrieben, welches ein Active-loop Konzept umsetzt. Als Analyseeinheit wird hier ein VNA mit einem 4-Kanal Testset vorgeschlagen, wobei die Phasenreferenz des Analysators durch einen zweiten Generator, der über einen IF-Takt mit der Hauptquelle verbunden ist, erzeugt wird.

Le und Ghannouchi [136] schlagen ein aktives Source-pull System mittels eines 6-Tor Reflektometers (mit einer Bandbreite von 0,5 bis 9 GHz) vor, bei dem ein gewünschter Reflexionsfaktor mittels variablen Dämpfungsgliedern und Phasenschiebern realisiert wird. Mittels geeigneter Kalibration der 6-Tor Reflektometer reichen als Analyseinstrumente frequenzselektive Power Meter [163]. Das Source- und Load-pull wird über

ein Split-Signal Konzept realisiert, bei dem zwei Generatoren eingesetzt werden. Die Einstellung der Generatoren auf LO-Signal und RF-Signal ermöglicht die Anwendung des Systems auf Mischer. Im Source-pull Pfad wird das Generatorsignal über einen Leistungsteiler auf zwei Pfade aufgesplittet, die über einen Koppler auf den Eingang des DUT geführt werden. Ein Pfad führt direkt zum Eingang des DUT (Injizierung des Signales), ein weiterer Pfad beinhaltet eine Kombination aus Zirkulator, Phasenschieber und Dämpfungsglied.

Berghoff et al. [2] schlagen eine Active-Closed-Loop Lösung mit 6-Tor Reflektometern vor, bei der das eingangsseitig reflektierte Signal ausgekoppelt wird, und über einen Phasenschieber, ein Dämpfungsglied und einen Verstärker wieder dem DUT zugeführt wird. Zur Vermeidung von Schwingungen in der Schleife schlagen die Autoren zwei Zirkulatoren am Anfang und am Ende der Schleife vor.

Einen ähnlichen Aufbau schlägt *Colantonio* [138] vor, verwendet aber als Analyseeinheit eine Kombination aus VNA und MTA. Speziell bei Betrachtung der Grundwelle ergibt sich dabei eine Verbesserung der Messgeschwindigkeit.

3.2 Vorstellung des neuen Messsystems

3.2.1 Systemkonzept

Das im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte Messsystem basiert auf dem von *van Raay* vorgestellten Aufbau [164, 1]. Innerhalb dieser Arbeit wurde das Messsystem in der maximalen Ausgangsleistung erweitert (bis 10 W Dauerstrich), sowie um ein Load-Pulling bis zur 4. Harmonischen [140]. Ebenso wurde eine Source-pull Variation bis zur 3. Harmonischen ermöglicht.

Als Analyseeinheit verwendet das System einen Microwave Transition Analyser (MTA, HP 71500A). Durch den Scope-Modus sind Echtzeitvariationen im Zeitbereich durchführbar, wodurch qualitative Aussagen über das DUT möglich sind. Zu einer genauen Messung wird der Frequenzbereich verwendet, der die Möglichkeit einer präzisen Kalibration des Messsystems unter Verwendung geeigneter Kalibrationsverfahren eröffnet. Das Erfassen der zur Kalibration benötigten Messdaten erfolgt über eine Schaltmatrix, mittels der die vier Signale der Reflektometer auf Ein- und Ausgangsseite auf die zwei Kanäle des MTA geleitet werden, siehe Abbildung 3.1. Die Umschaltung der Schaltmatrix wird über das Fehlermodell mittels Einbeziehung von Gleichlauf Fehlern erfasst. Vollständig erläutert wird das Messsystem im folgenden Abschnitt 3.2.2.

Diverse automatisierte Messsequenzen sind mit dem Großsignalmessaufbau möglich:

- Variation der DC-Versorgungsspannungen
- Variation der Eingangsleistung

- Variation des Load-Reflexionsfaktors bei der Grundwelle oder der höheren Harmonischen
- Variation des Source-Reflexionsfaktors bei der Grundwelle oder der höheren Harmonischen
- Variation der Arbeitsfrequenz in einem 50 Ohm System oder bei vorgegebener harmonischen Terminierung

Bei Einton-Anregung sind folgende Parameter durch das Messsystem erfassbar:

- Quellreflexionsfaktor,

$$\Gamma_S = \frac{a_1(f)}{b_1(f)}$$

- Lastreflexionsfaktor,

$$\Gamma_L = \frac{a_2(f)}{b_2(f)}$$

- Eingangsleistung,

$$P_{in} = \frac{1}{2}|a_1(f)|^2(1 - |\Gamma_{in}(f)|^2)$$

- Ausgangsleistung,

$$P_{out} = \frac{1}{2}|b_2(f)|^2(1 - |\Gamma_L(f)|^2)$$

- Gewinn,

$$Gain = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

- Power Added Efficiency,

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$$

- DC-Versorgungsspannungen und -ströme.

Durch Verwendung eines Agilent ESG Generators (Agilent E4438C) sind auch Mehrtonanregungen möglich. Als weitere Variablen ergeben sich der Tonabstand δf und die Leistungspegel der Töne. Dies führt zu zusätzlich erfassbaren charakterisierenden Parametern:

- Leistungspegel der Töne
- Intermodulationsprodukte

Die Hauptapplikation des Messsystems ist in dieser Arbeit die Verifikation des Entwurfes von Frequenzverdreifachern. Daher spielen Messergebnisse unter Mehrtonanregung eine untergeordnete Rolle.

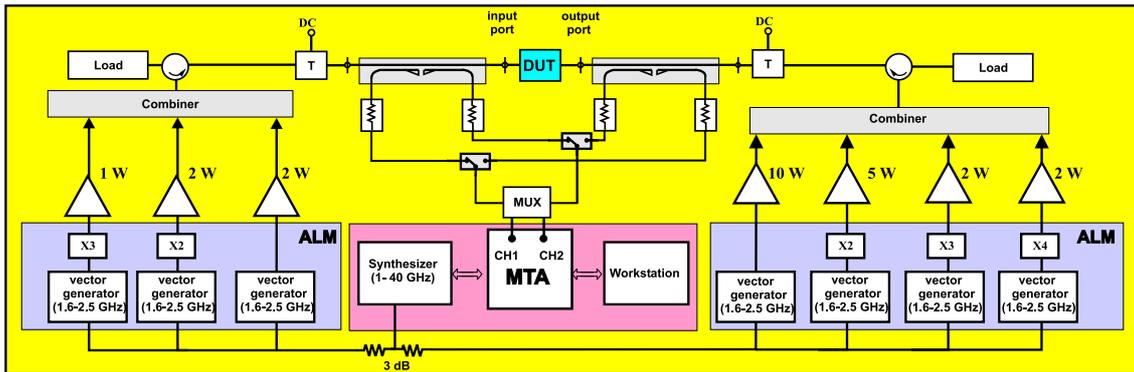


Abbildung 3.1: Konzept des Source- und Load-pull-Messsystems.

3.2.2 Systemkonzept

Das Blockdiagramm des Großsignalmesssystems ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Als Messgeräte werden ein Signalgenerator (HP 83650A), ein Microwave Transition Analyser (HP 71500A) und eine Data Acquisition/ Control Unit (HP 3852A) verwendet. Nichtkommerzielle Lösungen innerhalb des Systems bestehen aus einer Schaltmatrix und deren Kontrolleinheit und einem modularen Testset. Während der Kalibrationsprozedur wird zusätzlich ein Power Meter (HP 437B) benötigt.

Als zentrale Analyseeinheit dient ein Microwave Transition Analyser (HP 71500A Series), welches als ein 2 Kanal Signalanalyser beschrieben werden kann. Es wird eine Signaldynamik von mehr als 50 dB bei einer Grundwellenfrequenz von 2 GHz erreicht, die durch Averaging und Verwendung eines Rauschfilters auf 57 dB angehoben werden kann [165]. Die höchste lineare Eingangsleistung ist mit 1 dBm spezifiziert. Daher ist über präzise Dämpfungsglieder der Leistungspegel geeignet abzdämpfen. In dem Messaufbau wird über einen 10 MHz Takt die Signalquelle mit dem Generator verbunden. Beide Kanäle des MTA verwenden das gleiche Taktsignal, wodurch es ermöglicht wird, Phasenbeziehungen zwischen den Kanälen abzuleiten. Durch ein gleichzeitiges Auslesen des anregenden Signals und des reflektierten bzw. transmittierten Signals wird ein Triggerungsproblem umgangen. Über einen Sampler werden die Signale der zwei Kanäle in den IF Bereich heruntergemischt, zu nicht äquidistanten Zeitpunkten abgetastet und in ein digitales Signal umgewandelt und ausgewertet. Durch die Systematik der Abtastung können nur periodische Signale durch einen MTA ausgewertet werden.

In dem vorliegenden Konzept wird ein Two-Signal-Path Source- und Load-pull umgesetzt, bei dem ein Leistungsteiler das Generatorsignal in zwei Teile aufteilt. Ein Teil wird auf das Eingangstor des DUT bzw. die Source-pull Module geführt, der zweite Teil führt auf die Active Load Module ALM und von dort auf das ausgangsseitige Tor des DUT. Durch die Aufteilung des Signalpfades wird der Einsatz von harmonischen Generatoren [134] und somit ein Jitterproblem der Takte der Generatoren vermieden.

Die Active Load Module basieren auf einer IQ-Modulator-Technik, ein Blockdiagramm ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Modulator-ICs werden mit symmetrischen Eingangssignalen über aktive Symmetrierstufen mit Bipolar Junction Transistoren gespeist. Am Ausgang der Modulatoren ist für die Grundwelle eine Treiberstufe mit 2 parallelgeschalteten BJTs nachgeschaltet, die mit einer Zwangsanpassung an 50 Ohm arbeitet. Für den Ausgang der zweiten Harmonischen wird ein Gegentakt-Parallelverdoppler platziert, der ausgangsseitig ebenfalls mit einer 50 Ohm Zwangsanpassung arbeitet. Somit wird ein maximaler Leistungspegel von ca. 5 dBm bei f_0 und -5 dBm bei $2f_0$ erreicht. Für die dritte Harmonische wird ein Frequenzverdreifacher angeschlossen, dem ein Verstärker nachgeschaltet ist. Die Ansteuerung des HF-Teils erlaubt eine manuelle Justierung der Steuerspannungen der IQ-ICs als auch eine automatische Steuerung, die über einen Steuer-PC kontrolliert wird.

Vom Ausgang der ALM werden die Signalpfade bei Bedarf auf einen Verstärker geführt. Die ALM bieten eine Signaldynamik von ca. 35 dB. Um gewünschte Reflexionsfaktoren zu realisieren, muss der Leistungspegel an das DUT angepasst werden. Die Signalpfade führen auf einen Leistungsteiler, der als Power Combiner eingesetzt wird. Um das Ausbilden von ungünstigen Stehwellenverhältnissen zu vermeiden, werden Zirkulatoren in den Signalpfad eingebracht. Einen Nebeneffekt stellt dabei die Verbesserung der Lastanpassung an den Eingängen der Combiner dar. Die zur Gleichspannungsversorgung des Messobjekts verwendeten Bias Tees sind aus Gründen optimaler Systemrichtschärfe direkt vor dem HF-Eingang des Testsets platziert. Das Testset besteht aus zwei bidirektionalen Kopplern, die mittels koaxialen Schaltern mit dem MTA verbunden sind.

Die Umschaltung zwischen Reflexions- und Transmissionsmessung erfolgt über eine Schaltungsmatrix, die aus SPDT (single pole double throw) Schaltern besteht. Das anregende Signal und die vom Objekt reflektierte und transmittierte Welle werden über Richtkoppler getrennt und dem Referenz- und Testkanal des MTA zugeführt. Zusätzliche 20 dB Dämpfungsglieder stellen im ausgekoppelten Signalpfad sicher, dass der Messempfänger im linearen Bereich arbeitet.

Das gesamte System ist über einen GPIB Bus mit einem PC verbunden. Durch Auslesen der gemessenen Wellengrößen a und b in den Detektorebenen des DUT wird es ermöglicht, sowohl Frequenzbereichs- als auch Zeitbereichssignale durch eine in der Kontrollsoftware integrierte inverse Fouriertransformation auszuwerten.

Die Originalität des Aufbaus bezieht sich auf den Aufbau der Load-pull Module. Nach Wissen des Autors wird im Institut das einzige Load-pull System betrieben, welches auf IQ-Modulatoren basiert, sowie auf der Einbeziehung von nur einer Signalquelle bei einem aktiven harmonischen Source- und Load-pull. Das derzeit realisierte System verwendet 4 modular aufgebaute aktiven Lastmodule, die beliebig im Quell- und Lastpfad eingesetzt werden können.

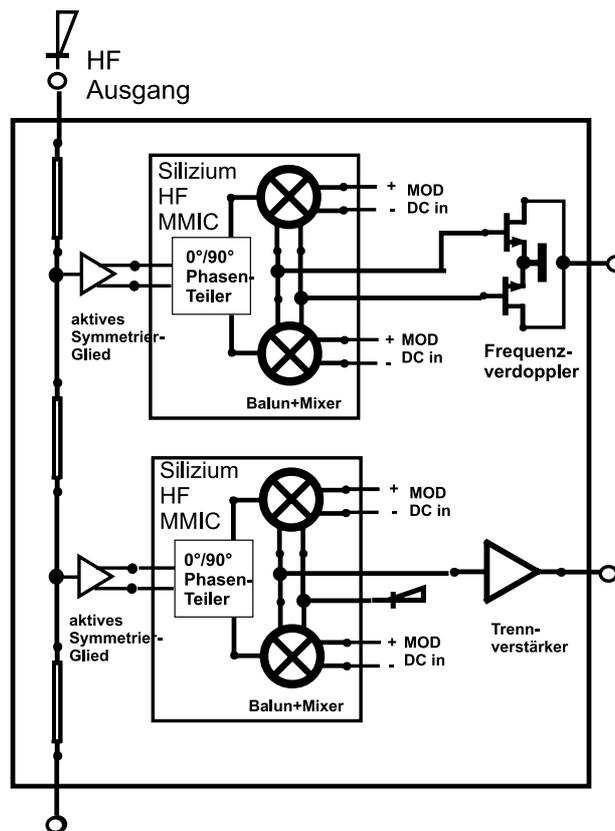


Abbildung 3.2: Aufbau der Active-Load Module ALM [1].

3.2.2.1 Etablierung des Load-pull höherer Harmonischer

Zur Realisierung des Source- und Load-Pulling höherer Harmonischer werden den Load Modulen Frequenzvervielfacher nachgeschaltet. Das Generatorsignal wird mehrfach aufgesplittet, so dass für jede Harmonische ein Signal verfügbar wird. Hierbei ist eine gleichförmige Aufteilung zu beachten, so dass jedes harmonische Lastmodul mit der gleichen Eingangsleistung versorgt wird. Bei der zweiten Harmonischen erfolgt die Frequenzkonversion durch einen innerhalb des Modules realisierten Frequenzverdoppler. Zur Umsetzung zu höheren Harmonischen werden externe Frequenzvervielfacher nachgeschaltet. Im Falle der dritten Harmonischen wird ein Frequenzverdreifacher verwendet, der im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelt wurde. Zu Generierung einer vierten Harmonischen wird eine Kaskade aus Frequenzverdopplern eingesetzt. Hinzuweisen ist auf eine Reduzierung des erforderlichen Steuerbereiches der Phase des Reflexionsfaktors um den Faktor $\frac{1}{N}$ aufgrund der nachfolgenden Multiplikation. Die einzelnen Pfade der Harmonic Load-pull Module werden über Leistungsteiler auf einen Pfad geführt. Ein Zirkulator sorgt für ein niedriges Stehwellenverhältnis. Ebenso ergibt sich hierbei eine Reduzierung der Schwingneigung der Load-pull Einheiten. Als zusätzliche Maßnahme empfiehlt es sich, Buffer-Verstärker in jeden Pfad zu platzieren, um Rückkopplungen über die Leistungsteiler zu vermeiden.

3.2.2.2 Etablierung der Source-pull Funktion

Die Originalität des vorgestellten Messaufbaus beruht auf der Realisierung des Source-pull mittels aktiver Lastmodule (ALM). Der Vorteil eines aktiven Source-pull besteht darin, dass sämtliche passive Abschlüsse messtechnisch erfasst werden können.

Betrachtet man Abbildung 3.3, so lässt sich zeigen, dass der Eingangsreflexionsfaktor Γ_{IN} auch unter Einschluss eines Eingangstuners über a_{m1} und b_{m1} gemessen werden kann.

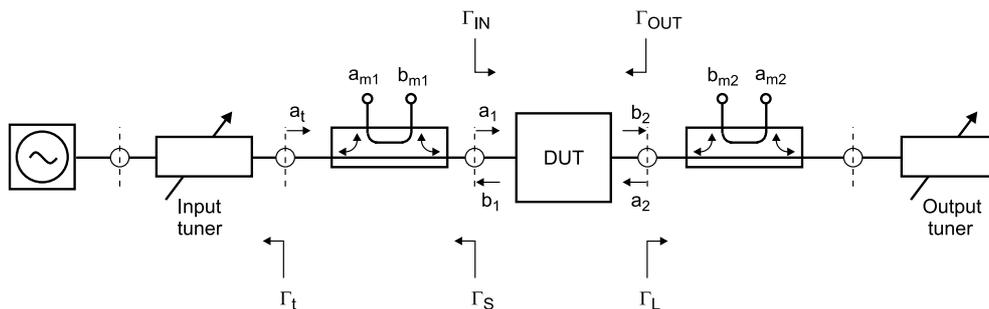


Abbildung 3.3: Blockschaltbild eines klassischen Testsets für Source- und Load-Pulling.

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} \quad (3.2.1)$$

In diesem Messaufbau ist b_1 eine Funktion von a_1 bzw. auf die Detektorebene bezogen $b_{m,1}$ eine Funktion von $a_{m,1}$. Die Einflüsse der Systemparameter auf Gleichung (3.2.1) werden durch Abbildung 3.4 verdeutlicht.

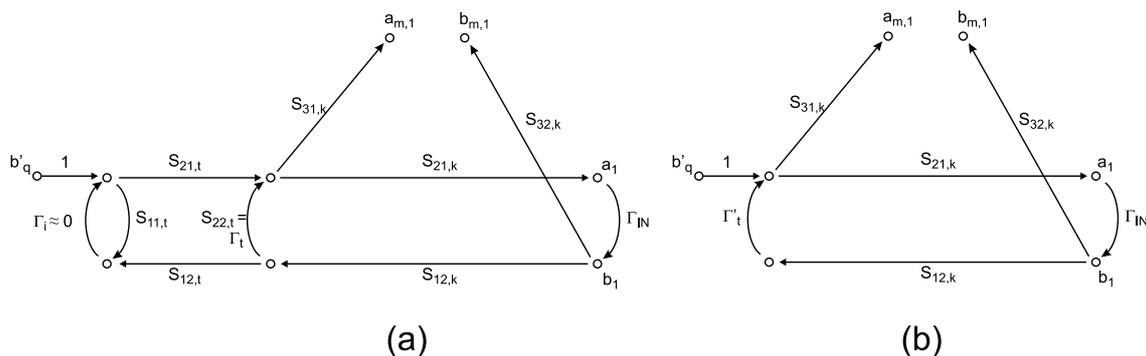


Abbildung 3.4: Signalfussdiagramm des Aufbaus nach Abbildung 3.3 (a) und mit eingeführter Ersatzwellenquelle (b).

Dem Signalfussdiagramm liegen die Annahmen zugrunde, dass die Koppler des Testsets

am Ausgang (a_{m1}, b_{m1}) reflexionsfrei abgeschlossen sind und alle Eigenreflexionsfaktoren des Testsets null sind. Für die Wellengröße a_{m1} ergibt sich:

$$a_{m1} = \frac{b'_q S_{31,k}}{1 - \Gamma'_t S_{21,k} S_{12,k} \Gamma_{IN}} \quad (3.2.2)$$

Für die Wellengröße b_{m1} berechnet sich:

$$b_{m1} = \frac{b'_q S_{21,k} \Gamma_{IN} S_{32,k}}{1 - \Gamma'_t S_{21,k} S_{12,k} \Gamma_{IN}} \quad (3.2.3)$$

Aus dem Verhältnis von Gleichung (3.2.2) und Gleichung (3.2.3) folgt Gleichung (3.2.1) bei der Annahme von $S_{31,k} = S_{32,k}$ und $S_{21,k}, S_{12,k} \approx 1$.

Dagegen kann der Quellreflexionsfaktor mit dem Aufbau in Abbildung 3.3 nicht unmittelbar gemessen werden, da die von dem eingangsseitigen Koppler ausgekoppelte Wellengröße a_{m1} nicht nur die reflektierte Welle des Tuners $\approx S_{12,k} \Gamma_t b_1$ enthält, sondern auch einen Anteil der anregenden Wellengröße $\approx b'_q S_{31,k}$.

$$a_{m1} = f(b'_q; \Gamma_t b_1) \quad (3.2.4)$$

Dieses Problem stellt sich ebenso bei aktiven Source-pull Messsystemem. Ein korrekter Wert des Quellreflexionsfaktors wird ausschließlich dann gemessen, wenn das Generatorsignal a_S null ist.

In Abbildung 3.5 wird eine Source-Terminierung realisiert, wie sie bereits von einer aktiven Last am Ausgang bekannt ist. Die "Quellimpedanz" lässt sich durch das Phasenstellglied und Dämpfungsglied variieren. In Schalterstellung 2 kann mit Hilfe des Kopplers die "Quellimpedanz" gemessen werden. In Schalterstellung 1 erfolgt die übliche Messung von Γ_{IN} , siehe Abbildung 3.5 [2]. Dieses Konzept wird auch in [138] verwendet.

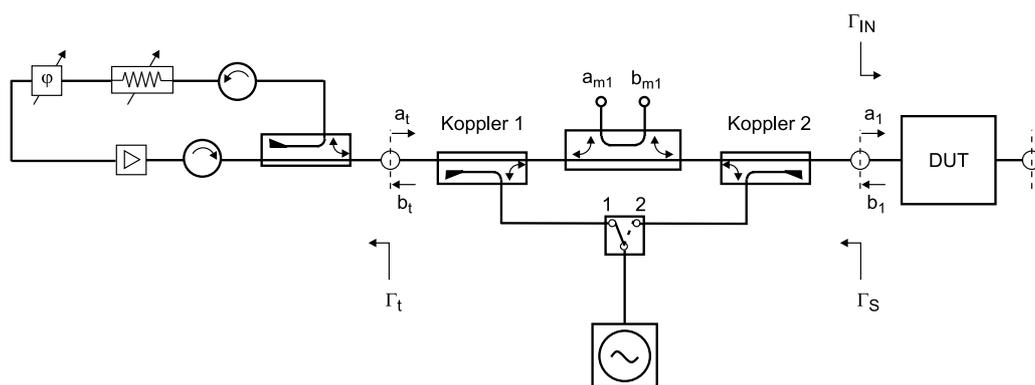


Abbildung 3.5: Blockschaltbild einer Source-pull Realisierung nach [2].

Für diesen Fall ist das Signalfussdiagramm in Abbildung 3.6 dargestellt. Es ergibt sich für die ausgekoppelte Wellengröße a_{m1} :

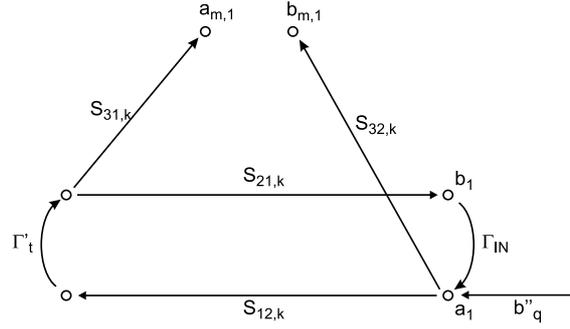


Abbildung 3.6: Signalflussdiagramm des Aufbaus nach Abbildung 3.5 für Messungen des Quellreflexionsfaktors.

$$a_{m1} = \frac{b''_q S_{12,k} \Gamma'_t}{1 - \Gamma'_t S_{21,k} S_{12,k} \Gamma_{IN}} \quad (3.2.5)$$

Für die Wellengröße b_{m1} ergibt sich:

$$b_{m1} = \frac{b''_q S_{32,k}}{1 - \Gamma'_t S_{21,k} S_{12,k} \Gamma_{IN}} \quad (3.2.6)$$

Aus dem Verhältnis a_{m1} zu b_{m1} kann der Quellreflexionsfaktor Γ'_t bestimmt werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, einen Schalter am Generator zu platzieren, der wahlweise das Eingangs- oder das Ausgangstor des DUT anregt [166]. Bei Anregung des Ausgangstors erfolgt eine Rückwärtstransmission durch das DUT. Somit wird ausschließlich das von der Lasteinheit reflektierte Signal vom Koppler erfasst.

Daher wird in dem vorgeschlagenen Aufbau eine Injizierung des Generatorsignals vorgenommen. Zur Messung des Quellreflexionsfaktors Γ_S wird in Schalterstellung 2 die Generatorwelle auf Koppler 2 geleitet, siehe Abbildung 3.7, mittels des ALM auf den gewünschten Quellreflexionsfaktor justiert und a_{m1} und b_{m1} ausgelesen. Als problematisch erweist sich, dass durch die Verwendung der ALM Module sich ein Open-Loop Konzept in der Realisierung des Source-pull ergibt. Speziell bei der Betrachtung des Quell-Reflexionsfaktors ist daher der Reflexionsfaktor über die Kontrollsoftware nachzuführen. Das einzig weitere System mit einem Open-Loop Konzept verwendet ESG Generatoren zur Erzeugung der gewünschten Quell- und Lastimpedanzen [134].

Von einem Schalten des Generatorsignals auf das ausgangsseitige Tor des DUT wird abgesehen, da nicht alle DUT als nicht unilateral angenommen werden können. Allerdings könnte für diesen Fall das bereits erstellte Fehlermodell weiter verwendet werden [1].

Die harmonischen Source-Signale zur Realisierung eines harmonischen Source-pull werden wie bei dem Load-pull Aufbau vom Signalgenerator ausgekoppelt und über einen

Leistungsteiler auf das eingangsseitige Tor des DUT geführt, siehe Abbildung 3.7.

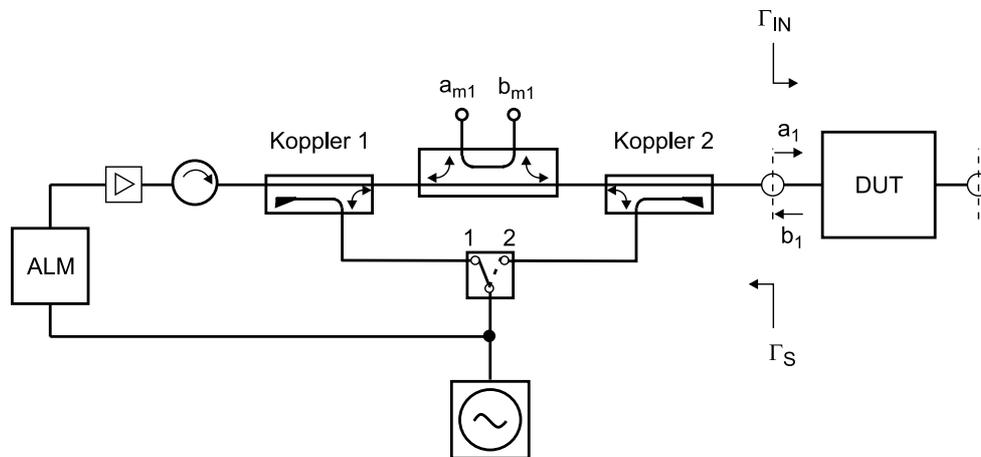


Abbildung 3.7: Blockschaltbild der vorgeschlagenen Source-pull Realisierung.

Zu Vergleichszwecken kann auch ein Schalten des Generators auf das Ausgangstor des DUT vorgenommen werden. In diesem Fall bleibt das ursprüngliche Fehlermodell erhalten.

3.3 Fehlermodell des Systems

Das in Abbildung 3.8 dargestellte Fehlermodell wird zunächst als allgemeines Viertor mit HF-Eingang, HF-Ausgang und Empfänger-Bezugsebenen betrachtet und durch eine Streumatrix beschrieben. Das Fehlermodell ist abgeleitet aus einer verallgemeinerten Systemkonfiguration.

Jedes Reflektometer wird durch vier Fehlerparameter e_{ij} und $C_{1,2}$ beschrieben. Das Fehlermodell zeigt die Fehlerparameter der Schaltmatrix, die für Kalibration und Messung notwendig sind. Diese 8 Fehlerterme beschreiben die Erweiterung des 7 Term-Modells eines 2-Tor-Messsystems. Die Parameter S_R und S_T beschreiben den Frequenzgang (tracking error) des Test- und Referenzempfängerkanals. Der Parameter S_{a3T} wird für eine Return-Load Messung benötigt und beschreibt den Frequenzgang der Leitung der Schaltmatrix [167].

Es ist anzumerken, dass die Beschreibung des Fehlernetzwerkes für beliebige Quell- und Lastreflexionsfaktoren gültig ist. Das Fehlermodell und die Systemkalibration beschreiben ausschließlich die Komponenten des Testsets und die der Empfängerkanäle.

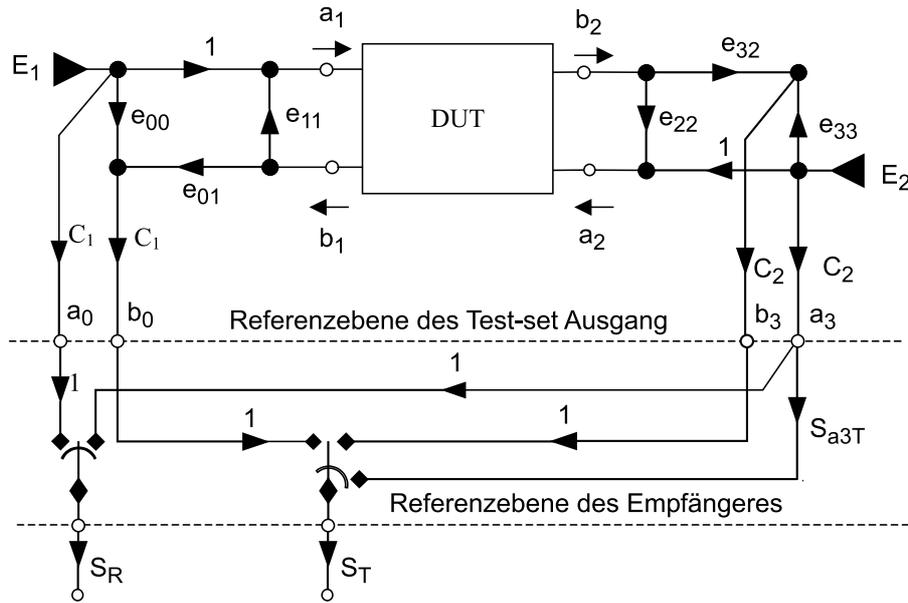


Abbildung 3.8: Fehlermodell des Messsystems.

3.3.1 Veränderung des Fehlermodells im Hinblick auf fundamentales Source-pull

Zur Messung des Quellreflexionsfaktors ist bei dem vorgeschlagenen Messaufbau ein Schalten auf einen Koppler notwendig, der das Generatorsignal in Richtung Source-pull Modul einspeist. In diesem Fall beschreibt das Verhältnis $\frac{b_{m1}}{a_{m1}}$ den Quellreflexionsfaktor Γ_S . Während für die weiteren Messungen die Eigenschaften des Kopplers 2 in Abbildung 3.7 im Fehlermodell charakterisiert werden, muss für die Messung des Quellreflexionsfaktors aufgrund der andersartigen Beschaltung des Testsets ein weiteres Fehlermodell erstellt werden, welches in Abbildung 3.10 dargestellt ist. Da es sich bei dem Fehlermodell um ein Zweitor handelt, sind 4 (bzw. 3 Parameter aufgrund der nicht möglichen Trennung der Fehlerparameter e'_{01} und e'_{10}) Parameter zur vollständigen Charakterisierung zu bestimmen.

3.3.2 Ableitung des Fehlermodells

Im Folgenden soll der Zusammenhang zwischen den Wellengrößen b_3 , b_4 und den Wellen b_1 und a_1 in der Referenzebene des Source-pull Moduls bestimmt werden. Angenommen wird hierzu, dass die Empfänger im linearen Betriebsbereich arbeiten und durch ihre Reflexionsfaktoren r_3 und r_4 beschrieben werden können, siehe Abbildung 3.9.

Es gilt die folgende Beschreibung des Systems:

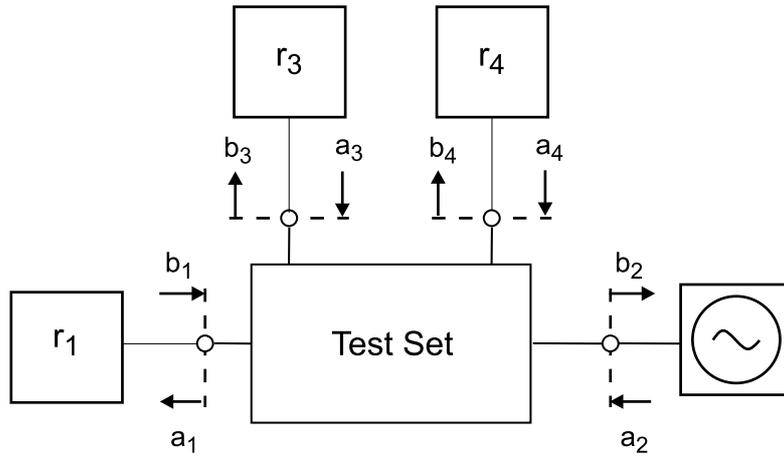


Abbildung 3.9: Viertorbeschreibung des Testsets in Reflexionsschaltung.

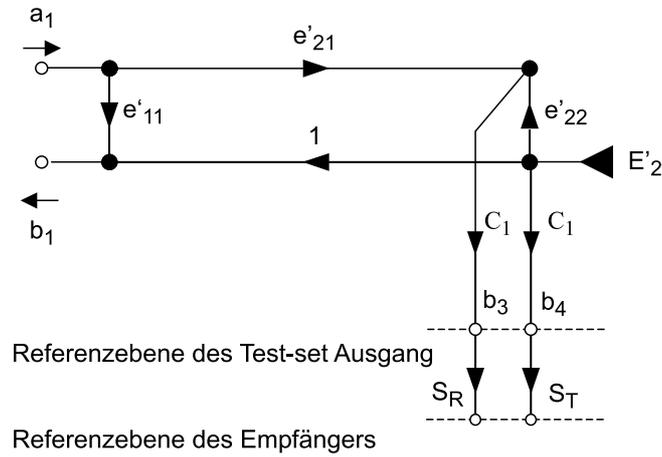


Abbildung 3.10: Fehlermodell des Testsets zur Messung des Quellreflexionsfaktors.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = (\mathbf{S}) \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ r_3 \cdot b_3 \\ r_4 \cdot b_4 \end{pmatrix} \quad (3.3.1)$$

Durch eine Linearkombination der Matrixgleichung können die Variablen b_2 und a_2 eliminiert werden.

$$S_{32}b_1 - S_{12}b_3 = a_1(S_{32}S_{11} - S_{12}S_{31}) + r_3b_3(S_{32}S_{13} - S_{12}S_{33}) + r_4b_4(S_{32}S_{14} - S_{12}S_{34}) \quad (3.3.2)$$

$$S_{42}b_1 - S_{12}b_4 = a_1(S_{42}S_{11} - S_{12}S_{41}) + r_3b_3(S_{42}S_{13} - S_{12}S_{43}) + r_4b_4(S_{42}S_{14} - S_{12}S_{44}) \quad (3.3.3)$$

Gleichung (3.3.2) und (3.3.3) können so umgeformt werden, dass die Wellengrößen b_1 , a_1 und die Größen b_3 und b_4 jeweils auf einer Seite des Gleichungssystems stehen.

Wird das Gleichungssystem nach b_3 und b_4 aufgelöst, ergeben sich die auf den Empfänger zulaufenden Wellengrößen b_3 und b_4 als lineare Überlagerung der Wellen b_1 und a_1 in der Referenzebene des angeschlossenen Source-pull Moduls, die wie folgt geschrieben werden kann.

$$\begin{aligned} b_3 &= A \cdot b_1 + B \cdot a_1 \\ b_4 &= E \cdot b_1 + F \cdot a_1 \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

Das Gleichungssystem wird durch den Parameter C_1 dividiert und die modifizierten Wellengrößen b_3 und b_4 durch b'_3 und b'_4 ersetzt. Der Fehlerparameter C_1 beschreibt im Wesentlichen die Koppeldämpfung der im Testset verwendeten Richtkoppler. Die Quelle E'_2 stellt eine Anregung des Systems dar, die von den Eigenschaften der Quelle unabhängig ist. Daher können die Wellengrößen in der Referenzebene des Source-pull Moduls aus den gemessenen Signalen b_3 und b_4 sowie den Fehlerkoeffizienten e'_{11} , e'_{21} , e'_{22} und C_1 errechnet werden.

$$b_3 = b'_3 \cdot C_1 \quad b_4 = b'_4 \cdot C_1 \quad (3.3.5)$$

Damit ergibt sich die Beschreibung des Fehlernetzwerkes zu:

$$b'_3 = \frac{A}{C_1} b_1 + \frac{B}{C_1} a_1 \quad (3.3.6)$$

$$b'_4 = \frac{C}{C_1} b_1 + \frac{D}{C_1} a_1 \quad (3.3.7)$$

Die definierten Größen stellen dabei komplexe Koeffizienten dar, die nur von den Streuparametern des Fehlernetzwerkes abhängen.

3.4 Kalibration des Systems

Das Großsignalmesssystem ist ausgelegt für Messungen von DUTs mit koaxialen und on-wafer Bezugsebenen. Dazu wird eine modifizierte SOLT oder TRRL Kalibration durchgeführt. Der Kalibrationsalgorithmus basiert auf dem Konzept von [1]. Allerdings ist die Kalibration um einen zusätzlichen Algorithmus zur Erfassung der Quellreflexionsfaktoren erweitert worden.

Zusätzlich zu Messungen des SOLT Algorithmus werden Messungen an Tor 1 durchgeführt. Aus zwei Messungen eines Kurzschlusses an Tor 1, wobei in einer Messung die Kanäle des Microwave Transition Analyser vertauscht sind, kann das Verhältnis des Frequenzgangfehlers des Empfängers bestimmt werden. Durch ein direktes Verbinden des Testempfängerkanals mit Tor 1 lässt sich der Frequenzgang des Kopplers C_1

ermitteln.

In einer weiteren Messung wird ein Leistungsmessgerät an Tor 1 angeschlossen und die im Messgerät absorbierte Leistung mit der ausgekoppelten Leistungswelle verglichen, woraus Messempfindlichkeit des Empfängers bestimmt wird. Aus den Messungen können die absoluten Vektoren der ausgekoppelten Leistungswellen errechnet werden.

Mit den während der Kalibration durchgeführten 6 Durchgangsmessungen wird eine S-parameter Matrix S_{thru} aufgestellt:

$$[S_{thru}] = \begin{bmatrix} e_{00} + \frac{e_{01}e_{22}}{1-e_{11}e_{22}} & \frac{e_{01}}{1-e_{11}e_{22}} \frac{C_1}{C_2} \\ \frac{e_{32}}{1-e_{11}e_{22}} \frac{C_2}{C_1} & e_{33} + \frac{e_{32}e_{11}}{1-e_{11}e_{22}} \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

Das Produkt $S_{thru,21} \cdot S_{thru,12}$ ist unabhängig von den Größen C_1 und C_2 . Aus Leerlauf- und Kurzschlussmessungen wird das Verhältnis e_{32}/e_{01} bestimmt. Im Gegensatz zu der klassischen SOLT-Kalibration sind Kurzschluss und Leerlauf in diesem Ansatz unbestimmte reflektierende Abschlüsse. e_{00} und e_{33} werden aus Match-Messungen gewonnen. Die Kalibrationsmessungen werden in koaxialer Umgebung mittels des HP Calibration Kits 85056A [168], in on-wafer Umgebung mittels eines Kalibrationssubstrates [169] durchgeführt.

Mit einem Kurzschluss, der anstelle des Signals E_2 angeschlossen wird, wird das Verhältnis der Wellen b_3/a_0 , b_3/a_3 und a_3/a_0 gemessen. Aus dieser Messung wird die Frequenzabhängigkeit der Schalterkonfiguration ermittelt.

Während der Kalibration wird ein Schalter anstelle der Source- und Load-pull Konfiguration angeschlossen, mit dem die Generatorwelle automatisiert auf das Ein- und Ausgangstor geführt wird.

Die aufsetzende Kalibration beinhaltet eine Eintorcharakterisierung, die zusätzlich den Frequenzgang des Kopplers und des Empfängers beinhaltet. Ebenso wird eine Charakterisierung der Ausgangsleistung durchgeführt, um die ausgekoppelten Wellen einzeln bestimmen zu können.

Die einzelnen Schritte der Kalibration sind in Tabelle 3.1 aufgelistet.

| Schritt | Beschreibung | extrahierter Parameter |
|---------|--|---|
| 1 | Zwei-Tor Kalibrationssequenz (TRL oder modifizierte SOLT), komplexe Verhältnismessungen | $e_{00}, e_{01}, e_{11}, e_{22}, e_{32}, e_{33}, \frac{C_1}{C_2}$ |
| 2 | Kurzschluss an Tor 1 mit getauschten Empfängerkanälen, komplexe Verhältnismessung | Verhältnis des Empfängerfrequenzganges |
| 3 | Test-Kanal an Tor 1 angeschlossen, komplexe Verhältnismessung | Frequenzgang des Kopplerpfades C_1 |
| 4 | Leistungsmessgerät an Tor 1 angeschlossen, Leistungsmessung des Referenzkanals | Empfängerempfindlichkeit |
| 5 | Durchgangsmessung mit einem Kurzschluss an Testtor 2, komplexes Verhältnis von $\frac{b_3}{a_0}, \frac{b_3}{a_3}, \frac{a_3}{a_0}$ | Frequenzgang der Schaltmatrix |

Tabelle 3.1: Kalibrationssequenz

Die Kalibrationsschritte für Source-pull Messungen sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst.

| Schritt | Beschreibung | extrahierter Parameter |
|---------|---|---|
| 1 | Ein-Tor Kalibrationssequenz (SOL), komplexe Verhältnismessungen | $e_{00}, e_{01}, e_{11}, \frac{C_1}{C_2}$ |
| 2 | Kurzschluss an Tor 0 mit getauschten Empfängerkanälen, komplexe Verhältnismessung | Verhältnis des Empfängerfrequenzganges |
| 4 | Leistungsmessgerät an Tor 0 angeschlossen, Leistungsmessung des Referenzkanals | Empfängerempfindlichkeit |

Tabelle 3.2: Kalibrationssequenz für Source-pull Messungen.

3.5 Messgenauigkeit des Systems

3.5.1 Systematische Messfehler

Die Reflexion der Wellengrößen b_3 und b_4 (, siehe Abbildung 3.9) ist nicht Bestandteil des Fehlermodells. Daher wird im Folgenden eine Abschätzung der zu erwartenden Fehler durchgeführt. Das Fehlermodell wird erstellt bei einer Annahme eines Generators mit unveränderlichen Eigenschaften sowie eines beliebigen Messobjektes am Testset. Bei diesen Annahmen können die Wellengrößen b_{m3} und b_{m4} als unabhängig voneinander betrachtet werden, wenn man von Richtschärfe- und Koppelfaktorwerte realer Testsets ausgeht.

Eine Änderung des Betrages des Reflexionsfaktors an der Referenzebene des Testsets (Tor 1 und 2 in Abbildung 3.9) wird am Ausgang des Kopplers (Tor 3 und 4 in

Abbildung 3.9) mit dem Betrag des Koppelfaktors gewichtet auftreten. Für das realisierte Messsystem bedeutet eine maximale Änderung des Reflexionsfaktorbetrag zwischen 0 und 1 eine Änderung des Reflexionsfaktors am Ausgang des Testsets von $\Delta r_{3,4} = 0.0001$ bei einer Koppeldämpfung von 20 dB mit sich anschließenden Dämpfungsgliedern von 20 dB. Daher kann der Reflexionsfaktor der Testset-Ausgänge als unabhängig von der Beschaltung des Testsets angenommen werden.

Für die Analyse des Trackingfehlers werden die Ausgänge b_3, b_4 des Testsets untersucht.

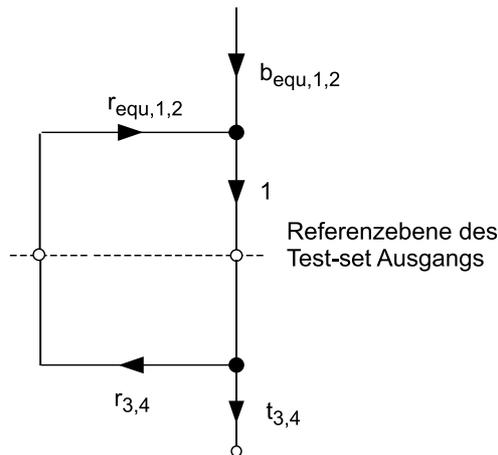


Abbildung 3.11: Beschreibung des Kopplerausgangs.

$r_{3,4}$ beschreibt den Reflexionsfaktor des Messempefängers in der Referenzebene des Testset-Ausgangs, $t_{3,4}$ (in Abbildung 3.10 mit $S_{R,T}$ bezeichnet) beschreibt die Transmission zu dem Microwave Transition Analyser. $r_{equ,1,2}$ sowie $t_{equ,1,2}$ beschreiben die äquivalenten Wellenquellen in der Bezugsebene des Testset-Ausgangs, siehe Abbildung 3.11. Eine formale Beschreibung des Trackingfehlers liefert:

$$T_{3,4} = \frac{t_{3,4}}{1 - r_{equ,1,2} \cdot r_{3,4}} \quad (3.5.1)$$

Bei gegebenen Werten der Reflexionsfaktorbeträge $r_{equ,1,2} = 0.005$ [165] und $r_{3,4} = 0.3$ [170] ergibt sich eine maximale Variation in Betrag und Phase aus:

$$\begin{aligned} \left| \frac{\Delta T_{3,4}}{T_{3,4}} \right| &= \frac{|T_{3,4}|_{max} - |T_{3,4}|_{min}}{2 \cdot |T_{3,4}|} = \frac{|\Delta r_{3,4}| \cdot |r_{equ,1,2}|}{|1 + r_{3,4} \cdot r_{equ,1,2}|} \\ &\leq \frac{|\Delta r_{3,4}| \cdot |r_{equ,1,2}|}{1 - |r_{3,4}| \cdot |r_{equ,1,2}|} = 0.00005 \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

$$\begin{aligned} \Delta\{arg(T_{3,4})\} &= arg(T_{3,4})|_{max} - arg(T_{3,4}) = \tan \frac{|\Delta r_{equ,1,2}| \cdot |r_{3,4}|}{|1 + r_{equ,1,2} \cdot r_{3,4}|} \\ &\leq \tan \frac{|\Delta r_{equ,1,2}| \cdot |r_{3,4}|}{1 - |r_{equ,1,2}| \cdot |r_{3,4}|} = 5.24e^{-7^\circ} \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

Daher kann der durch Reflexionen im Koppelausgang der Testsets verursachte Messfehler als vernachlässigbar angenommen werden.

Der auftretende systematische Gesamtfehler umfasst unter anderem eine endliche Genauigkeit der Beschreibung des Testsets. In [168] sind Abschätzungen zu erzielbaren Werten der Richtschärfe, zu Gleichlauf und zu äquivalenter Quell- und Lastanpassung formuliert.

Als weitere Fehlerquelle ist die Genauigkeit des Leistungsmessers zu sehen, die vom Hersteller mit 0.02 dB angegeben wird [171] und sich als Unsicherheit auf die Empfängersignale t_3 und t_4 auswirkt.

Ebenso ist ein Trigger-Jitter bei dem MTA vorhanden. Die Unsicherheit der Zeitschiene des MTA wird vom Hersteller mit 1 ps angegeben [172]. Um Messfehler resultierend aus Jitter und Rauschen zu vermeiden, wird folgendes Messverfahren angewendet. Eine große Anzahl an Stützstellen (512) der Signalform innerhalb einer Periodendauer wird aufgezeichnet. Jeweils eine äquidistante Teilmenge (64 Punkte) wird zu einer Transformation herangezogen, bis alle innerhalb einer Periodendauer liegenden erfassten Punkte ausgewertet sind. Die Signalform wird durch Interpolation dermaßen gedehnt, dass bezogen auf eine Periode 2^x Punkte abgetastet werden. Die so gewonnenen Amplituden- und Phasenkoeffizienten werden gemittelt, was einem Effekt einer digitalen Filterung gleichkommt. Mit den gegebenen Punkten wird eine FFT durchgeführt [34].

In [173] werden Unsicherheiten der Zeitbasis untersucht und in 3 Anteile aufgegliedert: Systematische Verzerrung der Zeitbasis, resultierend aus nichtlinearer Generation des IF Signals. Als Maß der Verzerrung wird die demodulierte Phase des Signals vorgeschlagen. Eine Fenstertechnik wird angewandt, um den Messfehler zu minimieren.

Eine weitere Unsicherheit der Zeitbasis besteht im Jitter der Zeitbasis, der eine stochastische Unsicherheit des Abtastzeitpunktes beschreibt. *Verspecht* schlägt die Bestimmung der Jitter Wahrscheinlichkeitsdichte mittels eines parametrischen Modells vor. Aus Mittelung aufgenommener Signalformen und deren Quadrate kann eine Rekonstruktion des Spektrums vollzogen werden.

Die Drift der Zeitbasis wird auf Veränderung der Umgebungstemperatur zurückgeführt und wirkt wie ein Tiefpassfilter. *Verspecht* schlägt anstelle einer arithmetischen Mittelung eine logarithmische Mittelung der spektralen Komponenten vor.

Ein weiterer Messfehler ergibt sich durch ein dem Nutzsignal überlagertes Rauschsignal. Nach Spezifikation des MTA liegt ein Rauschpegel (noise floor) von -44 dBm vor, welcher über einen Rauschfilter mit 100 kHz Bandbreite auf -74 dBm abgesenkt werden kann. Wichtiger ist das relative Rauschen, welches bei 2 GHz bei ca. -25 dB liegt. Über einen Rauschfilter kann das Rauschen um 10 dB abgedämpft werden.

3.5.2 Genauigkeit der Kalibration

Zur Verifikation der Kalibration der Messung starker Reflexionen kann in koaxialen Systemen eine Offset Kurzschlussmessung durchgeführt werden. In on-wafer Umgebungen wird ein Leerlauf mit einer kurzen Leitung und ein Kurzschluss mit einem Phasenoffset gemessen. Somit wird eine Wiederholung der Messung eines während der Kalibration verwendeten Standards vermieden.

In einer on-wafer Ebene kann der Kontakt einer Durchgangsmessung bei einer Probenspitze gelöst werden, um somit einen Leerlauf mit einer Phasenverschiebung zu messen. Mit der Kalibration ergibt sich eine Unsicherheit der Messung von 0.1 dB bis 30 GHz und 0.2 dB von 30 - 40 GHz und 1 Grad, siehe Abbildung 3.12. Die Genauigkeit der Kalibration ist vergleichbar mit [173].

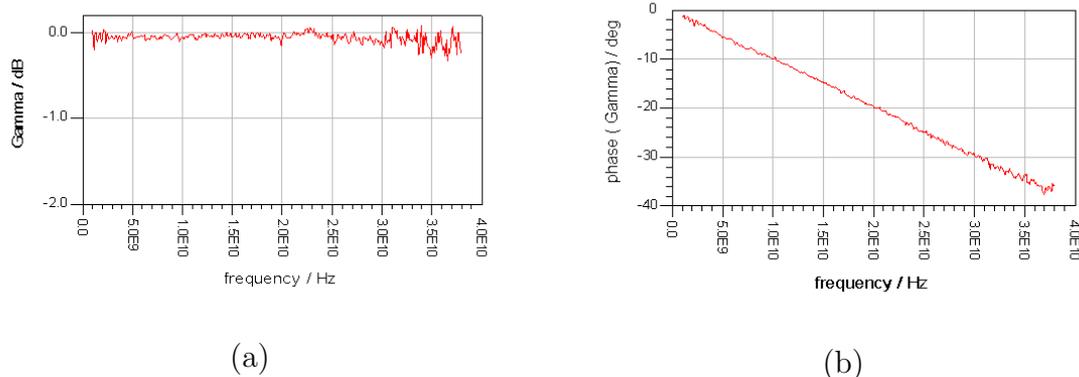


Abbildung 3.12: Verifikationsmessung einer Kalibration mit einem Offset-Open, Betrag (a) und Phase (b).

3.6 Automatische Steuerung des Messsystems

Die Steuerungssoftware des Messsystems ist in HT-Basic, einem Nachfolger des Rocky Mountain Basic von Hewlett Packard geschrieben. Die Steuerung des Microwave Transition Analysers 71500A, des Generators 83620A, der Gleichspannungsversorgung 3852A, der Schaltmatrix und des Leistungsmessers 437B erfolgt über den GPIB Bus.

Wesentliche Systemparameter sind im Programmkopf voreingestellt, können aber bei Bedarf verändert werden. Die Tabelle 3.6 stellt die vorgegebenen Parameter dar.

| Wert | Parameter |
|------|---|
| 100 | ZF-Bandbreite in Hz |
| 1 | Rauschfilter, (immer eingeschaltet) |
| 1 | Anzahl Mittelungen des MTA |
| 2 | Triggerung des MTA auf den Referenzkanal (Kanal 2) |
| 0 | Driftparameter für MTA Verhältnismessungen |
| 9 | maximale Anzahl der Harmonischen |
| 50 | maximale Empfängerfrequenz, in GHz |
| 40 | maximale Kalibrationsfrequenz, in GHz |
| 0 | Regelung der Eingangsleistung, (0 = ausgeschaltet) |
| 0 | Initialisierung des MTA, (0 = ausgeschaltet) |
| 0 | Zweiter Signalgenerator, (0 = ausgeschaltet) |
| 10 | limitierte Generatorleistung, während der Kalibration verwendet |

Tabelle 3.3: Voreingestellte Parameter der Systemsoftware.

Bei Start des Programms werden die DC Transistor-Grenzdaten des DUT abgefragt, u.a. V_{GSmin} , V_{GSmax} , V_{DSmin} , V_{DSmax} in Volt; $P_{Diss,max}$ in Milliwatt; $I_{g,max}$, $I_{d,max}$ in Ampere. Vor einer RF-Messung wird eine Kontrollmessung dieser Parameter durchgeführt, bei Überschreiten wird der Messvorgang unter diesen Randbedingungen abgebrochen.

Neben Source- und Load-pull Messungen sind mit dem System über die Kontrollsoftware Signalformmessungen und S-Parametermessungen durchführbar. Als Messparameter kann die Eingangsleistung, der Quell- oder der Lastreflexionsfaktor und die Frequenz variiert werden.

In Verbindung mit den Fehlerparametern des Testsets kann aus den gemessenen Werten des Referenzkanals und des Testkanals der komplexe Messwert der Wellengrößen a_1, b_1, a_2, b_2 in den koaxialen oder planaren Referenzebenen berechnet werden und daraus der aktuelle Quell- und Lastreflexionsfaktor, die Ein- und Ausgangsleistung, als auch der Gewinn und die PAE ermittelt werden.

Die Messergebnisse sind innerhalb des Steuerungsprogramms graphisch darstellbar und lassen sich im Touchstone und im Citifile Format exportieren.

Die Software ist in mehreren Ebenen strukturiert. Im Hauptprogramm ist die Menüführung etabliert. Vom Hauptprogramm werden Subroutinen aufgerufen, die in die Untermenüs der Steuerung führen. Messalgorithmen und Unterprogramme werden hierarchisch von Steuerungsmenüs aufgerufen [174]. Der interne Aufruf erfolgt von einer Ebene der Menüführung zu Ebenen der Ausführung und dessen Hilfsprogrammen.

Eine Source- und Load-Pull Messung kann mit manuell eingestellten Tunerwerten durchgeführt werden. Tuning ist auch durch Steuerung der Kontrollspannungen der IQ-Modulatoren und durch Verwendung von Optimierungsalgorithmen möglich.

Derzeit ist in der Kontrollsoftware die Optimierung auf Maximierung der Ausgangsleistung durch Variation des Lastreflexionsfaktors und die Variation auf Quell- und Lastreflexionsfaktoren etabliert.

Der Ablauf der Steuerung für eine Source- und Load-pull Messung ist in Abbildung 3.13 dargestellt.

3.6.1 Optimierungsalgorithmen

Die Optimierungsalgorithmen werden in Source- und Load-pull Messungen verwendet, um gemessene Reflexionsfaktoren mit geforderten Reflexionsfaktorwerten abzugleichen und damit einen bestimmten Systemzustand zu generieren. In der Systemsoftware wird zwischen zwei Optimierungsverfahren unterschieden.

3.6.1.1 Algorithmus des kleinsten Fehlerquadrats

Der Least Squares Algorithmus lässt sich in Fällen anwenden, bei denen die Fehlerfunktion als eine Summe aus Quadraten beschrieben werden kann. Im Falle einer Load-pull Messung ergibt sich die Fehlerfunktion zu

$$E = \text{Re}(\Gamma_{ist} - \Gamma_{soll})^2 + \text{Im}(\Gamma_{ist} - \Gamma_{soll})^2 \quad (3.6.1)$$

Allgemein formuliert lautet die Fehlerfunktion [175]:

$$E = \sum_{n=1}^N (y_n - p x_n)^2 \quad (3.6.2)$$

mit \vec{y} : Zielvektor, \vec{x} : Analysevektor, p : Skalierungsfaktor. Ziel des Algorithmus ist es, ein globales Minimum der Fehlerfunktion zu finden:

$$\min_p \|\vec{y} - p \vec{x}\|^2 \quad (3.6.3)$$

Innerhalb des Programms wird zum Erreichen des Minimums eine Jakobimatrix des Parametervektors erstellt. Durch Skalieren wird ein Wert p bestimmt, bei dem der Vektor $p\vec{x}$ möglichst nahe dem Zielwert y kommt. Der Vektor $p\vec{x}$ ist die Projektion des Vektors y in Richtung x . Grafisch dargestellt ist dies in Abbildung 3.14a [176].

$$p\vec{x} = (\vec{y} \cdot \vec{x})\vec{x} = \frac{(\vec{y} \cdot \vec{x})}{\|\vec{x}\|^2} \vec{x} \quad (3.6.4)$$

Alternativ kann eine orthogonale Annäherung an den Zielvektor erfolgen. In diesem Konzept ist der Fehlervektor für einen optimalen Wert p orthogonal zum Vektor x , siehe Abbildung 3.14b.

$$\vec{x} \cdot p\vec{x} - \vec{y} = 0 \quad (3.6.5)$$

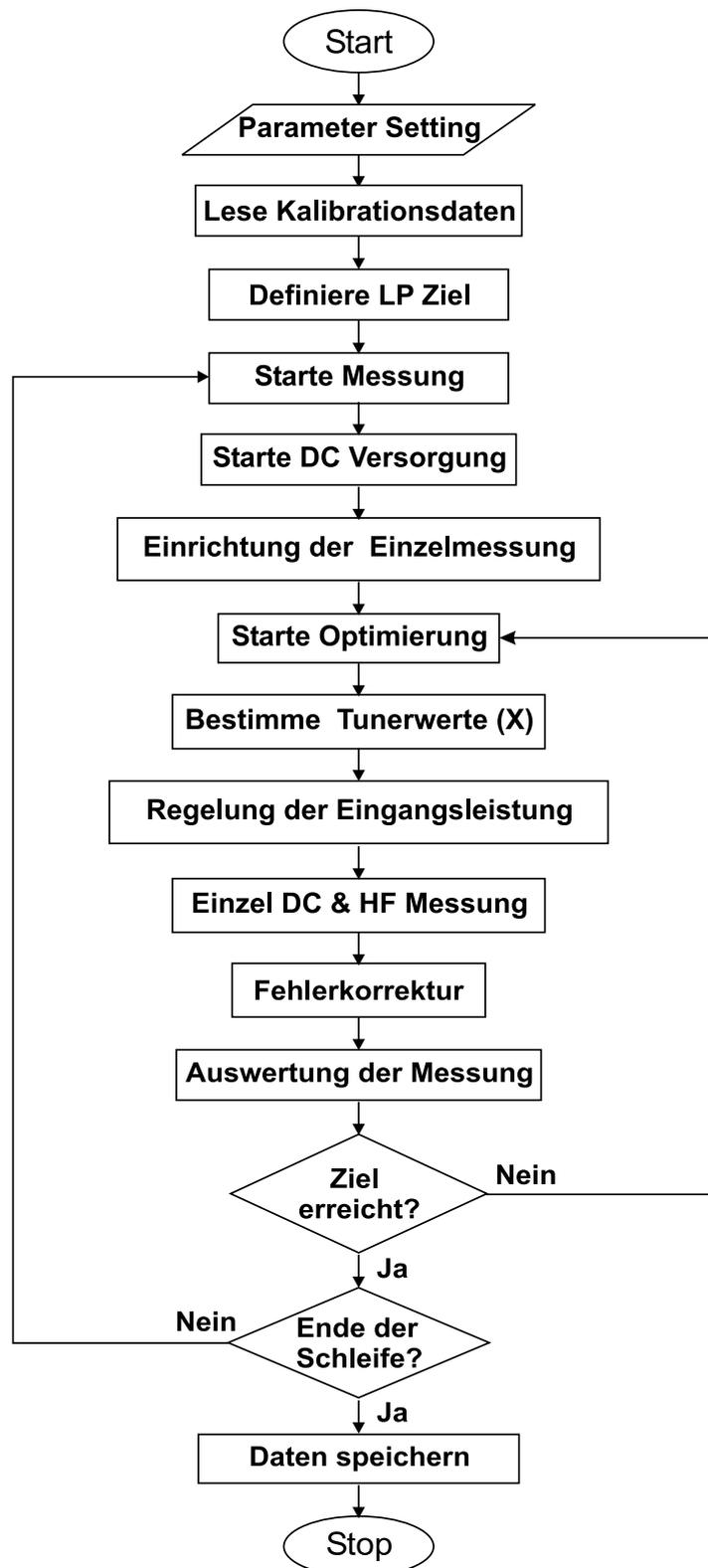


Abbildung 3.13: Flussdiagramm der Steuerungssoftware für Source- und Load-pull Messungen.

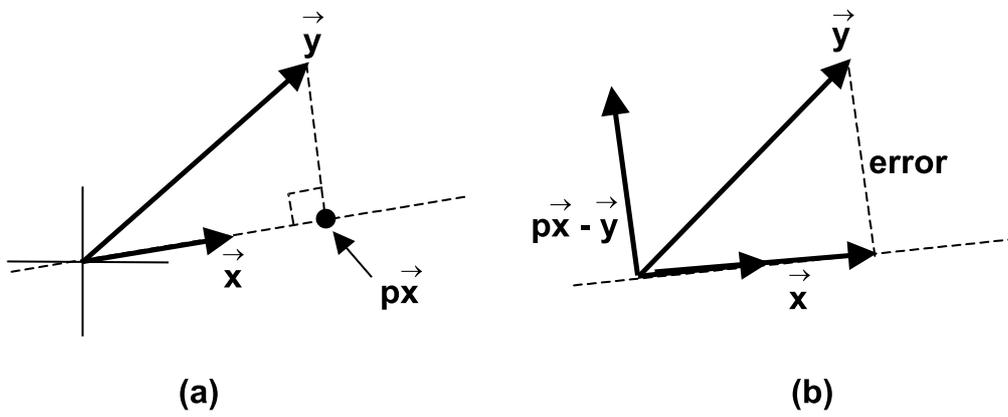


Abbildung 3.14: Algorithmus kleinster Fehlerquadrat: Suche des Minimum über Projektion (a) und über orthogonale Annäherung (b) [3].

3.6.1.2 Gradientenoptimierung

Im Falle einer Fehlerfunktion, die weniger Elemente hat als der Parametervektor, wird die Determinante der Jakobimatrix 0. In dem Fall kann der Optimierer keinen neuen Parametervektor berechnen. Für ein unterbestimmtes Gleichungssystem kann ein Gradientenverfahren zur Bestimmung des minimalen Fehlervektors angewandt werden.

Von zwei Messpunkten wird der numerische Gradient im Punkt P der Fehlerfunktion bestimmt, siehe Abbildung 3.15.

$$\delta y \approx \frac{\Delta y}{\Delta x} \Delta x \quad (3.6.6)$$

Wenn Δx klein ist, liegt Δy in der Größenordnung von δy . Als nächster zu untersuchender Punkt wird ein Punkt in einem Abstand Δx gewählt,

$$\Delta x = -\alpha \cdot \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (3.6.7)$$

bei dem die Variable $\alpha > 0$ so gewählt wird, dass $\delta y \approx \delta x$ gilt:

$$\delta y = -\alpha \left(\frac{\Delta y}{\Delta x} \right)^2 \quad (3.6.8)$$

Der Vorgang wird so lange wiederholt, bis $\delta y < 0$ wird und ein Minimum erreicht ist. Der Algorithmus wird auch als 1D-Parabel Optimierung bezeichnet [3].

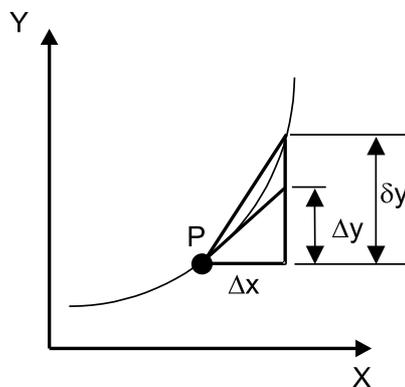


Abbildung 3.15: Dokumentierung des Gradienten Algorithmus.

3.7 Grundzüge eines empirischen Entwurfs eines Frequenzverdreifachers

In diesem Abschnitt wird ein Design eines Frequenzverdreifachers anhand von Großsignalmessungen mit dem im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Source- und

Load-pull Messsystem untersucht. Äquivalent ist mit der vorgestellten Methodik auch ein empirischer Schaltungsentwurf eines Frequenzverdreifachers realisierbar.

Zu Beginn der messtechnischen Großsignalcharakterisierung wird das DC Verhalten des Bauelements untersucht. Für das Design wird ein Arbeitspunkt mit den in Tabelle 3.7 aufgelisteten Parametern gewählt. Die Wahl der Parameter liegt in den Simulationsergebnissen aus Kapitel 2 begründet.

| Parameter | Wert | Beschreibung |
|------------|--------------|-------------------------|
| V_{DS} | 1.95 V | Drain-Source-Spannung |
| V_{GS} | 0.5 V | Gate-Source-Spannung |
| I_{DS} | 35 mA | Drain-Source-Strom |
| I_{GS} | 2.27 μ A | Gate-Source-Strom |
| P_{Diss} | 40 mW | absorbierte DC Leistung |

Tabelle 3.7: DC Parameter des gewählten Arbeitspunktes.

Um die absorbierte Leistung im Bauelement zu erfassen, werden nicht die statischen DC Werte von Strom und Spannung verwendet, sondern die durchschnittliche Leistung aus dem zeitlichen Mittelwert des Produktes aus den Zeitfunktionen von Strom und Spannung berechnet, siehe Gleichung (3.7.1) [138].

$$P_{Diss} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DS}(t) \cdot I_{DS}(t) dt \quad (3.7.1)$$

Eine erste Großsignalmessung wird im 50 Ohm System durchgeführt, um begrenzende Effekte (z.B. Erreichen des Pinch-off und des ohmschen Bereiches, was im Erreichen einer maximalen Ausgangsleistung mündet) des Bauelementes zu erfassen und Informationen über die Leistungen der Oberwellen und die Leistungsverstärkung zu erhalten, siehe Abbildung 3.16.

Aufgrund der zum derzeitigen Zeitpunkt realisierten vier ALM Module ist eine vollständige Nachbildung eines optimalen Betriebszustandes eines Frequenzverdreifachers nicht möglich. Um einen optimalen Betriebszustand messtechnisch zu erfassen, sind drei weitere ALM Module aufzubauen, siehe Abbildung 3.1. Jedoch können Aussagen über optimale Abschlüsse bis zur dritten Harmonischen auf Ein- und Ausgangsseite getroffen werden. Im Folgenden sind die Ausgangsleistungen jeweils einer Harmonischen als Funktion des variierten Lastabschlusses dargestellt. Somit können qualitative Aussagen über den optimalen Lastabschluss getroffen werden. Bei einer Realisierung von zwei weiteren Lastmodulen ist ein definierter Abschluss bis zur dritten Harmonischen auf Ein- und auf Ausgangsseite realisierbar, mit dieser Konfiguration lassen sich quantitative Aussagen über die Ein- und Ausgangsspektren des Bauelements ableiten.

3.7.1 Harmonic Load-pull

Sämtliche Messungen sind mit einer Eingangsleistung von $P_{IN} = 3$ dBm bei einem Arbeitspunkt mit $V_{DS} = 1,95$ V, $V_{GS} = 0,5$ V in einem übersteuerten A-Betrieb

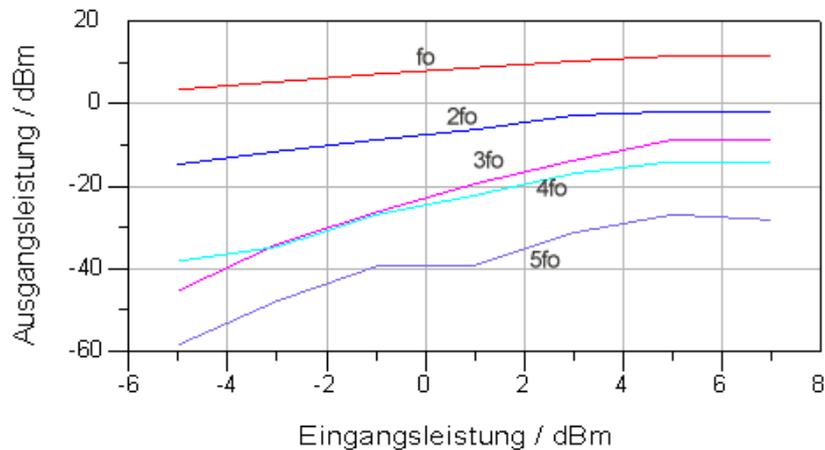


Abbildung 3.16: Ausgangsleistung der Harmonischen als Funktion der Eingangsleistung bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz.

durchgeführt. Eine Optimierung des Betriebszustandes ist in iterativer Form durchzuführen, bei der für jede Harmonische die Abschlüsse auf Ein- und Ausgangsseite nachgestellt werden. Aufgrund der Leistungsniveaus der Harmonischen wird vorgeschlagen, zunächst Abschlussbedingungen für die Grundwelle zu optimieren, und in weiteren Schritten die Optimierung der Quell- und Lastabschlüsse der Oberwellen durchzuführen. Als Ziel einer Optimierung ist das Erreichen einer maximalen Ausgangsleistung bei der gewünschten Ausgangsfrequenz anzusehen. Um dies zu erreichen, ist durch source-pull bei der Grundwelle f_0 und durch load-pull der Ausgangsfrequenz $3f_0$ eine Leistungsanpassung unter Großsignalanregung durchzuführen. Für ein Load-pull der Grundwelle und der zweiten Harmonischen sowie ein Source-pull der zweiten und dritten Harmonischen wird eine Maximierung der Ausgangsleistung bei der untersuchten Frequenz angestrebt. Unter der Nebenbedingung eines Reflexionsfaktorbetrags von 1, der ein vollständiges feedback bedeutet, wird eine maximale Wellengröße in das aktive Element eingekoppelt und somit eine Frequenzkonversion zur gewünschten Ausgangsfrequenz begünstigt.

3.7.1.1 Load-pull der Grundwelle

Als erste Load-pull Messung wurde eine Variation des Grundwellenreflexionsfaktors durchgeführt. Die Abschlüsse der Oberwellen sowie die Abschlüsse auf der Eingangsseite sind in einer ersten Iteration bei 50 Ohm konstant gehalten. In Abbildung 3.17 und 3.18 ist die Auswirkung der Variation auf die Ausgangsleistung bei der Grundwelle dreidimensional und durch Höhenlinien dargestellt. Für einen Entwurf eines Frequenz-

multiplizierers ist der Bereich des Reflexionsfaktors mit Betrag 1 von Interesse, da die Wellengrößen der nicht gewünschten Harmonischen über ein Feedback-Netzwerk wieder in das Bauelement zurückreflektiert werden sollen. Es zeigt sich ein Maximum der Ausgangsleistung bei $\Gamma_{L,f_0} = 1 e^{j70^\circ}$. Allerdings hat sich dieser Abschluss bei Variation der Oberwellenabschlüsse als instabil erwiesen. Daher ist bei weiteren Messungen der Lastreflexionsabschluss der Grundwelle bei $\Gamma_{L,f_0} = 1 e^{j-50^\circ}$ konstant gehalten, siehe Abbildung 3.17.

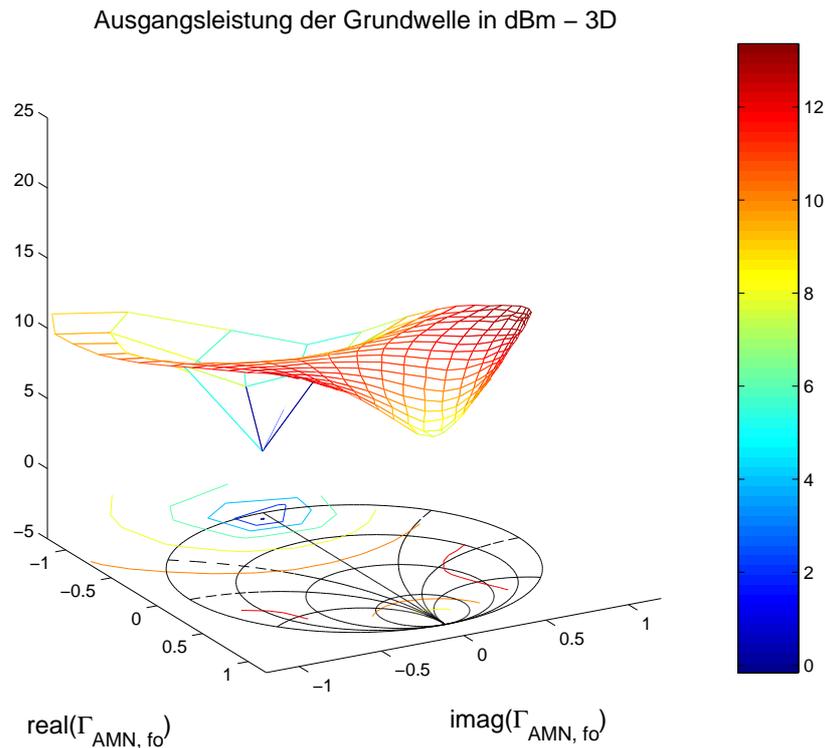


Abbildung 3.17: Variation des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung. 50Ω Terminierung der Oberwellen an Ein- und Ausgang.

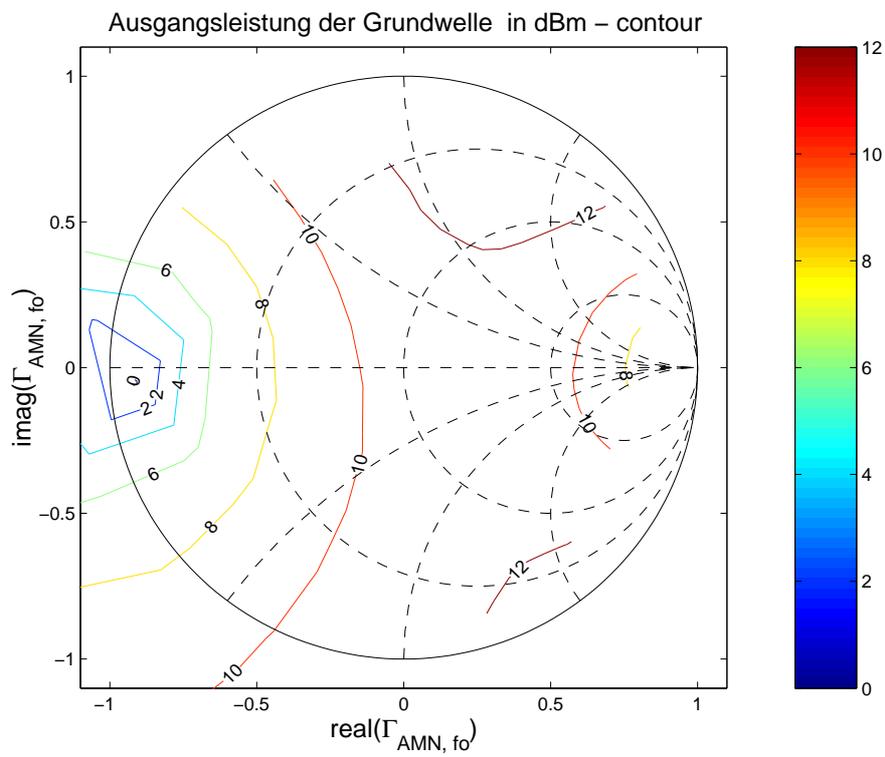


Abbildung 3.18: Variation des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

3.7.1.2 Load-pull der ersten Oberwelle

Die Variation des Lastreflexionsfaktors der ersten Oberwelle wird bei einem konstanten Wert von e^{-j50° des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle durchgeführt (siehe Abschnitt 3.7.1.1). Für die erste Oberwelle ist nun ebenso ein Maximum der Ausgangsleistung bei $2f_0$ zu suchen. Als Nebenbedingung wird der Betrag des Reflexionsfaktors 1 gefordert, um ein Feedback des Signals zu erwirken und eine Frequenzkonversion zur gewünschten Ausgangsfrequenz zu begünstigen. Da eine Korrelation des Messergebnisses mit dem Quellreflexionsfaktor der ersten Oberwelle einhergeht, ist die Optimierung der Lastabschlüsse der ersten Oberwelle iterativ zwischen Quell- und Lastreflexionsfaktor durchzuführen. Eine Entkopplung des Messergebnisses ist lediglich bei einer Terminierung mit reflexionsfreiem Abschluss auf der Eingangsseite gegeben. Die Ergebnisse der Optimierung sind in Abbildung 3.19 und 3.20 dargestellt. Es zeigt sich ein Maximum der Ausgangsleistung der ersten Oberwelle bei einem Winkel von 45° .

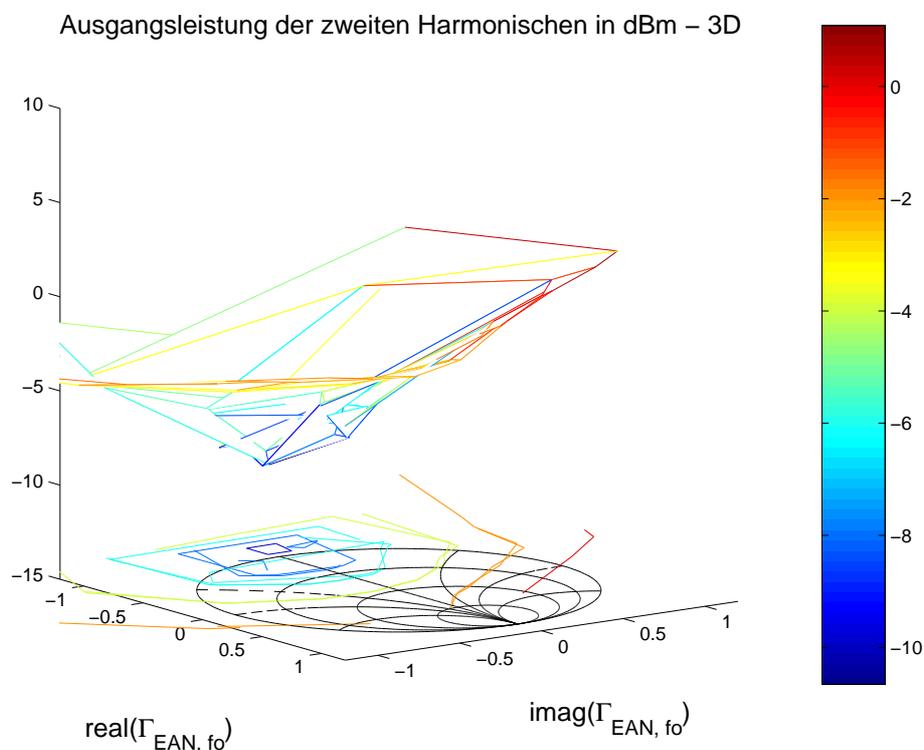


Abbildung 3.19: Variation des Lastreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung.

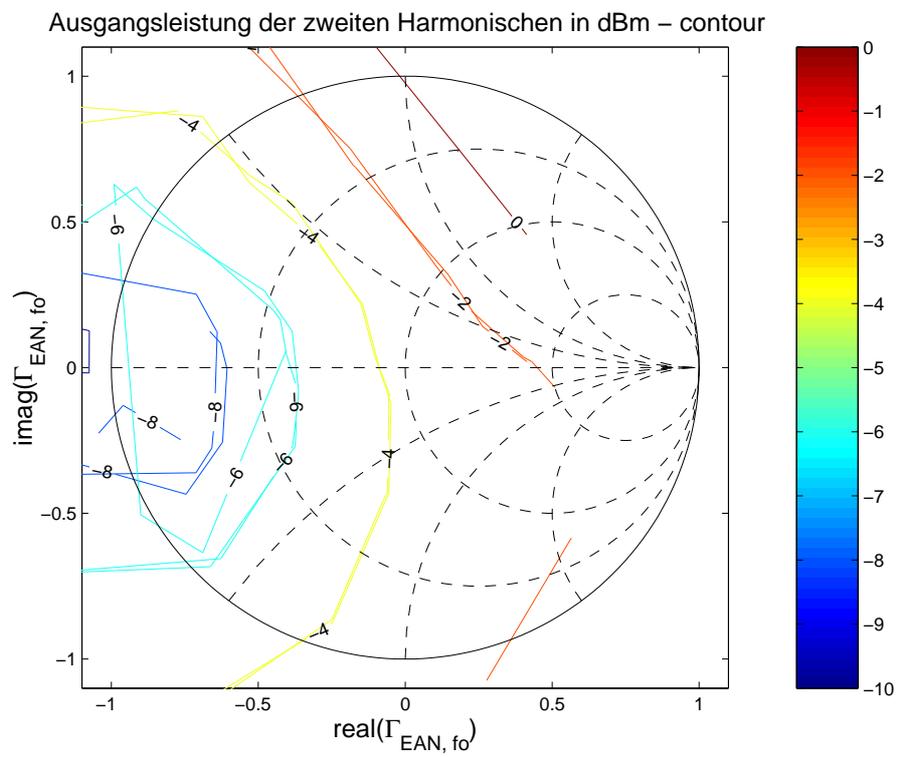


Abbildung 3.20: Variation des Lastreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

3.7.1.3 Load-pull der zweiten Oberwelle

Die Variation des Lastreflexionsfaktors der zweiten Oberwelle wird bei konstantem Wert des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle und der ersten Oberwelle ($\Gamma_{L,f_0} = 1 e^{j-50^\circ}$ und $\Gamma_{L,2f_0} = 1 e^{j45^\circ}$) durchgeführt. Während bei der Variation des Lastabschlusses der ersten Oberwelle ein geeigneter Abschluss auf der Eingangsseite gewählt werden konnte, ist dies bei der gegebenen Realisierung des Messplatzes für die zweite Oberwelle nicht mehr möglich. Die Quellreflexionsfaktoren sind daher reflexionsfrei abgeschlossen. Für die zweite Oberwelle ist ein konjugiert komplexer Lastabschluss zu suchen. Die Messergebnisse, siehe Abbildung 3.17 und 3.22, zeigen ein Maximum bei einem Reflexionsfaktor von $0.9 \cdot e^{j75^\circ}$.

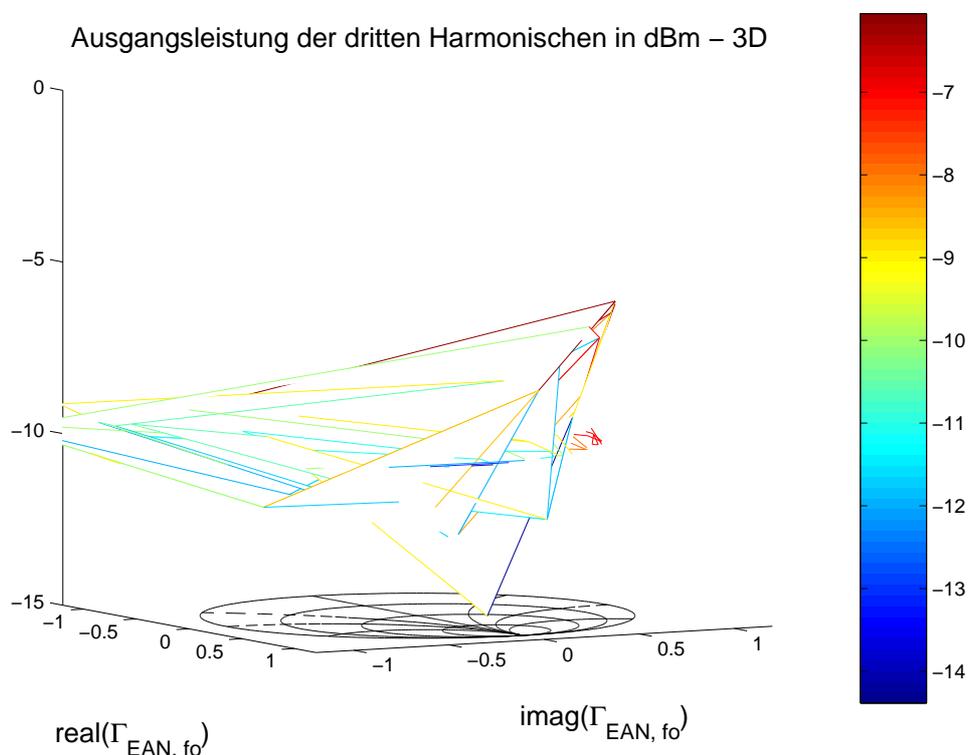


Abbildung 3.21: Variation des Lastreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung.

Bei der Variation des ausgangsseitigen Lastabschlusses der dritten Harmonischen wurden die Lastabschlüsse auf der Eingangsseite zu 50 Ohm gesetzt. Dies bedeutet, dass alleine durch Variation der harmonischen Lastabschlüsse eine Ausgangsleistung der zweiten Oberwelle des Bauelements von -6.11 dBm erzielt werden kann, was einem Konversionsgewinn von -9.1 dB entspricht.

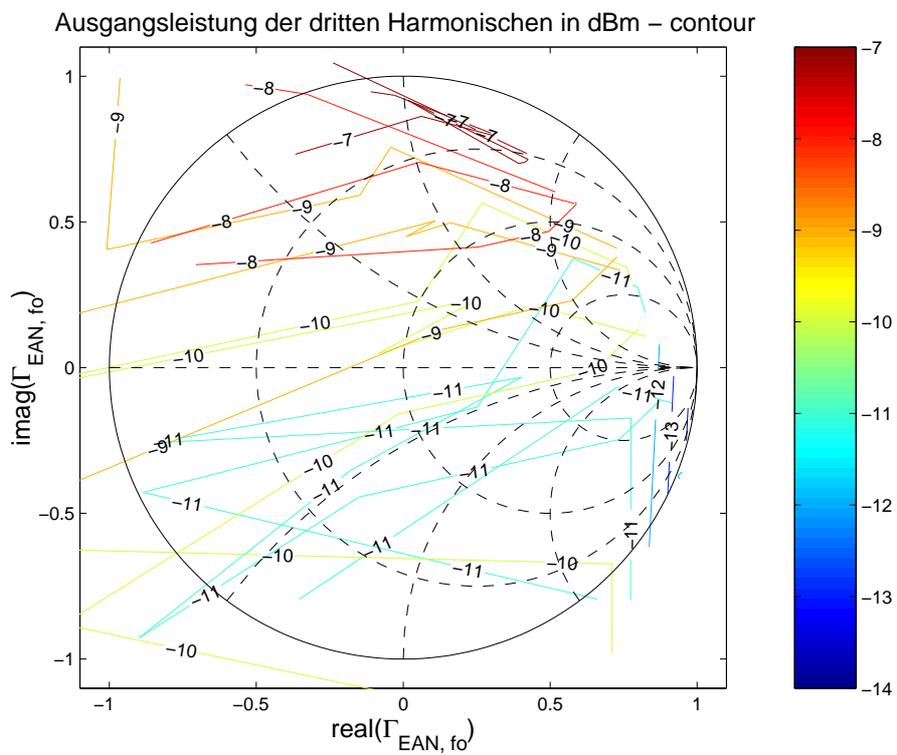


Abbildung 3.22: Variation des Lastreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

3.7.2 Harmonic Source-pull

Bei Variation des Quellreflexionsfaktors aller Harmonischen sind die Lastreflexionsfaktoren der ersten zwei Harmonischen bei $\Gamma_{L,f_0} = 1 e^{j-50^\circ}$ und $\Gamma_{L,2f_0} = 1 e^{j45^\circ}$ konstant gehalten.

3.7.2.1 Source-pull der Grundwelle

Zu Beginn der Messungen des Quellreflexionsfaktors ist die Variation des Grundwellenreflexionsfaktors durchgeführt worden. Bei den Messungen des Reflexionsfaktors ist auf das Verhältnis der Pegel der stimulierenden Welle b_q und der reflektierten Welle des DUT b_1 zu achten, siehe Abbildung 3.7. Im Falle von $|b_q| > |b_1|$ wird die Welle

$$b_{m1} = \frac{b'_q S_{21,k} \Gamma_{IN} S_{32,k}}{1 - \Gamma'_t S_{21,k} S_{12,k} \Gamma_{IN}}$$

ausgekoppelt, siehe Kapitel 3.2.2.2, und somit der Kehrwert des Eingangsreflexionsfaktors gemessen. Für die Messung der Ausgangsleistung ist dem ALM ein regelbarer Verstärker nachzuschalten, um eine Anregung zu wählen, die dem ermittelten Quellreflexionsfaktor entspricht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.23 und 3.24 dargestellt. Ein Maximum der Ausgangsleistung ergibt sich bei einem Wert von $\Gamma_{S,f_0} = 0.7 e^{j35^\circ}$, nahe des konjugierten Wertes des Eingangsreflexionsfaktors. Da während der Messungen die Ausgangsleistung variiert, ergibt sich eine Interaktion mit dem Lastreflexionsfaktor der Grundwelle. Dies impliziert für die Optimierung des Quellreflexionsfaktors eine iterative Prozedur, bei der abwechselnd der Quell- und der Lastreflexionsfaktor variiert wird.

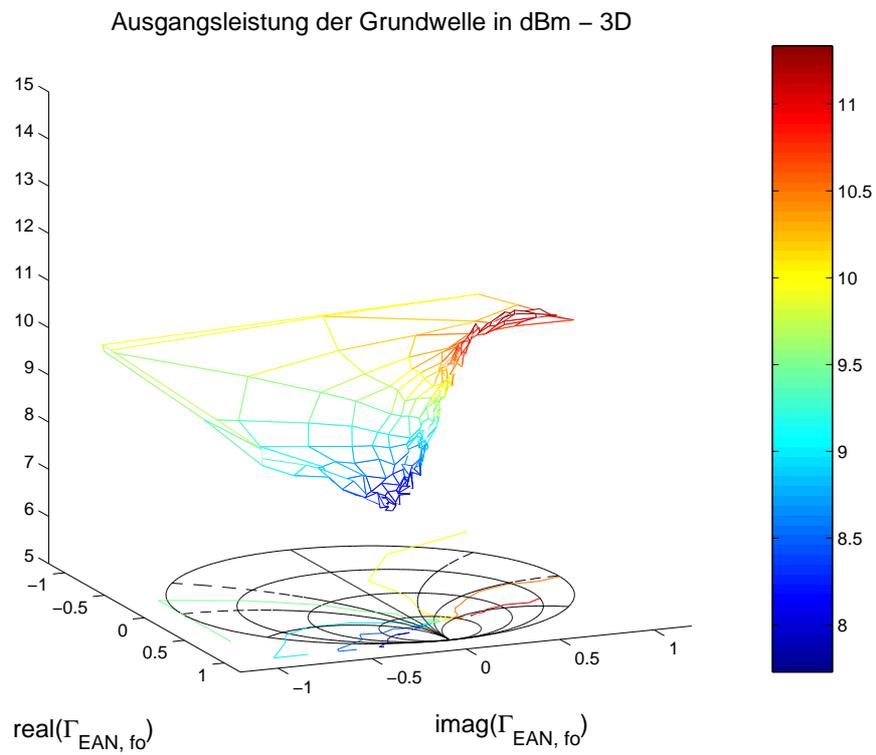


Abbildung 3.23: Variation des Quellreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung.

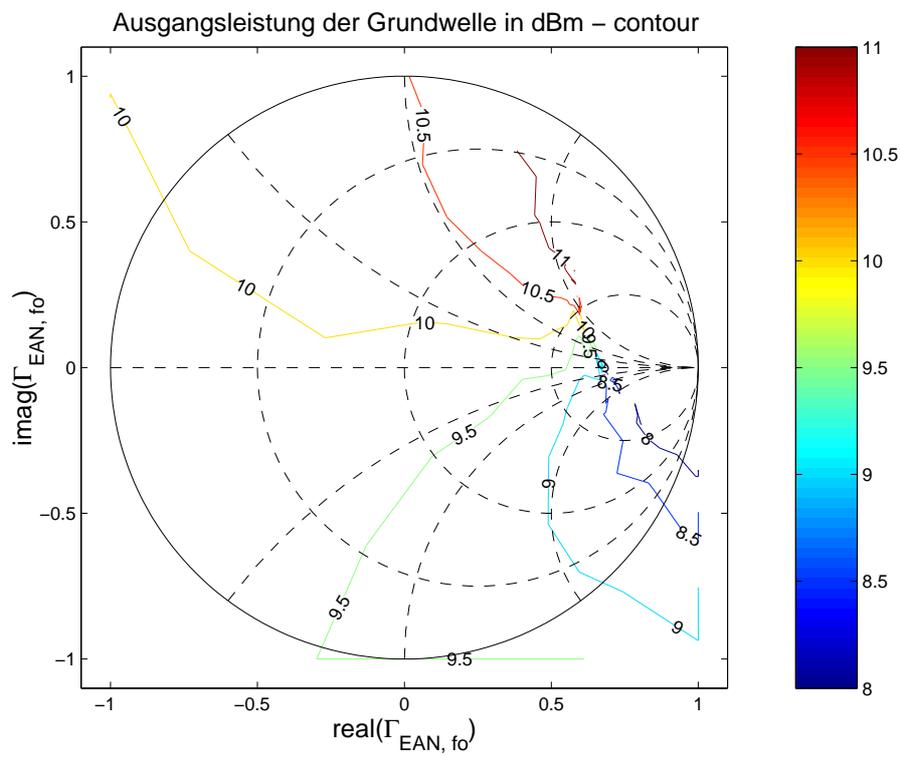


Abbildung 3.24: Variation des Quellreflexionsfaktors der Grundwelle bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

3.7.2.2 Source-pull der ersten Oberwelle

Bei der Variation des Quellreflexionsfaktors der ersten Oberwelle sind die ermittelten optimalen Lastreflexionsfaktoren der Grundwelle und der ersten Oberwelle verwendet worden. Die Optimierung des Quellreflexionsfaktors der ersten Oberwelle ist in Kombination mit der Optimierung des Lastreflexionsfaktors durchzuführen. Die Messergebnisse sind in Abbildung 3.25 und 3.26 dokumentiert. Es zeigt sich ein geringes eingangsseitiges Leistungsniveau, welches bei der Variation des Quellreflexionsfaktors in einem Bereich von -20.9 dBm bis -31.5 dBm variiert. Dadurch erklärt sich der geringe Einfluss des Quellreflexionsfaktors auf die Ausgangsleistung bei $2f_0$, die in dieser Messreihe um 1.1 dB variiert. Ein Maximum der Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen wird bei einem Quellreflexionsfaktor von $\Gamma_{S,2f_0} = 0.55 e^{j40^\circ}$ erreicht.

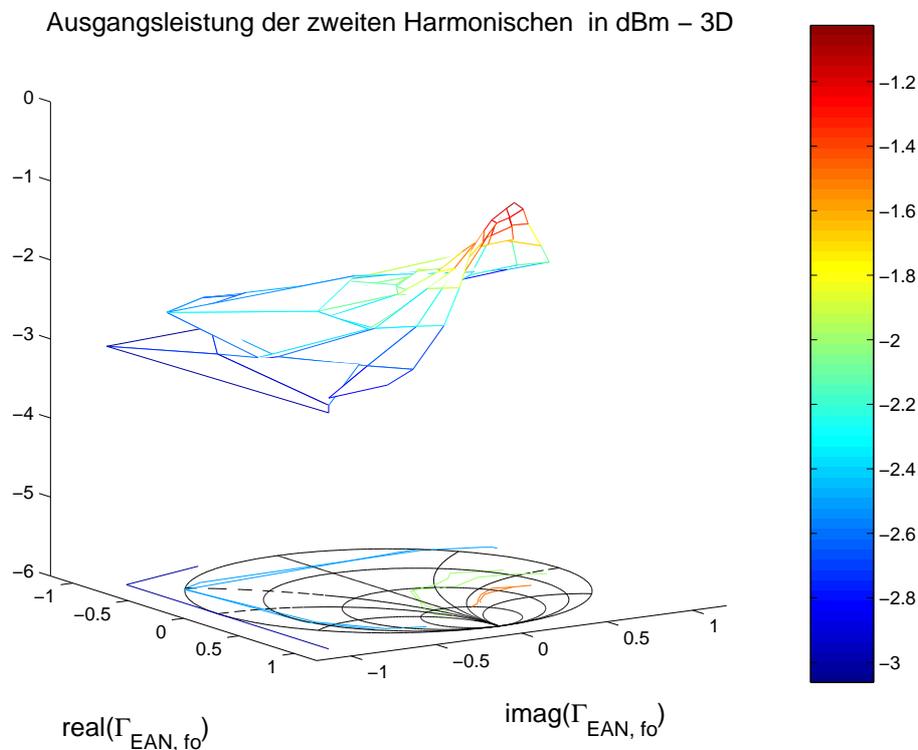


Abbildung 3.25: Variation des Quellreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung.

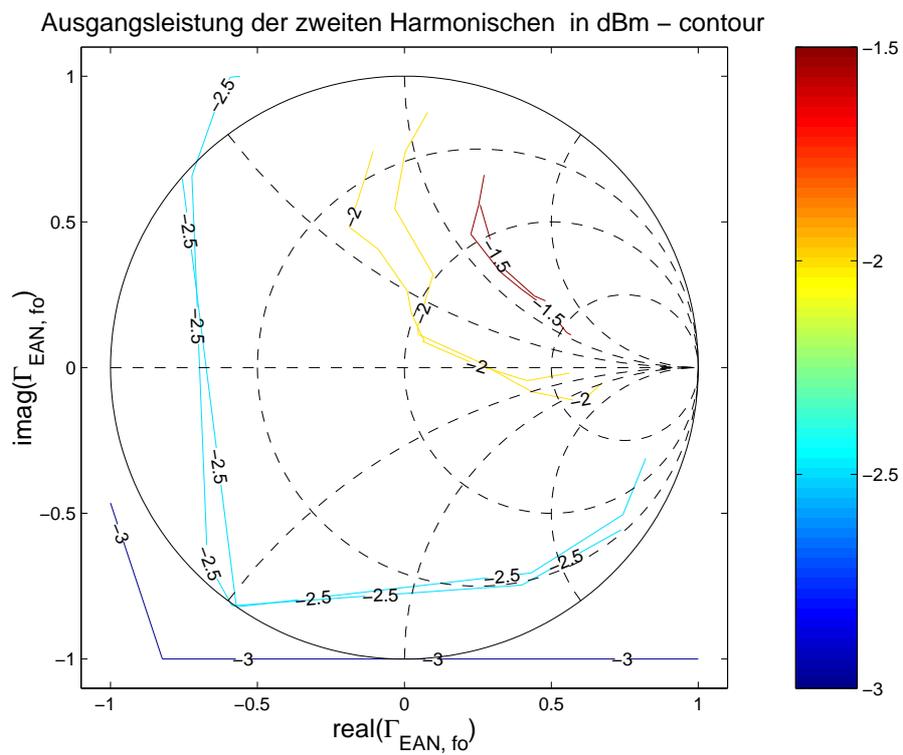


Abbildung 3.26: Variation des Quellreflexionsfaktors der zweiten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

3.7.2.3 Source-pull der zweiten Oberwelle

Bei der Variation des Quellreflexionsfaktors der zweiten Oberwelle sind die ermittelten optimalen Lastreflexionsfaktoren der Grundwelle und der ersten Oberwelle verwendet worden. Es zeigt sich ein eingangsseitiges Leistungsniveau, welches bei der Variation des Quellreflexionsfaktors in einem Bereich von -28 dBm bis -44 dBm variiert. Durch das Source-pull bei $3f_0$, wird die Ausgangsleistung der dritten Harmonischen in dieser Messreihe um 10 dB variiert. Die Messergebnisse sind in Abbildung 3.27 und 3.28 dokumentiert.

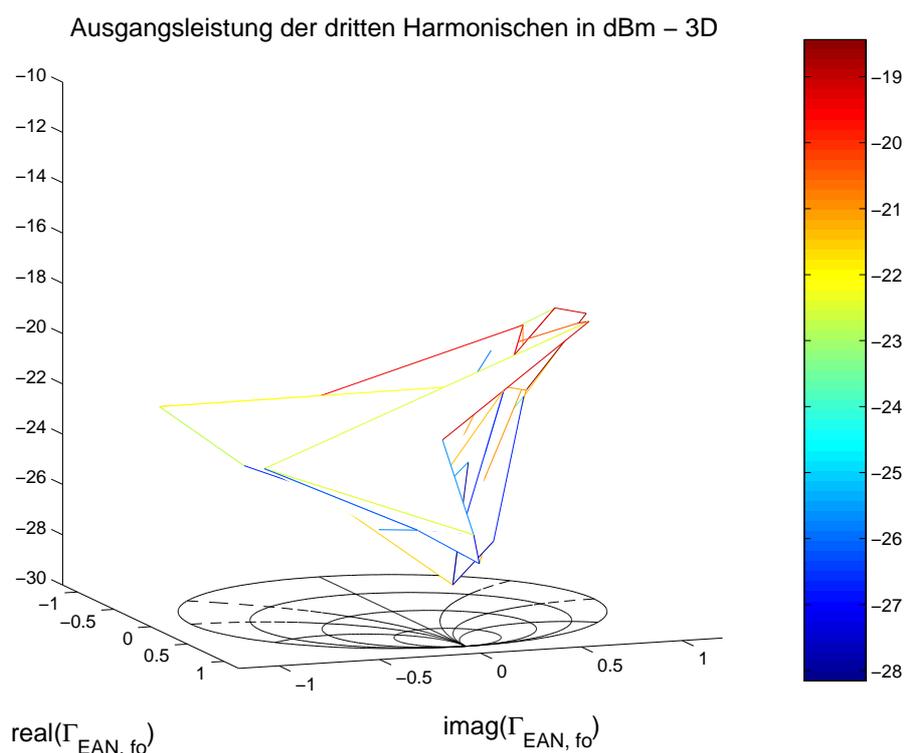


Abbildung 3.27: Variation des Quellreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, dreidimensionale Darstellung.

Zusammenfassend lässt sich bemerken, dass mittels des Source- und Load-pull Großsignalsystems ein empirisches Design eines Frequenzverdreifachers ermöglicht wird. Für einen Entwurf wird vorgeschlagen, beginnend bei der Grundwelle ein Tuning durchzuführen, welches bei der jeweils untersuchten Frequenz ein Maximum der Ausgangsleistung ergibt. Ausgangsseitig bei f_0 und $2f_0$ ist darauf zu achten, einen Lastreflexionsfaktor mit Betrag 1 zu realisieren, um die Frequenzkonversion zur gewünschten Ausgangsfrequenz zu begünstigen. Dies gilt äquivalent für die Eingangsseite bei $2f_0$ und $3f_0$. Eingangsseitig bei f_0 und ausgangsseitig bei $3f_0$ sind Werte der Reflexionsfaktoren zu finden, die einer Großsignalleistungsanpassung entsprechen. Während den Messungen ist auf spontane Phasensprünge zu achten, die auf eine Instabilität des untersuchten Elements schließen lassen. Aufgrund des derzeitig realisierten Aufbaus

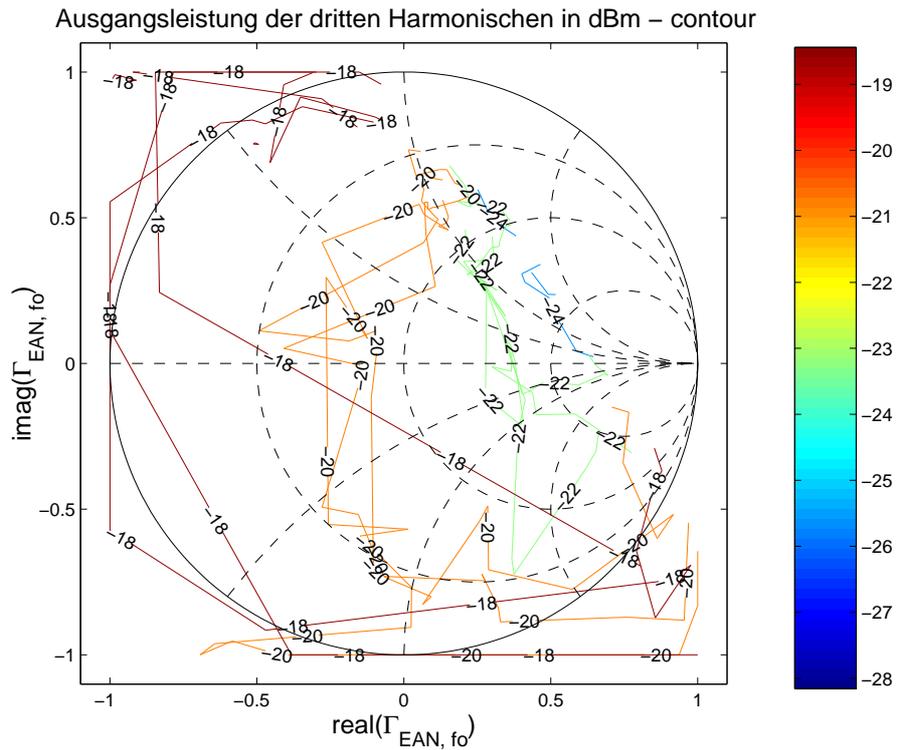


Abbildung 3.28: Variation des Quellreflexionsfaktors der dritten Harmonischen bei einer Grundwellenfrequenz von $f_0 = 2$ GHz, Darstellung der Kontur.

wurde ein Load-Pulling bis zur dritten Harmonischen bei eingangsseitigem reflexionsfreiem Abschluss durchgeführt, hierbei wurde bereits ein Konversionsgewinn von -9.1 dB erreicht. Speziell bei gleichzeitiger Optimierung der eingangsseitigen Reflexionsfaktoren bis zur dritten Harmonischen ist eine weitere Verbesserung der Ausgangsleistung der dritten Harmonischen zu erwarten.

3.7.3 Darstellung der Signalformen des optimalen Betriebszustand eines Frequenzverdrehers

In Abbildung 3.29 sind ausgewählte Zeitsignale der Drain-Source Spannung und des Drain-Source Stroms des untersuchten Transistors in dem in Kapitel 3.7 beschriebenen optimierten Betriebszustand dargestellt.

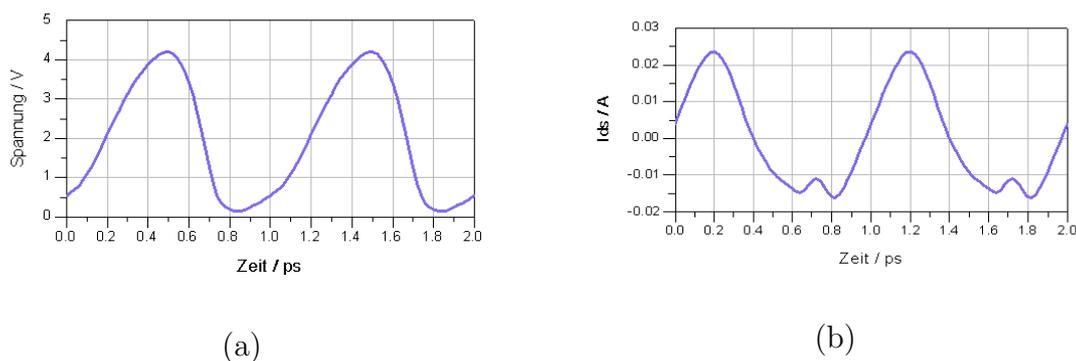


Abbildung 3.29: Drain-Source Spannung (a) und Drainstrom (b)

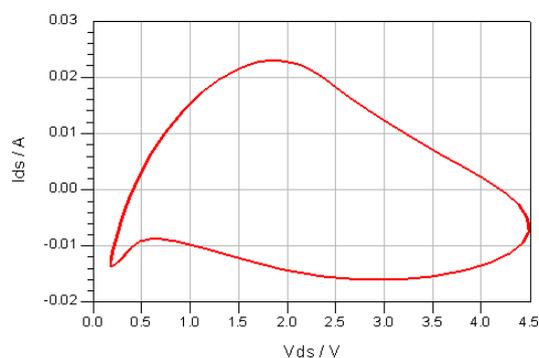


Abbildung 3.30: Lastkennlinie des Ausgangssignals in der Referenzebene des DUT.

Die ausgekoppelten Signale enthalten aufgrund des aktiven Source- und Load-pull Konzeptes alle Spektralkomponenten in der Bezugsebene des DUT. Daher sind in der Darstellung der Zeitbereichssignale die Grundwellen dominant. Bei der Betrachtung der Lastkennlinie wird der ohmsche Bereich des Transistors durchfahren. In der Darstellung des Drain-Source Stroms macht sich dies durch eine schwach ausgeprägte interperiodische Stromspitze bemerkbar, siehe Abbildung 3.30. Diese Störung der harmonischen Sinusschwingung dokumentiert den höherharmonischen Anteil des Ausgangsspektrums.

Es ist zu bemerken, dass die in Kapitel 2 vorgestellten Messergebnisse in der Referenzebene des Ein- und Ausgangs der Schaltung analysiert wurden. Die hier vorgestellten Messungen beziehen sich auf Referenzebenen auf Ein- und Ausgang des DUT. Daher sind mit diesem Messaufbau keine Aussagen über die Nebenwellenunterdrückung möglich.

Zum Vergleich ist eine Lastkennlinie des in dieser Arbeit realisierten Frequenzverdrehers bei einer Eingangsfrequenz von 2 GHz dargestellt, siehe Abbildung 3.31. Aufgrund der hohen Filterung der Grundwelle ist ein nahezu lineares Verhalten bei der dritten Harmonischen erkennbar. Begrenzungseffekte der Signalform sind nicht zu erkennen.

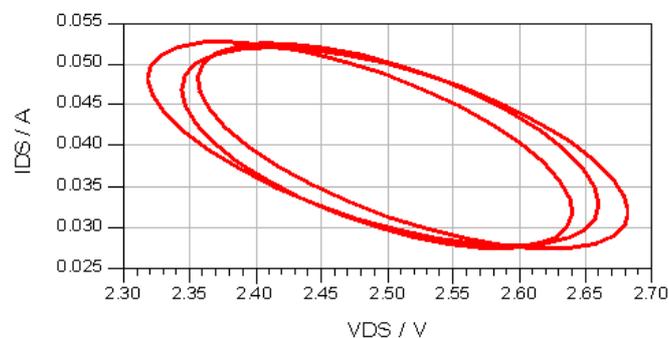


Abbildung 3.31: Lastkennlinie des realisierten Frequenzverdrehers nach Abschnitt 2.5.1 in den Referenzebenen des Ein- und Ausgangs der Schaltung.

3.8 Erweiterungsmöglichkeiten

Erweiterungsmöglichkeiten des Messsystems ergeben sich aus Hardware- und Software-sicht.

Zu einer vollständigen Verifikation von Frequenzverdrehern ist der Aufbau weiterer Load-Module zu empfehlen, damit der Betriebszustand der Schaltung vollständig messtechnisch erfasst werden kann.

Zur Verminderung der Korrelation von Source- und Load-pull Messungen wird der Aufbau von Automatic Gain Control Verstärkern empfohlen, um den Einfluss der Variation der Reflexionsfaktoren auf das Ausgangsspektrum des DUT separieren zu können.

Im Hinblick auf Anwendungen im Mobilfunkbereich ist eine Fokussierung der Entwicklung des Großsignalsystems auf Mehrtonanregung sinnvoll. Dies impliziert

eine Untersuchung der Korrelation der Reflexionsfaktoren unter Mehrtonanregung. Vorgeschlagen wird ein Vergleich mit passiven Abschlüssen unter Verwendung eines manuellen Tuners.

Speziell mit einer Erweiterung des Systems auf gepulste Messungen könnten größere Bereiche des Kennlinienfeldes messtechnisch durch Source- und Load-pull Messungen erfasst werden. Dies führt zu einer größeren Messdatenbank eines charakterisierten Devices.

Bei Verwendung von Mehrtonanregung ist eine Erweiterung des Systems auf IF Load-pull sinnvoll [134], um erstens einen definierten Abschluss in dem Frequenzbereich zu generieren und zweitens dessen Variation zu ermöglichen.

Durch die Frequenzumsetzung des Reflexionsfaktors auf die N -te Harmonische wird der Steuerbereich der harmonischen Load-Module bei der Grundwelle auf $\frac{2\pi}{N}$ eingeschränkt. Eine Erweiterung des Bereiches kann erzielt werden, wenn die Kette Load - Modul - Frequenzmultiplizierer vertauscht wird. Die vorhandenen IQ-Modulen überdecken jedoch nur ein Frequenzbereich von 1.6-2.5 GHz. Derzeit sind jedoch Breitband IQ-Modulatoren mit einer Einsatzfrequenz bis 8 GHz in der Entwicklung [177], mit denen eine Kontrolle der Signale nach der Frequenzumsetzung ermöglicht würde.

Als Erweiterung des Systems wäre ein 4-Kanal Empfänger denkbar. Dieser würde eine Schaltmatrix ersetzen und Echtzeitmessungen ermöglichen, wodurch die Messgeschwindigkeit des Systems erheblich erhöht wird.

Denkbar ist auch eine Systemsteuerung über eine objektorientierte Programmierumgebung (e.g. HP-VEE), die einerseits eine Kontrolle aller Programmvariablen während der Messungen ermöglicht, andererseits könnte eine komfortablere grafische Darstellung der Messergebnisse (als dreidimensionale Funktionen) ermöglicht werden.

Eine weitere Erweiterung des Systems ist in Richtung höherer Leistung denkbar. Dies erfordert allerdings den Einsatz von Zirkulatoren, Leistungsverstärkern und Leistungsteilern mit spezifizierter höherer RF-Leistung.

Kapitel 4

Zusammenfassung

Der Entwurf linearer Hochleistungsverstärker erfordert zuverlässige Modelle für die aktiven und passiven Schaltungselemente. Die Verifikation eines Großsignalmodells erfolgt vielfach indirekt anhand einer kompletten Schaltung.

In der vorliegenden Arbeit wird ein vollautomatisches Messsystem vorgestellt, mit dem eine vollständige Charakterisierung des Großsignal-Betriebszustandes von Transistoren und Schaltungen ermöglicht wird. Die an den Referenzebenen des Objekts vor- und rücklaufenden Wellengrößen werden messtechnisch erfasst und einer Fehlerkorrektur, die systematische Messfehler erfasst, unterzogen. Die komplexen Signalspektren lassen sich als Zeitbereichs- wie auch als Frequenzbereichsdaten ausgeben. Seinen Einsatz findet das System zur Verifizierung der Modelle und zum empirischen Schaltungsentwurf.

Im Frequenzbereich bis 40 GHz lässt sich bei der Reflexionsmessung stark reflektierender Messobjekte eine Betragsgenauigkeit von 0.1 bis 30 GHz und eine Phasengenauigkeit von 1° erzielen.

Für die genaue messtechnische Charakterisierung des Betriebszustandes von Leistungstransistoren mit Messung des Eingangsreflexionsfaktors und des Quellreflexionsfaktors wurde ein neues Verfahren eines Source-pull Messplatzes in dieser Arbeit vorgestellt. Es wird ein Open-loop Konzept verwendet, bei dem eine aktive Einspeisung des Signales der Load-Module durch Superposition mit dem Generatorsignal in das DUT erfolgt. Betrag und Phase der Load-Module werden von einem IQ-Modulator gesteuert. Dadurch können alle Signale von einer Quelle abgeleitet werden, wodurch Probleme der Synchronisierung umgangen werden.

Zur Bestimmung des Quellreflexionsfaktors wurde eine Kalibration realisiert, wodurch mit dem Großsignalmesssystem Messungen von DUTs mit planaren sowie koaxialen Bezugsebenen durchführbar sind.

Zur Dokumentation der Leistungsfähigkeit des Messsystems wurde eine Verifizierung des Designs eines Frequenzverdrehers anhand von multiharmonischen Source- und

Load-pull Messungen durchgeführt.

Zukünftige Einsatzgebiete liegen in der Charakterisierung von Leistungsbau-elementen, sowie im empirischen Designentwurf von Leistungsverstärkern, z.B. in GaN Technologie.

Ebenso ist ein neuartiges Entwurfsverfahren von breitbandigen Frequenzverdreifachern vorgestellt worden. Es basiert auf einem Algorithmus zur Bestimmung von geeigneten Abschlusswiderständen bei den in dem Design zugrunde liegenden Frequenzen. In einem ersten Schritt werden mögliche instabile Bereiche der Abschlüsse ausgeschlossen. Dann wird eine Optimierung bezüglich Arbeitsbandbreite und Ausgangsleistung durchgeführt. In einem abschließenden Designschritt werden die ermittelten idealen Impedanzen in reale verlustbehaftete Netzwerke umgesetzt.

Im Laufe dieser Arbeit wurden basierend auf einem neuartigen Entwicklungsverfahren zwei breitbandige Frequenzverdreifacher in Mikrostreifenleitungstechnik entworfen und messtechnisch charakterisiert. Ein 2/ 6 GHz Verdreifacher basiert auf der in dieser Arbeit vorgestellten Designmethodik. Als Designkriterium breitbandiger Frequenzvervielfacher dient das Gewinn-Bandbreite-Produkt. Der vorgestellte Frequenzmultiplizierer platziert sich mit seinen Leistungsdaten dabei im vorderen Bereich des Standes der Technik. Seinen Einsatz findet das Design zur Generation harmonischer Oberwellen im vorgestellten Großsignalmesssystem.

Anhang A

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

| Größe | Bedeutung | Einheit |
|---------------------|--|---------|
| a_i | Kleinsignal-Wellengröße allgemein, auf das Testsystem zulaufend | |
| A_i | Großsignal-Wellengröße, vom Objekt ablaufend (Testsignal) | |
| $A(k)$ | komplexe Amplitude des Testsignals, k-te Harmonische | |
| $A_m(k)$ | Messwert des Testsignals, k-te Harmonische | |
| AAN | Ausgangsanpassungsnetzwerk | |
| ADS | Advanced Design System, CAD-Programm | |
| AGC | Automatic Gain Control | |
| ALM | Automatic Load Module | |
| ALPS | Active Load Pull system | |
| ATE | Automatic Test Equipment | |
| ATS | Automated Load-pull tuner system | |
| ATTS | Active Tuning Testset | |
| b_i | Wellengröße allgemein, vom Testsignal ablaufend | |
| b_{Ref}, b_{Test} | Wellengrößen in den Bezugsebenen der Testset-Ausgänge | |
| $B(k)$ | Amplitudenkoeffizient des Referenzsignals, k-te Harmonische | |
| BFoM | Baliga Figure of Merit | |
| BMBF | Bundesministerium für Bildung und Forschung | |
| $B_m(k)$ | Messwert des Referenzsignals, k-te Harmonische | |
| BV | Avalanche-Durchbruchspannung | |
| C | Kapazität | F |
| C_T/C_R | Gleichlauffehler des Netzwerkanalysator-Konverters | |
| C_x | Fehlerparameter zur Beschreibung des Koppelfaktors der Richtkoppler | |
| C_1, C_2 | Koppelfaktoren des Reflektometer | |
| CAD | Computer Aided Design | |
| CCMT | Computer Controlled Microwave Tuner | |
| DC | Direct Current, Gleichstrom, Gleichanteil | |

| | | |
|--------------------|--|-----|
| DECT | Digital Enhanced Cordless Telecommunications | |
| <i>DFT</i> | diskrete Fouriertransformation | |
| e_{ij} | Fehlerparameter des Testsets | |
| <i>EAN</i> | Eingangsanpassungsnetzwerk | |
| ϵ_0 | Dielektrizitätskonstante = $8,854 \cdot 10^{-12}$ | |
| $\epsilon_{r,eff}$ | effektive relative Dielektrizitätszahl | |
| ϵ_r | relative Dielektrizitätszahl | |
| FCC | Federal Communications Commission | |
| FDMA | frequency division multiple access | |
| FET | Feldeffekttransistor, Field Effect Transistor | |
| f | Frequenz, allgemein | Hz |
| f_0 | Grundfrequenz bei Erzeugung von Harmonischen, Eingangsfrequenz eines Frequenzverdrehers | Hz |
| f_t | Transitfrequenz eines Transistors | Hz |
| G | Leitwert, allgemein | S |
| G_C | Konversionsgewinn (Conversion Gain) $P_{in,fo}/P_{out,xfo}$ von Frequenzvervielfachern | dB |
| GaAs | Galliumarsenid | |
| GaN | Galliumnitrid | |
| Γ | Reflexionsfaktor, allgemein | |
| $\Gamma_{AAN,xfo}$ | Reflexionsfaktor, vom Transistor-Drain in Richtung AAN gesehen, bei der Frequenz x_{fo} | |
| $\Gamma_{EAN,xfo}$ | Reflexionsfaktor, vom Transistor-Gate in Richtung EAN gesehen, bei der Frequenz x_{fo} | |
| $\Gamma_{in,xfo}$ | Reflexionsfaktor, in Transistor-Eingang gesehen, bei der Frequenz x_{fo} | |
| $\Gamma_{out,xfo}$ | Reflexionsfaktor, in Transistor-Ausgang gesehen, bei der Frequenz x_{fo} | |
| GSM | Groupe Spciale Mobile (ursprünglich) Global System for Mobile Communication | |
| HBT | Heterobipolartransistor | |
| HEMT | High Electron Mobility Transistor | |
| HF | Hochfrequenz, auch RF (Radio Frequency) | |
| I | Strom, allgemein | A |
| $I_{DS,DC}$ | extrinsischer DC-Drain-Source Strom | A |
| InP | Indiumphosphid | |
| j | imaginäre Einheit, $\sqrt{-1}$ | |
| JFM | Johnson Figure of Merit | |
| k | Boltzmann-Konstante = $1,381 \cdot 10^{-23}$ | J/K |
| L_G | Gatelänge | |
| L_d, L_g, L_s | parasitäre Drain-, Gate- und Source-Induktivität | H |
| LRRM | Line-Reflect-Reflect-Match Kalibration | |
| MDS | Microwave Design System, CAD-Programm | |
| MESFET | Metal Semiconductor Field Effect Transistor | |
| P | Leistung, allgemein | W |

| | | |
|-------------------|---|----------|
| P_{in,xf_0} | Eingangsleistung bei der Frequenz $x f_0$ | W, dBm |
| P_{out,xf_0} | Ausgangsleistung bei der Frequenz $x f_0$ | W, dBm |
| PAE | Power Added Efficiency | |
| PCMCIA | Personal computer memory card international association | |
| q | Elementarladung = $1,602 \cdot 10^{-19}$ | C |
| R | Widerstand, allgemein | Ω |
| RegTP | Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post | |
| S_1, S_2, S_3 | Signalwege-Umschaltung | |
| S_{ij} | Streuparameter | |
| SiC | Siliziumcarbid | |
| SPDT | Single Pole Double Throw Schalter | |
| SOLT | Short-Open-Load-Through Kalibration | |
| Θ | Kanaltemperatur | K |
| T | Periodendauer eines Signals der Frequenz f | s |
| TARGET | Top Amplifier Research Teams in a European Team, Europäischer Forschungsverbund | |
| TDMA | Time Division Multiple Access | |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunication Service | |
| US DoE | United States Department of Energy | |
| V | Spannung, allgemein | |
| V_{DS} | extrinsische Drain-Source-Spannung | V |
| V_{GS} | extrinsische Gate-Source-Spannung | V |
| WCDMA | Wideband Code Division Multiple Access | |
| WLAN | Wireless Local Area Network | |
| ω | Kreisfrequenz = $2\pi f$ | s^{-1} |
| $x, x(t)$ | anregendes periodisches Zeitsignal | |
| \vec{X} | komplexer Vektor der Fouriertransformierten von $x(t)$ | |
| Y_{ij} | Admittanzparameter | S |
| Z_{ij} | Impedanzparameter | Ω |
| $Z_{Last,3f_0}$ | Lastimpedanz bei der verdreifachten Frequenz, vom Transistorausgang in Richtung Last gesehen | Ω |
| $Z_{Quelle,3f_0}$ | Quellimpedanz bei der Grundfrequenz vom Transistoreingang in Richtung Signalquelle gesehen | Ω |

Anhang B

Fourierzerlegung von Signalen bei einer Frequenzmultiplikation

Bei Einfallen einer harmonischen Eingangswelle auf ein nichtlineares Element wird ein Ausgangsspektrum erzeugt, welches bei gegebenen Randbedingungen harmonische Anteile enthält. Die Betrachtung der Fourierkoeffizienten dient der Wahl eines geeigneten Arbeitspunktes, der dem untersuchten Ausgangsspektrum nahekommt. Dabei werden einige vereinfachende Annahmen getätigt, die in realiter nur zu begrenzter Aussagekraft führen. Angenommen wird eine stückweise lineare bzw. eine quadratische Übertragungskennlinie sowie die Nichtberücksichtigung von Laufzeiteffekten innerhalb des aktiven Elements. *Camargo* spricht dabei von einem niederfrequenten Modell [106]. Es werden zwei Fälle dargelegt, in denen die Generation der Harmonischen am Beispiel des Drainstromes aufgezeigt wird.

- Erzeugung von Harmonischen durch symmetrische Begrenzung der nichtlinearen I_{DS} -Kennlinie

Bei Erzeugung von Harmonischen durch eine symmetrische Begrenzung wird in [53] eine Formel zur Beschreibung des Drainstromes angegeben. Bei einer symmetrischen Begrenzung ergeben sich die Parameter $\frac{\tau_0 + \tau_1}{T}$ zu 0,5, und τ_1 variiert von 0 bis 0,5, siehe Gleichung (B.1).

$$I_n = 2I_{max} \frac{\tau_0 + \tau_1}{T} \frac{\sin(n\pi\tau_1/T)}{n\pi\tau_1/T} \frac{\sin(n\pi(\tau_0 + \tau_1/T))}{n\pi(\tau_0 + \tau_1/T)} \quad (\text{B.1})$$

Camargo wählte als beschreibende Funktion eine symmetrisch begrenzte Trapezfunktion. Gerade bei geringer Begrenzung geht die Funktion aber in eine Dreieckfunktion über, beschreibt somit nicht ein lineares Verhalten im aktiven Element. So geht der höherharmonische Anteil bei geringer werdender Verzerrung nicht in 0 über. Graphisch belegt sind die harmonischen Koeffizienten in Abbildung B.3, aus denen ersichtlich wird, dass die Anteile der dritten und fünften Harmonischen bei einer nichtvorhandenen Begrenzung nicht in 0 übergehen.

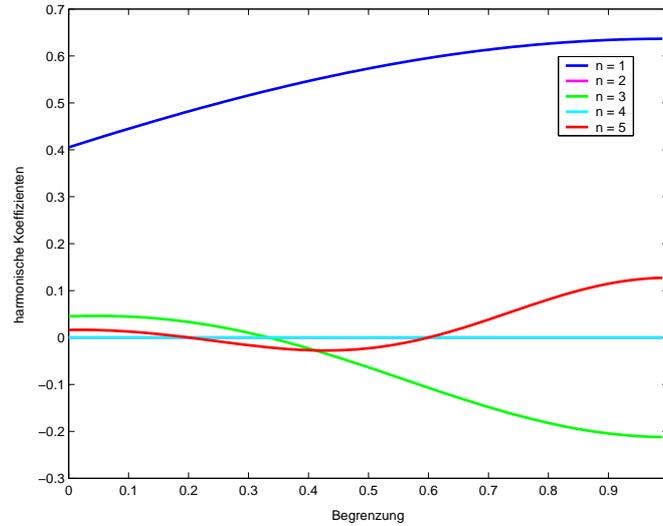


Abbildung B.1: Normierte harmonische Ströme als Funktion der symmetrischen Verzerrung.

Daher wird zusätzlich eine begrenzte harmonische Schwingung untersucht und die harmonischen Anteile als Funktion der Verzerrung dargestellt. Die Verzerrung ist hierbei definiert als der Anteil einer Periode einer Sinusschwingung, bei der das Signal begrenzt wird. Die untersuchte Zeitfunktion ist in Abbildung B.2 ersichtlich.

Durch Fourieranalyse werden die harmonischen Komponenten berechnet und die Ergebnisse graphisch in Abbildung B.3 dokumentiert. Punktweise verifiziert sind die Ergebnisse in [89]. Es zeigt sich ab einer mittleren Verzerrung (ab ca. 0,5) ein vergleichbares Ergebnis, welches jedoch in Richtung geringer Verzerrungen Differenzen aufweist. Die Differenzen erklären sich dadurch, dass bei geringerer Verzerrung die harmonischen Koeffizienten mit $n \neq 1$ einer harmonischen Schwingung zu null werden, die einer Trapezfunktion jedoch nicht.

- Erzeugung von Harmonischen durch asymmetrische Begrenzung der I_{DS} -Kennlinie

Hier muss unterschieden werden zwischen einer stückweisen linearen Darstellung der $I_{DS}(V_{GS})$ Funktion und einer quadratischen Darstellung. Ebenso ist zu bemerken, dass bei der Untersuchung nur eine Begrenzung durch den Pinch-off Bereich betrachtet wird, Gate-forward Effekte werden vernachlässigt. Bei einem Spektrum bestehend aus den Anteilen I_0, I_1, I_2, \dots , siehe Gleichung (B.2)

$$I_d(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega_p t) + I_2 \cos(2\omega_p t) + I_3 \cos(3\omega_p t) + \dots \quad (\text{B.2})$$

ergibt sich ein Drainstrom in Abhängigkeit des Öffnungswinkels ϕ bei einer stückweise linearen Übertragungskennlinie zu Gleichung (B.3, B.4) [105]

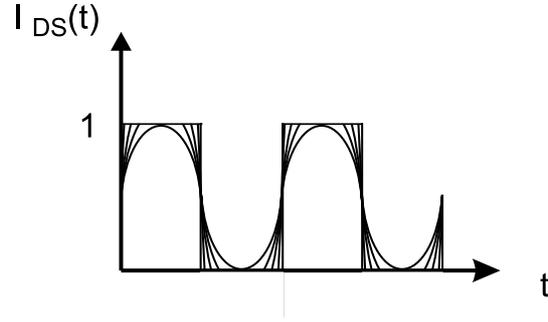


Abbildung B.2: Drainstrom als Funktion der symmetrischen Verzerrung.

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi} \left(\frac{\phi}{2} - \frac{\sin(\phi)}{2} \right) \quad (\text{B.3})$$

$$I_n = \frac{I_{max}}{\pi} \left(\frac{\sin((n-1)\phi/2)}{n-1} \frac{\sin((n+1)\phi/2)}{n+1} - \frac{2}{n} \cos(\phi/2) \sin(\phi) \right) \quad (\text{B.4})$$

und bei einer quadratischen Übertragungslinie zu Gleichung (B.5 - B.7) [53]

$$I_1 = \frac{2I_{max}}{\pi} \frac{3\sin(\phi)/4 + \sin(3\phi)/12 - \phi\cos(\phi)}{(1 - \cos(\phi))^2} \quad (\text{B.5})$$

$$I_2 = \frac{2I_{max}}{\pi} \frac{\phi/4 - \sin(2\phi)/6 + \sin(4\phi)/48}{(1 - \cos(\phi))^2} \quad (\text{B.6})$$

$$I_n = \frac{2I_{max}}{\pi} \frac{(4 - n^2)\sin(n\phi) + (n-1)(n-2)\sin(n\phi)\cos(2\phi) + 3n\sin((n-2)\phi)}{n(n^2-1)(n^2-4)(1 - \cos(\phi))^2} \quad (\text{B.7})$$

Abbildung B.4 und Abbildung B.5 belegen die normalisierten harmonischen Ströme der Übertragungskennlinien. Die markanteste Differenz liegt in dem zweiten harmonischen Anteil des Stromes, der bei einer quadratisch angenommenen Übertragungskennlinie bei einem Öffnungswinkel von 1 nicht gegen 0 strebt wie im Falle einer stückweise linearen Übertragungskennlinie.

Für den Fall der dritten harmonischen Komponenten ergibt sich eine weitgehende Übereinstimmung nahe des ersten Maximums bei einem Öffnungswinkel von

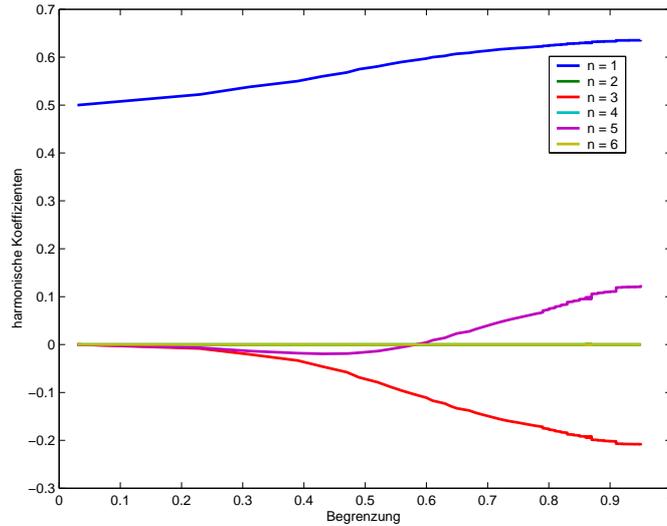


Abbildung B.3: Normierte harmonische Ströme als Funktion der symmetrischen Verzerrung.

0.22. Bei darüberliegenden Werten ist eine starke Diskrepanz erkennbar. Da die Übertragungskennlinie im Übergang vom Abschnürbereich in den Sättigungsbereich als nahezu quadratisch angenommen werden kann und im weiteren Verlauf als nahezu linear [104], ist bei größerem Öffnungswinkel unter Beachtung der vorgenommenen Annahmen der Wert einer linearen Übertragungskennlinie vorzuziehen.

Zum Vergleich mit den modellierten harmonischen Strömen sind im Folgenden Messungen bei einer Arbeitsfrequenz von 2 GHz an einem GaAs Transistor, siehe Abbildung B.6 und B.7, zusammengetragen.

Durch eine Variation der Eingangsleistung werden die Strom- und Spannungswellen begrenzt. In einer Messung wird das Zeitsignal des I_{DS} Stromes und der V_{DS} Spannung aufgetragen. Eine nahezu symmetrische Begrenzung wird durch Variation des Arbeitspunktes erreicht. In realiter wird eine vollständige Rechteckbegrenzung aufgrund von Laufzeiteffekten nicht auftreten. Ebenso erfolgt eine gleichzeitige Verzerrung der Spannungswellen, so dass die alleinige Untersuchung der Stromwellen auf keine schlüssigen Interpretationen des Ausgangsspektrums schließen lassen. Somit sind die oben vorgestellten Algorithmen nur als erste Approximationen zu sehen.

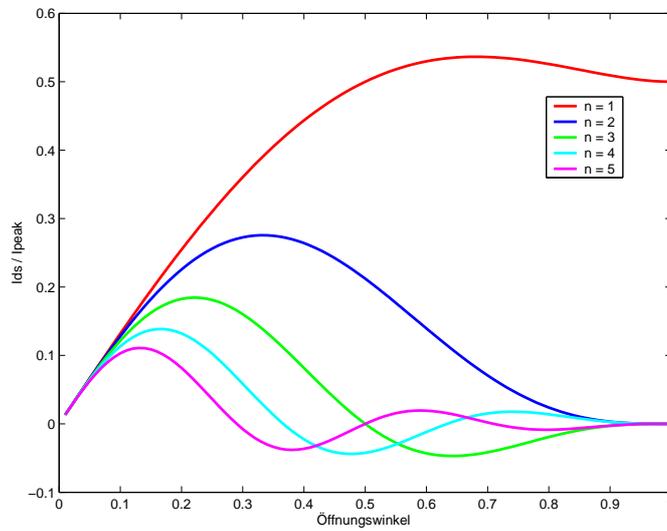


Abbildung B.4: Normierte harmonische Ströme als Funktion des Leitungswinkels bei Annahme einer stückweise linearen Übertragungsfunktion.

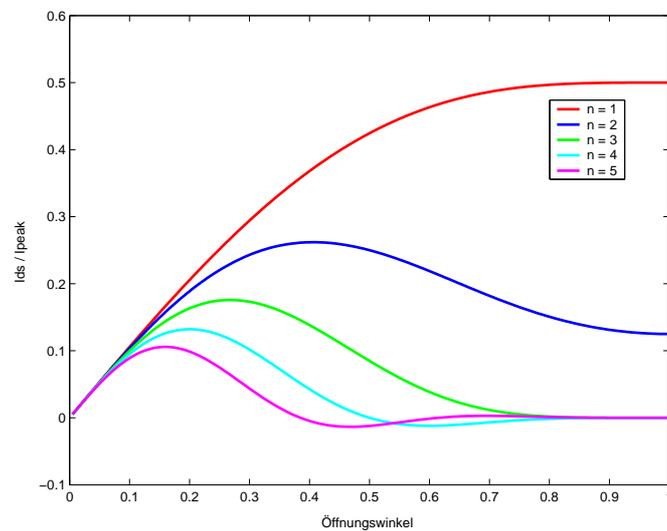


Abbildung B.5: Normierte harmonische Ströme als Funktion des Leitungswinkels bei Annahme einer quadratischen Übertragungsfunktion.

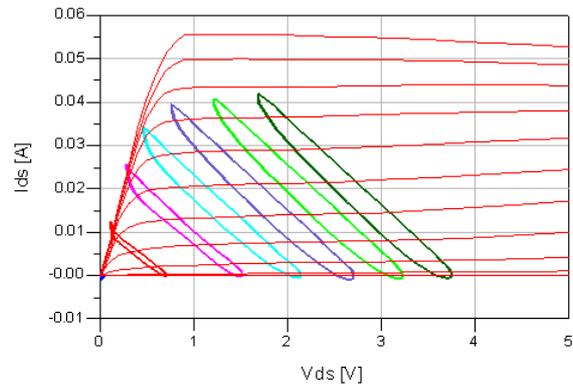
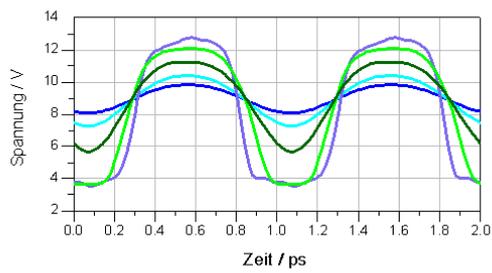
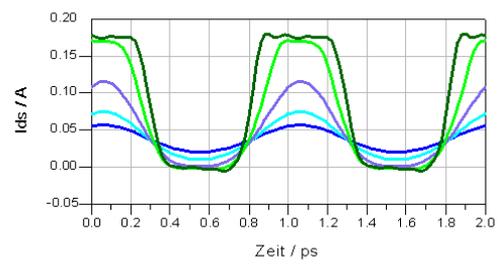


Abbildung B.6: Lastlinien im DC-Kennlinienfeld.



(a)



(b)

Abbildung B.7: Gemessene Strom- (a) und Spannungswellen (b) mit unterschiedlichem Grad der Verzerrung

Anhang C

Parameter von Frequenzmultiplizierern

Es sollen die Bewertungskriterien von Frequenzvervielfachern aufgelistet werden, unter denen der Erfolg eines Schaltungsentwurfes beurteilt werden kann. Die

- Bandbreite

$$B[\%] = \frac{f_o - f_u}{(f_o + f_u)/2} \quad (\text{C.1})$$

beschreibt den Frequenzbereich, in dem die Kenngröße Ausgangsleistung sich um nicht mehr als 3 dB von ihrem größten Wert ändert. f_o bzw. f_u beschreibt dabei die obere bzw. untere Grenzfrequenz, an der die Abweichung 3 dB beträgt [178].
Der

- Konversionsgewinn

$$G_c[dB] = P_{out|n*f_o} [dB] - P_{in|f_o} [dB] \quad (\text{C.2})$$

wird beschrieben durch das Verhältnis zwischen Ausgangsleistung bei der betrachteten Harmonischen und Eingangsleistung bei der Grundwelle.

- Gewinn-Bandbreite-Produkt

$$GBP = 10^{(G_c[dB]/20)} * B[GHz] \quad (\text{C.3})$$

bzw. in relativer Form

$$GBP_r = 10^{(G_c[dB]/20)} * B[\%] \quad (\text{C.4})$$

beschreibt das Produkt der Designgrößen Bandbreite und Konversionsgewinn und bewertet damit den beim Schaltungsentwurf eingegangenen Kompromiss zwischen den beiden Designzielen. *Tzeng* [67] führte den Wert mit einer absoluten Bandbreite ein, in dieser Arbeit wird das GBP ebenfalls mit einer relativen Bandbreite verwendet.

- DC Leistungsaufnahme

$$P_{DC}[W] = V_{ds} \cdot I_{ds} \quad (C.5)$$

bezeichnet bei einem Feldeffekttransistor in common source Schaltung die DC Leistungsaufnahme. Diese Kenngröße ist bei einem Einsatz in Mobilfunkanwendungen oder bei Raumeinsatz von Bedeutung [87]. Der

- Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{HF}}{P_{DC} + P_{HF}} \quad (C.6)$$

ist definiert als das Verhältnis zwischen Nutzleistung und aufgebrachtener Leistung [179].

- Nebenwellenunterdrückung

$$\mathfrak{R}_k = \frac{P_{n*f_o}}{P_{k*f_o}} \quad (C.7)$$

bezeichnet den Leistungsunterschied zwischen der Leistung einer gewünschten harmonischen Ausgangswelle und einer Leistung bei einer nichtgewünschten Harmonischen.

Anhang D

Beispiele und Interpretation von Lastkennlinien

In diesem Abschnitt werden diverse Lastzustände charakterisiert und deren Auswirkungen auf Zeitbereichssignale, unter anderen in Form von dynamischen Lastkennlinien dargestellt.

In einer ersten Messung wird das DC-Kennlinienfeld aufgezeigt, um begrenzende Effekte zu veranschaulichen, siehe Abbildung D.1. Aufgetragen sind zusätzlich Lastkennlinien in einem 50 Ohm System bei unterschiedlichen DC Ansteuerungen. Speziell im ohmschen Bereich ergibt sich eine Begrenzung von I_{DS} durch den Ausgangsleitwert G_{DS} und eine Begrenzung durch eine nichtlineare Übertragungskennlinie bei Erreichen des pinch-off Punktes. Weitere begrenzende Effekte ergeben sich durch Erreichen des maximalen Drain-Source Stromes $I_{DS,max}$ des Bauelements sowie in Richtung hoher V_{DS} Spannungen durch einen soft-breakdown Effekt, der sich durch einen erhöhten Leitwert G_{DS} ausdrückt.

Als Variation des Lastzustandes wird ausgehend von einem Wellensumpf mit einem Wellenwiderstand von 50 Ohm der Realteil und der Imaginärteil des Lastreflexionsfaktors der Grundwelle variiert. Bei Variation des Realteils des Reflexionsfaktors ergibt sich eine Lastkennlinie in Form einer approximierten Linie mit unterschiedlicher Steigung, siehe Abbildung D.2. Bei einem Lastabschluss nahe einem Kurzschluss erreicht die Lastkennlinie den ohmschen Bereich des Bauelementes. Während des Durchfahrens des linearen Bereiches ergibt sich eine leichte Aufbauchung. Der Effekt verstärkt sich bei größerem Durchfahren dieses Bereiches, siehe Abbildung D.3. Als Ursache hierfür ist eine veränderte Laufzeit im ohmschen Bereich anzusehen [104]. Bei Variation des Imaginärteils ist eine Aufbauchung der Lastkennlinie erkennbar, die ellipsoiden Charakter aufweist. Bei einem Realteil des Widerstandes von null nähert sich die Ellipse einem Kreis an.

Bei dem vorgestellten Messergebnis ist zu bemerken, dass die Resultate auf einem rauscharmen GaAs pHEMT Transistor beruhen, der nicht in Grenzbereiche angesteuert wird. Für einen GaAs Leistungstransistor wird die Messung der Variation des

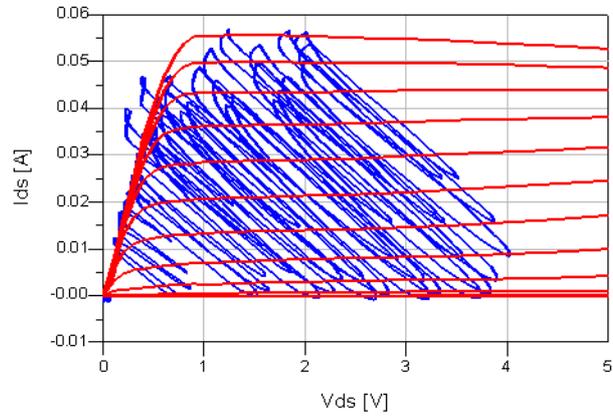


Abbildung D.1: Lastkennlinien im DC-Kennlinienfeld.

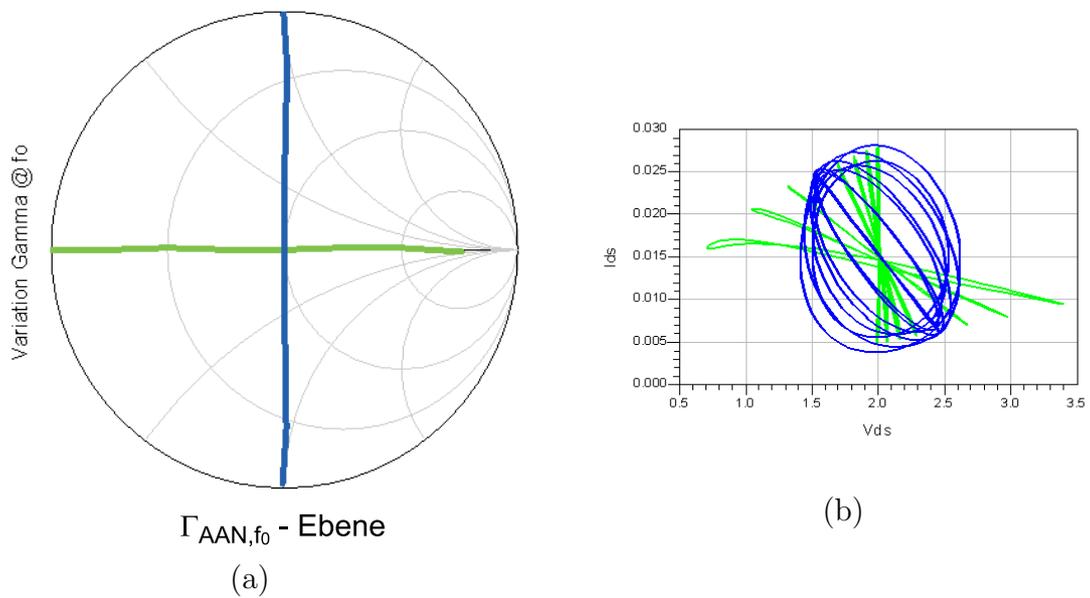


Abbildung D.2: Variation des Realteils (grüne Kontur) und des Imaginärteils (blaue Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaAs HEMT (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b)

Lastreflexionsfaktors wiederholt. In diesem Fall werden die Grenzen des Kennlinienfeldes angesteuert, so dass sich stärkere Verzerrungen ergeben, siehe Abbildung D.3. Speziell aus den Messungen, die in stark verzerrten Lastkennlinien münden, ergeben sich maximale Ausgangsleistungen der Grundwelle. Die höherharmonischen Leistungswellen steigen ebenfalls an, so dass die Nebenwellenunterdrückung reduziert wird [180].

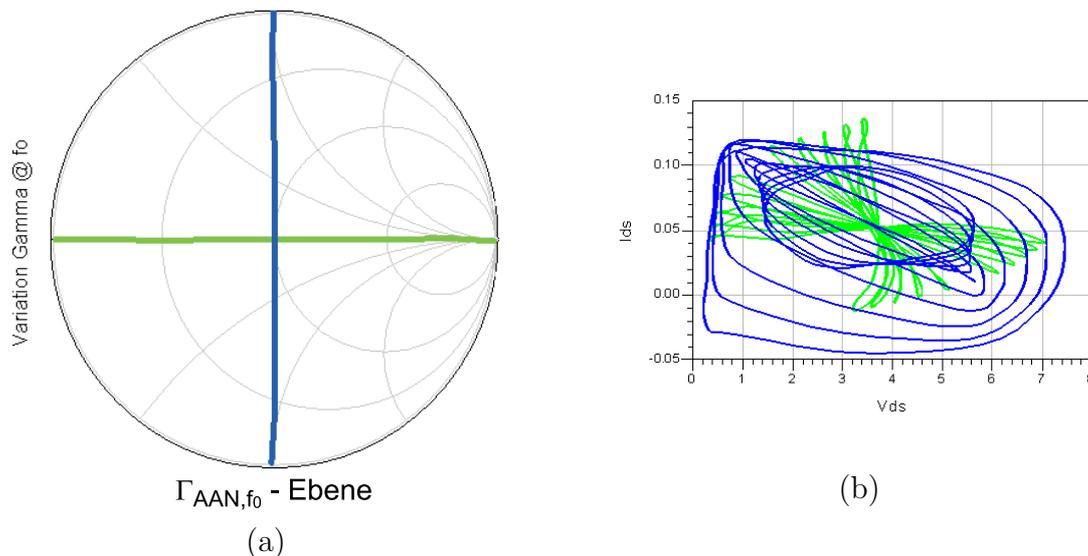


Abbildung D.3: Variation des Realteils (grüne Kontur) und des Imaginärteils (blaue Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaAs MESFET bei hoher Aussteuerung (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b)

Eine weitere Vergleichsmessung wurde an einem GaN HEMT durchgeführt. Der Transistor wurde im AB-Betrieb untersucht.

Es zeigt sich eine starke Verzerrung bei Durchfahren des linearen Bereichs. Dies ist auf Stromeinbrüche zurückzuführen. Ähnliche Effekte wurden sowohl bei LDMOS Bauelementen [139] als auch bei GaN HEMTS gemessen [181]. Physikalisch beschrieben wird der Effekt durch eine negative Oberflächenladung, der durch Ausbildung eines parasitären Gates modelliert wird [182]. Die Autoren schlagen das Einbringen einer SiN Passivierungsschicht vor, um den Effekt vom Bauteildesign her zu reduzieren.

Bei steigender Aussteuerung eines Bauelements zeigt sich ein wachsender Einfluss der Terminierung von Oberwellen. Der Abschluss des zweiten harmonischen Reflexionsfaktors ist daher für eine niedrige und für eine hohe Aussteuerung variiert worden. Bei einer niedrigen Aussteuerung ist eine Veränderung der Ableitung der Steigung der Lastkennlinie zu erkennen, siehe Abbildung D.5. Zu erklären ist der Effekt durch auch bei linearem Betrieb vorhandenem Oberwellenanteil [183].

Bei größerer Aussteuerung, die in den linearen Bereich führt, führt der Stromeinbruch zur Ausbildung eines Stromminimums, welches eine Störung des harmonischen Signales darstellt. In Abbildung D.5 ist dargestellt, dass eine Optimierung von Oberwellenlastabschlüssen einen weiteren Ansatz zur Reduzierung des Stromeinbruchs darstellt.

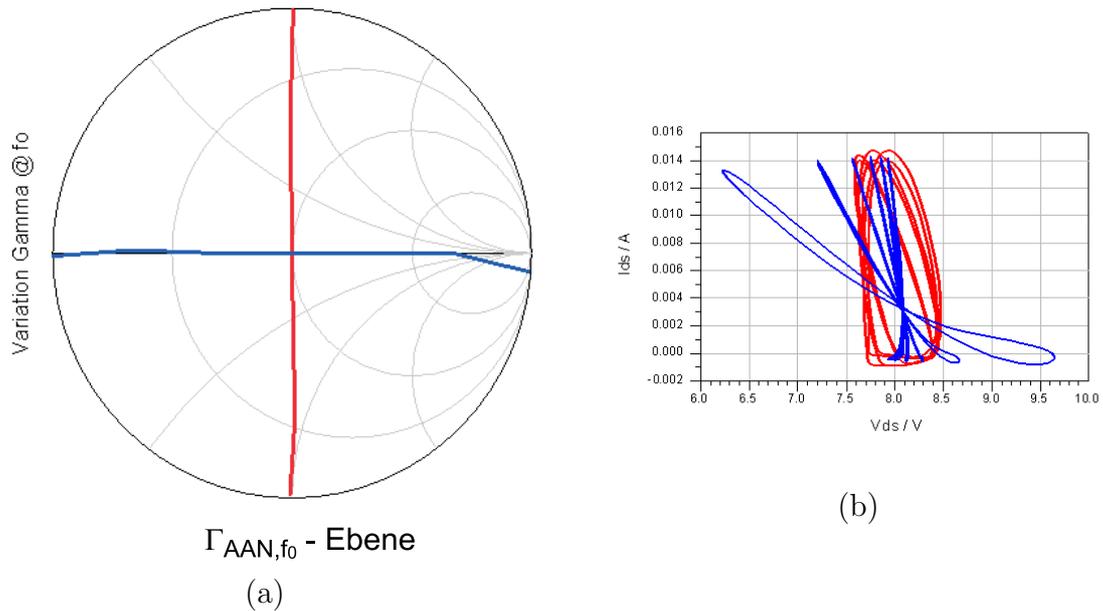


Abbildung D.4: Variation des Realteils (blaue Kontur) und des Imaginärteils (rote Kontur) des Reflexionsfaktors der Grundwelle eines GaN HEMTS bei hoher Aussteuerung (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b)

In einer weiteren Messreihe ist eine Variation des Lastreflexionsfaktors der ersten Oberwelle durchgeführt, siehe Abbildung D.5. Je nach Einsatz des Bauelements kann der höherharmonische Anteil des Ausgangsspektrums um 20 dB verstärkt oder abgeschwächt werden.

Die Charakterisierung und Modellierung derartiger Effekte sind aktuelle Forschungsgegenstände.

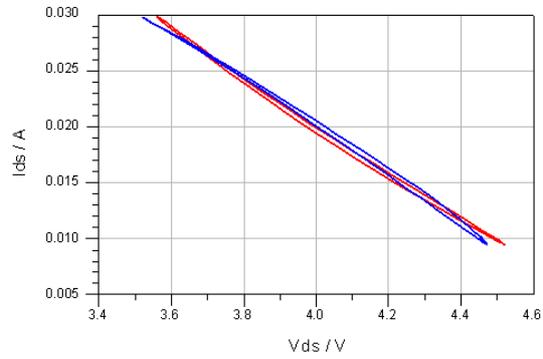


Abbildung D.5: Lastkennlinien bei Variation des Lastreflexionsfaktors der ersten Oberwelle bei geringer Aussteuerung.

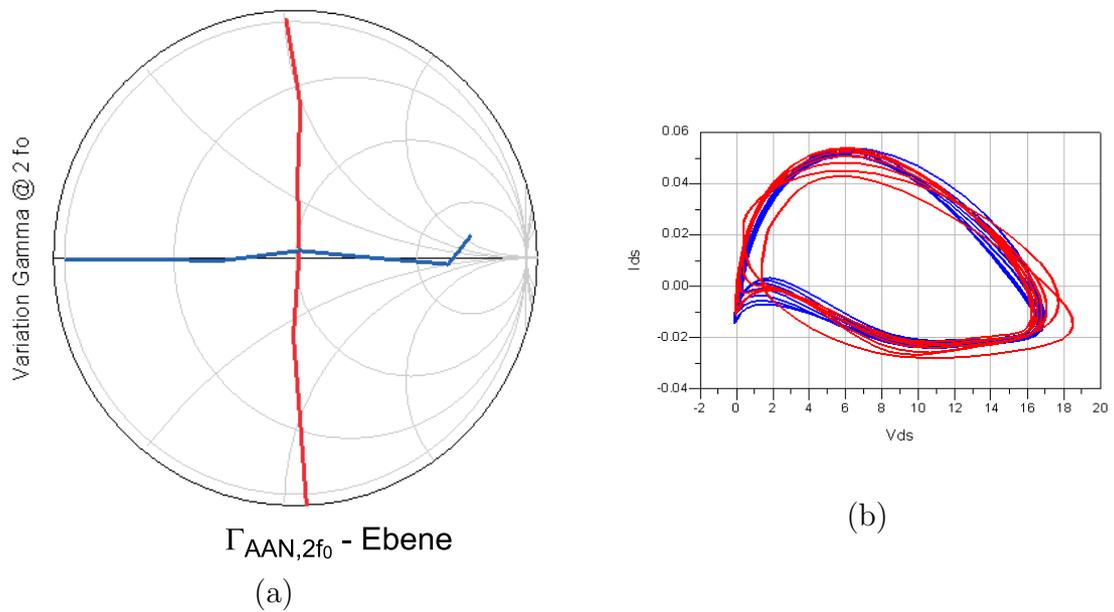


Abbildung D.6: Variation des Realteils (blaue Kontur) und des Imaginärteils (rote Kontur) des Reflexionsfaktors der ersten Oberwelle eines GaN HEMTS (a) und daraus resultierende Lastkennlinien (b)

Anhang E

Reference Devices

Als Referenzbauelement wird eine 0,18 μm Gate PHEMT Technologie der Firma Infineon Technologies AG mit einer 4 x 45 Gatekonfiguration verwendet. Die Elemente zeichnen sich durch eine Transitfrequenz f_t von 60 GHz aus.

In der folgenden Tabelle sind die Leistungsdaten des Bauelements dargestellt [184, 42].

| Parameter | Wert |
|-----------------------|--------------------------------------|
| Durchbruchspannung | $> 9 \text{ V}$ |
| Max. Drainstrom | 500 mA / mm |
| max. Ausgangsleistung | 400 mW / mm |
| Rauschzahl | $< 0.8 \text{ dB @ } 12 \text{ GHz}$ |
| Steilheit | 500 mS / mm |

E.1 Überblick über bisherige Schaltungsentwürfe von einstufigen Frequenzverdreifachern

| Autor | Technologie | Frequenz f_0 | Gain | Bandbreite | GBP_r |
|-------------------------|-------------|----------------|----------|------------|---------|
| Lê et al.[98] | hybrid | 2.5 GHz | -2.4 dB | n.a. | n.a. |
| Mima et al.[118] | hybrid | 2.95 GHz | 2.9 dB | 6.8 % | 9.49 |
| Thibaud et al.[69] | MMIC | 12.3 GHz | -3.4 dB | 1.4 % | 0.94 |
| Jansen et al.[107] | MMIC | 11.5 GHz | -8 dB | 5.4 % | 2.14 |
| Henkus et al.[89] | hybrid | 9 GHz | -10.4 dB | 20 % | 6.03 |
| Campos-Roca et al.[106] | MMIC | 25.5 GHz | -4.3 dB | 20 % | 12.19 |
| Namahoot [80] | hybrid | 6 GHz | -3 dB | 2.38 % | 1.68 |
| Zhang [96] | hybrid | 2 GHz | -6 dB | 5.5 % | 2.75 |
| Beaulieu et al.[70] | MMIC | 28.5 GHz | -5 dB | 21 % | 11.8 |
| Bunz et al.[75] | hybrid | 5.85 GHz | -0.67 dB | 2.5 % | 2.31 |
| Allen et al. [76] | MMIC | 25.5 GHz | -19 dB | 11.6 % | 1.30 |
| Danesh et al. [97] | MMIC | 8 GHz | -9.5 dB | n.a. | n.a. |
| Zhang et al. [45] | hybrid | 11.5 GHz | -7 dB | 2 % | 0.89 |
| Penn [87] | MMIC | 2.3 GHz | -11.5 | n.a | n.a |
| Diese Arbeit | hybrid | 2 GHz | 0.5 dB | 23.3 % | 24.68 |

Literaturverzeichnis

- [1] F. VAN RAAIJ UND G. KOMPA: *A 40 GHz large-signal double-reflector wave-form measurement system designed for load-pull applications*. In: *26th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 657 – 661, Prag, 1996.
- [2] G. BERGHOFF, E. BERGEAULT, B. HUYART UND L. JALLET: *Automated characterization of HF power transistors by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 46, no. 12, Seiten 2068 – 2073, 1998.
- [3] B. WIDROW UND S. STEARNS: *Adaptive Signal Processing*. Prentice Hall, New Jersey, 1985.
- [4] M. PAPARO, P. ERATICO UND B. MURARI: *Future trends in Si technology / ICs for RF application*. In: *GaAs Conference Proceedings*, Seiten 25 – 27, München, 2003.
- [5] J. FENK: *RF IC system applications current status and future trends*. In: *33th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 475 – 478, München, 2003.
- [6] P. RYSAVY: *Data capabilities for GSM evolution to UMTS*, 2002. White paper developed for 3G Americas.
- [7] HUMBOLDT-UNIVERSITÄT BERLIN: *Drahtlose Kommunikation Teil 3*, 2003. Seminarunterlagen.
- [8] F. ARGENTO UND G. D’ONOFRIO: *Smart antennas and their impact on the capacity of UMTS*. In: *33th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 45 – 48, München, 2003.
- [9] REGULIERUNGSBEHÖRDE FÜR POST UND TELEKOMMUNIKATION: *12 Bewerber um deutsche UMTS-Lizenzen*. Technischer Bericht, (RegTP), 2000.
- [10] U.-C. FIEBIG: *Channel modeling for satellite applications*. In: *33th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 17 – 20, München, 2003.
- [11] N.R. PRASAD UND H.P. SCHWEFEL: *A state-of-the-art of WLAN and WPAN*. In: *33th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 353 – 356, München, 2003.

- [12] J.-P. BIENAIME: *UMTS/IMT-2000 vs. WLAN competitive or complementary*. In: *ITU-BDT Sub-regional seminar proceedings*, Ljubljana, 2003. Paper 1.5.1.
- [13] L. MA, F. YU, V. LEUNG UND T. RANDHAWA: *A new method to support UMTS/WLAN vertical handover using SCTP*. In: *Symposium on wireless ad hoc, sensor, and wearable networks Proceedings*, Lake Buena Vista, 2003. Paper 11C-1.
- [14] P.L. ALONSO: *Technical and business comparison of cellular, wireless LAN and Bluetooth*. In: *Conference Proceedings of Segundas Jornadas Internet de nueva generacion*, Seiten 317 – 321, Madrid, 2002.
- [15] E. PECH UND M.R. ESSER: *Mobile Business - was bleibt nach dem Hype?* Diebold Management Report, Seiten 10–13, 2002.
- [16] S. THOMA UND P. VERWEYEN: *WLAN hotspots: Bedrohungspotential für UMTS oder Ergänzung*. Technischer Bericht, TU München, 2003.
- [17] TU BERLIN: *UMTS networks*, 2003. Seminarunterlagen.
- [18] S. GRASSI, L. BESACIER, A. DUFAUX, M. ANSORGE UND F. PELLADINI: *Influence of GSM speech coding on the performance of text-independent speaker recognition*. In: *EUSIPCO Conference Proceedings*, Seiten 437– 440, Tampere, 2000.
- [19] A.S. BROWN, N.M. JOKERST, M.A. BROOKE, T. KUECH UND T.S. KUAN: *Materials to microsystems: heterogeneous integration technologies*. In: *GaAs Conference Proceedings*, München, 2003. 159 – 162.
- [20] L.F. EASTMAN: *Experimental power-frequency limits of AlGaN/GaN HEMTs*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 2273 – 2275, Seattle, 2002.
- [21] W. NAGY, J. BROWN, R. BORGES UND S. SINGHAL: *Linearity characteristics of microwave power GaN HEMTs*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 51, no. 2, Seiten 660–664, 2003.
- [22] R. BORGES: *Gallium nitride electronic devices for high-power wireless applications*. *RF + Microwaves*, Seiten 72–82, 2001.
- [23] K. JOSHIN, T. KIKKAWA, H. HAYASHI, T. MANIWA, S. YOKOHAWA, M. YOKOHYAMA, N. ADACHI UND M. TAKIKAWA: *A 174 W high-efficiency GaN HEMT power amplifier for W-CDMA base station application*. In: *IEDM Technical Digest*, Seiten 12.6.1– 12.6.3, Washington, D.C., 2003.
- [24] W.L. PRIBBLE, J.W. PALMOUR, S.T. SHEPPARD, R.P. SMITH, S.T. ALLEN UND J. MILLIGAN: *Applications of SiC MESFETs and GaN HEMTs in power amplifier design*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1819 – 1822, Seattle, 2002.

- [25] J. HEWETT: *Tiny LEDs line up in largest array*. Compound Semiconductor, Seiten 11–11, 2003.
- [26] S.J. PEARTON, C.R. ABERNATHY, M.E. OVERBERG, G.T. THALER, A.H. ONSTINE, B.P. GILA, F. REN, B. LOU UND J. KIM: *New applications for gallium nitride*. Materials today, Seiten 24–31, 2002.
- [27] O. AMBACHER, A. LINK, M. HERRMANN, J. STEINHOFF, M. EICKHOFF, M. STUTZMANN, J.R. SHEALY, W. SCHAFF UND L.F. EASTMAN: *Pyroelectronics: AlGa_N/Ga_N based heterostructures for sensors, high frequency, high power HEMTs and RTDs*. In: *SODC Conference Proceedings*, Seiten IV/1 – IV/3, Nanjing, 2002.
- [28] U.K. MISHRA, P. PARIKH UND Y. F. WU: *AlGa_N/Ga_N HEMTs: An overview of device operation and applications*. California, 2002. class files.
- [29] Y. ANDO, Y. OKAMOTO, K. HATAYA, T. NAKAYAMA, H. MIYAMOTO, T. INOUE UND M. KUZUHARA: *12 W/mm recessed-gate AlGa_N/Ga_N heterojunction field-plate FET*. In: *IEDM Technical Digest*, Seiten 23.1.1 – 23.1.4, Washington, D.C., 2003.
- [30] S. NUTTINCK, S. PINEL, E. GEBARA, J. LASKAR UND M. HARRIS: *Cryogenic investigation of current collapse in AlGa_N/Ga_N HFETs*. In: *GaAs Conference Proceedings*, Seiten 213 – 215, München, 2003.
- [31] V. TILAK, B. GREEN, V. KAPER, H.KIM, T. PRUNTY, J. SMART, J. SHEALY UND L.F. EASTMAN: *Influence of barrier thickness on the high-power performances of AlGa_N/Ga_N HEMTs*. IEEE Electron Device Letters, vol. 22, no. 11, 2001. 504 – 506.
- [32] W.N. MWEMA: *A reliable optimization-based model parameter extraction approach for GaAs-based field-effect-transistors using measurement-correlated parameter starting values*. Doktorarbeit, Universität Kassel, 2002.
- [33] J. VERSPECHT, F. VERBEYST UND M. VANDEN BOSSCHE: *Large signal measurements: Going beyond S-parameters*. In: *56th ARFTG Conference Digest*, Boulder, 2000. Session Th.I.3.
- [34] F. VAN RAAY: *Fehlerkorrigiertes 20 GHz Signalformmesssystem zur direkten Großsignalanalyse von Mikrowellen-Feldeffekttransistoren*. Doktorarbeit, Universität Kassel, 1990.
- [35] FOCUS MICROWAVES: *Instrument simplify load pull testing og high power transistors*. Applied microwave and wireless, Seiten 84 – 92, 1999.
- [36] MAURY MICROWAVE: *ATTS: active load pull system for characterisation of power devices*, 2001. application note 5c-046.

- [37] AGILENT TECHNOLOGIES: *8510XF network analyzer systems operating and service manual*, 2004.
- [38] O. WOHLGEMUTH, M.J.W. ROTHWELL, J. BRAUNSTEIN UND M. SCHLECHT-
WEG: *Active probes for network analysis within 70 - 230 GHz*. IEEE Transactions
on MTT, vol. 47, no.12, Seiten 2591–2598, 1999.
- [39] O. WOHLGEMUTH, M.J.W. ROTHWELL, J. BRAUNSTEIN UND M. SCHLECHT-
WEG: *Active probes for 2-port network analysis within 70-230 GHz*. In: *IEEE
MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1635 – 1638, Anaheim, 1999.
- [40] PICOPROBE BY GGB INDUSTRIES INC.: *Picoprobe model 220 microwave probe*,
2003.
- [41] B. BUNZ UND G. KOMPA: *Bias investigation for stable frequency triplers*. In:
MIOP the german wireless week Conference Proceedings, Seiten 67 – 70, Stutt-
gart, 2001.
- [42] A. WERTHOF, H. TISCHER UND T. GRAVE: *High gain PHEMT frequency doub-
ler for 76 GHz automotive radar*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten
107 – 109, Phoenix, 2001.
- [43] S.A. MAAS: *Nonlinear Microwave and RF circuits*. Artech House, Boston, Lon-
don, 2003.
- [44] M.T. FABER, J. CHRAMIEC UND M.E. ADAMSKI: *Microwave and millimeter-
wave diode frequency multipliers*. Artech House, Boston, London, 1995.
- [45] G. ZHANG, R.D. POLLARD UND C.M. SNOWDEN: *A novel technique for HEMT
tripler design*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 663 – 666, San Fran-
cisco, 1996.
- [46] P.L. NTAKE UND D. R. CONN: *Frequency multiplication by a pin diode when
driven into Avalanche breakdown*. IEEE Transactions on MTT, vol. 23, no.6,
Seiten 477–485, 1975.
- [47] P.J. KOH, W.C.B. PEATMAN UND T.W. CROWE: *Millimeter wave tripler eva-
luation of a metal/2DEG Schottky diode varactor*. IEEE Microwave and Guided
Wave Letters, vol.5, no.2, Seiten 73 – 75, 1995.
- [48] D. W. PORTERFIELD, T. W. GROWE, R.F. BRADLEY UND N.R. ERICK-
SON: *A high-power fixed-tuned millimeter-wave balanced frequency doubler*. IEEE
Transactions on MTT, vol. 47, no.4, Seiten 419–425, 1999.
- [49] J. STAKE, S. H. JONES, L. DILLNER, S. HOLLUNG UND E.L. KOLLBERG:
Heterostructure barrier varactor design. IEEE Transactions on MTT, vol. 48,
no.4, Seiten 677–682, 2000.

- [50] X. MELIQUE, A. MAESTRINI, E. LHEURETTE, P. MOUNAIX, M. FAVREAU, O. VANBESIEN, J.M. GOUTOULE, G. BEAUDIN, T. NAEHRI UND D. LIPPENS: *12 per cent efficiency and 9.5 dBm output power from InP-based heterostructure barrier varactor triplers at 250 GHz*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 123 – 126, Anaheim, 1999.
- [51] S.A. MAAS: *The RF and microwave circuit design cookbook*. Artech House, Boston, London, 1998.
- [52] M. FERNANDEZ, E. DELOS, S. ARSCOTT UND D. LIPPENS: *Monolithic coplanar transmission lines loaded by heterostructure barrier varactors for a 60 GHz Tripler*. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no.12, Seiten 498–500, 2001.
- [53] E. CAMARGO: *Design of FET frequency multipliers and harmonic oscillators*. Artech House, Boston, London, 1998.
- [54] L. HOBERG: *Multiplier circuits keep phase clean*. *Microwaves*, Seiten 71– 81, 1982.
- [55] J.R. JONES, W.L. BISHOP, S.H. JONES UND G.B. TAIT: *Planar Multibarrier 80/240 GHz heterostructure barrier varactor triplers*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 45, no. 4, Seiten 512 – 518, 1997.
- [56] X. MELIQUE, A. MAESTRINI, R. FARRE, P. MOUNAIX, O. VANBESIEN, J.-M. GOUTOULE, F. MOLLOT, G. BEAUDIN, T. NÄHRI UND D. LIPPENS: *Fabrication and performance of InP-based heterostructure barrier varactors in a 250 GHz waveguide tripler*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 48, no.6, Seiten 1000–1006, 2000.
- [57] C.H. PAGE: *Frequency conversion with positive nonlinear resistors*. *Journal National Bureau of Standards*, vol.56, Seiten 179 – 182, 1956.
- [58] R.H. PANTELL: *General power relationships for positive and negative nonlinear resistive elements*. *Proceedings of the IRE*, Seiten 1910 – 1913, 1958.
- [59] MITEQ: *Passive frequency doubler MXM080160*, 2000.
- [60] J. THORNTON, C.M. MANN UND P. DE MAAGT: *Optimization of a 250-GHz Schottky tripler using novel fabrication and design techniques*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 46, no.8, Seiten 1055–1061, 1998.
- [61] S.A. CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT UND L. P. JALLET: *An active millimeter load-pull measurement system using two six-port reflectometers operating in the W-frequency band*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 51, no. 3, Seiten 408 – 412, 2002.
- [62] K. RAUSCHENBACH, C.A. LEE UND M.V. SCHNEIDER: *High-frequency efficient reflection multiplier*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 39, no.3, Seiten 575–579, 1991.

- [63] M. MORGAN UND S. WEINREB: *A full waveguide band MMIC tripler for 75-110 GHz*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 103 – 106, Phoenix, 2001.
- [64] M. COHN, R.G. FREITAG, H.G. HENRY, J.E. DEGENFORD UND D.A. BLACKWELL: *A 94 GHz MMIC tripler using anti-parallel diode arrays for idler separation*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 763 – 766, San Diego, 1994.
- [65] J. TUOVINEN UND N.R. ERICKSON: *Analysis of a 170 Ghz frequency doubler with an array of planar diodes*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 43, no.4, Seiten 962–968, 1995.
- [66] Y. PARK, K.M. LOW UND J.S. KENNEY: *Digital predistortion linearization of frequency multipliers*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1695 – 1698, Philadelphia, 2003.
- [67] B. TZENG, C.-H. LIEN, H. WANG, Y.-C. WANG, P.-C. CHAO UND C.-H. CHEN: *A 1-17 GHz InGaP-GaAs HBT MMIN analog multiplier and mixer with broad-band input-matching networks*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 50, no.11, Seiten 2564–2568, 2002.
- [68] K.W. KOBAYASHI, R.M. DESROSIERS, A. GUTIERREZ-AITKEN, J.C. COWLES, B. TANG, L.T. TRAN, T. RAY BLOCK, A.K. OKI UND D.C. STREIT: *A DC-20 GHz InP HBT balanced analog multiplier for high-data-rate direct-digital modulation and fiber-optic receiver applications*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 48, no.2, Seiten 194–202, 2000.
- [69] B. THIBAUD, D. BARATAUD, M. CAMPOVECCHIO, J.M. NEBUS, S. TRANCHANT, P. QUENTIN UND D. FLORIOT: *CAD oriented design of frequency multipliers. Application to a millimeterwave MMIC PHEMT tripler and a microwave HBT doubler*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1747 – 1750, Anaheim, 1999.
- [70] C. BEAULIEU: *Millimeter wave broadband frequency tripler in GaAs/InGaP HBT technology*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1581 – 1584, Boston, 2000.
- [71] S.P.O. BRUCE, A. RYDBERG, M. KIM, F.J. BEISSWANGER, J.-F. LUY, H. SCHUMACHER, U. ERBEN, M. WILLANDER UND M. KARLSTEEN: *Design and realisation of a millimeter-wave Si/SiGe HBT frequency multiplier*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 46, no.5, Seiten 695–700, 1998.
- [72] H. DE LOS SANTOS, D.D. NARDI, K.L. HARGROVE, M. HAFIZI UND W.E. STANCHINA: *High-efficiency InP-based DHBT active frequency multipliers for wireless communications*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 44, no.7, Seiten 1165–1167, 1996.

- [73] T.L. NGUYEN: *Injection-locked oscillator as frequency multiplier for millimeter-wave applications*. In: *IEEE Symposium on Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC)*, Seiten 245 – 248, Monterey, 1999.
- [74] B. BUNZ UND G. KOMPA: *Design of balanced hybrid C-band MESFET-based frequency tripler*. In: *32th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 1013 – 1016, Milan, 2002.
- [75] B. BUNZ UND G. KOMPA: *A stability ensuring design approach for frequency triplers*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 111 – 114, Phoenix, 2001.
- [76] D. ALLEN, D. BRYANT UND D. GAIEWSKI: *25.5 to 76.5 GHz active frequency tripler for automotive radar applications*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 2233 – 2236, Philadelphia, 2003.
- [77] D. BACHELET, A. BOUDIAF UND C. RUMELHARD: *Low phase noise 38 GHz P-HEMT-based frequency tripler*. In: *30th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 85 – 87, Paris, 2000.
- [78] R.J. WEBER: *Introduction to microwave circuits*. IEEE Press, New York, 2001.
- [79] L.T. WURTZ: *GaAs FET and HEMT small-signal parameter extraction from measured S-parameters*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no.4, Seiten 655–658, 1994.
- [80] A. NAMAHOOT: *Design of a hybrid-balanced 8/24 GHz frequency tripler*. Diplomarbeit, Universität Kassel, 2002.
- [81] H. FUDEM, UND E.C. NIEHENKE: *Novel millimeter wave active MMIC triplers*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 387 – 390, Baltimore, 1998.
- [82] Y. CAMPOS-ROCA, L. VERWEYEN, M. NEUMANN, M. FERNANDEZ-BARCIELA, M.C. CURRAS-FRANCOS, E. SANCHEZ-SANCHEZ, A. HÜLSMANN UND M. SCHLECHTWEG: *Coplanar PHEMT MMIC frequency multipliers for 76-GHz automotive radar*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, no. 6, Seiten 242 – 244, 1999.
- [83] L.-I. MING-XIANG UND G.E. JIAN-MIN: *5.28 - 6.0 GHz twelfth frequency multiplier with higher suppression of harmonics*. In: *Proceedings of the 3rd International Conference on Microwave and Millimeterwave Technology*, Seiten 970–973, Beijing, 2002.
- [84] R. TEMPEL, W. LÜTKE, J. HERRMANN UND I. WOLFF: *MMICs for sensor applications*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 277 – 280, San Francisco, 1996.
- [85] O. VON STEIN UND J. SHERMAN: *Odd order MESFET Multipliers with broadband, efficient, low spurious response*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 667 – 670, San Francisco, 1996.

- [86] I. SCHMALE UND G. KOMPA: *A symmetric non-quasi-static large-signal FET model with a truly consistent analytic determination from DC- and S-parameter data*. In: *29th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 258 – 261, München, 1999.
- [87] J. E. PENN: *Power efficient MMIC frequency triplers*. *Microwave Journal*, Seiten 70 – 84, 2001.
- [88] B. THIBAUD, M. CAMPOVECCHIO, J.M. NEBUS, S. TRANCHANT, P. QUENTIN UND J. OBREGON: *Nouvelle methode de conception de multiplicateurs de frequence. Application à la conception d'un tripleur millimetrique en technologie MMIC (in french)*. In: *Proceedings of onzièmes journées nationales microondes*, Arcachon, 1999. JNM-99-20.
- [89] J. HENKUS, R. OVERDUIN UND P.J. KOOMEN: *A wideband tripler for X-band in microstrip*. *Microwave Journal*, Seiten 97 – 103, 1979.
- [90] K.J. CHEN: *Microwave-frequency operation of resonant tunnelling high electron mobility transistors*. In: *IEEE Electron Devices Meeting Proceedings*, Seiten 106 – 109, Hong Kong, 1997.
- [91] O.V. BOTSULA, V.V. MEDVEDEV UND E.D. PROKHOROV: *Multiplication of frequency in the MM-wave range by using resonance-tunnel diodes*. In: *Symposium Digest on Physics and Engineering of Millimeter and Sub-millimeter Waves*, Seiten 783 – 784, Kharkov, 2001.
- [92] K.J. CHEN, K. MAEZAWA UND M. YAMAMOTO: *High-frequency small-signal and large-signal characteristics of resonant tunnelling high electron mobility transistors (RTHEMT)*. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol.44, Seiten 2038 – 2040, 1997.
- [93] R. BOUREGBA, D. LIPPENS, L. PALMATEER, E. BOCKENHOFF, M. BOGEY, J.L. DESTOMBES UND A. LECLUSE: *Frequency multiplication using resonant tunnelling diode with output at submillimeter wavelengths*. *IEEE Electronics Letters*, vol.34, Seiten 1434 – 1436, 1990.
- [94] S. SEN, F. CAPASSO, A.Y. CHO UND D.L. SIVCO: *Multiple-state resonant-tunnelling bipolar transistor operating at room temperature and its application as a frequency multiplier*. *IEEE Electronic Device Letters*, vol. 9, Seiten 533 – 535, 1988.
- [95] K.J. CHEN UND M. YAMAMOTO: *Frequency multipliers using InP-based resonant-tunnelling high electron mobility transistors*. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 17, no. 5, Seiten 235 – 238, 1996.
- [96] Y. ZHANG: *Broadband frequency tripler for large signal measurement load-pull system*. Diplomarbeit, Universität Kassel, 2003.

- [97] M. DANESH, F. GRUSON, P. ABELE UND H. SCHUMACHER: *Differential VCO and frequency tripler using SiGe HBTs for the 24 GHz ISM band*. In: *IEEE Symposium on Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC)*, Seiten 277 – 280, Philadelphia, 2003.
- [98] D.L. LE, F.M. GHANNOUCHI UND R.G. BOSISIO: *A novel approach for designing GaAs FET frequency multipliers with optimum conversion gain and power efficiency*. *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, no. 9, Seiten 403 – 408, 1992.
- [99] I. SCHMALE UND G. KOMPA: *Understanding FET frequency doubler operation through a non-linear signal-flow analysis*. In: *International IEEE workshop on MMIC Design, Packaging, and System Applications Dig.*, Seiten 43 – 44, Freiburg im Breisgau, 1998.
- [100] J.P. MIMA UND G.R. BRANNER: *Microwave frequency tripling utilizing active devices*. In: *Proceedings of the 42nd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seiten 1048 – 1051, Las Cruces, 1999.
- [101] G. ZHAO, S. EL-RABAIE UND F.M. GHANNOUCHI: *The effects of biasing and harmonic loading on MESFET tripler performance*. *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 9, no. 4, Seiten 189 – 194, 1995.
- [102] D.G. THOMAS UND G.R. BRANNER: *Optimization of active microwave frequency multiplier performance utilizing harmonic termination impedances*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 44, no. 12, Seiten 2617 – 2624, 1996.
- [103] A. BOUDIAF, D. BACHELET UND C. RUMELHARD: *38 GHz MMIC PHEMT-based tripler with low phase-noise properties*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 509 – 512, Boston, 2000.
- [104] I. SCHMALE: *Entwicklung eines konsistenten elektrothermischen Großsignalmodells für Feldeffekttransistoren als Grundlage für den Entwurf von zuverlässigen Entwurf monolithischer Frequenzverdoppler*. Doktorarbeit, Universität Kassel, 1999.
- [105] E. O’CIARDHA, S. U. LIDHOLM UND B. LYONS: *Generic-device frequency-multiplier analysis - a unified approach*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 48, no. 7, Seiten 1134 – 1141, 2000.
- [106] Y. CAMPOS-ROCA, L. VERWEYEN, M. FERNANDEZ-BARCIELA, E. SANCHEZ, M.C. CURRAS-FRANCOS, W. BRONNER, A. HÜLSMANN UND M. SCHLECHT- WEG: *An optimized 25.5 - 76.5 GHz PHEMT-based coplanar frequency tripler*. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 6, Seiten 242 – 244, 2000.
- [107] R.H. JANSEN, A. JOHN, Y.H. KIM, G. KAHMEN UND U. AKPINAR: *MMIC design, modeling and verification for the development of a 35 GHz T/R module*. In: *IEE Colloquium on MM-wave circuits and technology for Commercial applications*, Seiten 6/1 – 6/6, London, 1999.

- [108] AGILENT TECHNOLOGIES: *Advanced Design System User Guide*, 2003.
- [109] W. CURTICE: *A MESFET model for use in the design of GaAs Integrated Circuits*. IEEE Transactions on MTT, vol. 28, no.5, Seiten 448–456, 1980.
- [110] W. CURTICE UND M. ETTENBERG: *A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers*. IEEE Transactions on MTT, vol. 33, no.12, Seiten 1383–1394, 1985.
- [111] TRIQUINT SEMICONDUCTORS: *TOM model: Triquint scaleable nonlinear GaAs FET model, Components: nonlinear devices*, 2003.
- [112] A. MATERKA UND T. KACPRZAK: *Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics*. IEEE Transactions on MTT, vol. 33, no.2, Seiten 129–135, 1985.
- [113] D. ROOT, S. FAN UND J. MEYER: *Technology independent large signal non quasi-static FET models by direct construction from automatically characterized device data*. In: *21st European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 927 – 930, Stuttgart, 1991.
- [114] I. ANGELOV: *Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model extraction procedure. Part A: Extraction of the current part of the model*. Technischer Bericht, Chalmers University, 1996.
- [115] I. ANGELOV: *Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model -extraction procedure. Part B: Extraction of the capacitive and dispersive parts of the model*. Technischer Bericht, Chalmers University, 1996.
- [116] APPLIED WAVE RESEARCH: *Microwave Office User Guide*, 2003.
- [117] AGILENT TECHNOLOGIES: *Advanced Design System Manual Circuit Simulation Chapter 7: Harmonic Balance Simulation*, 2003.
- [118] J.P. MIMA UND G.R. BRANNER: *Synthesis of active microwave frequency triplers*. In: *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seiten 20 – 22, Lansing, 2000.
- [119] M.L. EDWARDS UND J.H. SINSKY: *A single stability parameter for linear 2-port circuits*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 885 – 888, Albuquerque, 1992.
- [120] M.L. EDWARDS, S. CHENG UND J. H. SINSKY: *A deterministic approach for designing conditionally stable amplifiers*. IEEE Transactions on MTT, vol. 43, no. 7, Seiten 1567 – 1575, 1995.
- [121] M.L. EDWARDS UND S. CHENG: *Conditionally stable amplifier design using constant μ -contours*. IEEE Transactions on MTT, vol. 44, no. 12, Seiten 2634 – 2640, 1996.

- [122] D.M. KLYMYSHYN UND Z. MA: *Active frequency-multiplier design using CAD*. IEEE Transactions on MTT, vol. 51, no. 4, Seiten 1377 – 1385, 2003.
- [123] D. BACHELET, A. BOUDIAF UND C. RUMELHARD: *Etude et realisation d'un nouveau tripleur de frequence a 38 GHz en technologie MMIC (in french)*. In: *Proceedings of onzièmes journées nationales microondes*, Arcachon, 1999. JNM-99-18.
- [124] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION: *Comission proposes to redesignate portions of the 18 GHz band; allow blanket licensing of fixed satellite service earth stations in the Ka-band; and allocate additional spectrum for the broadcast satellite service*, 09 1998. Report No. IN 98-52.
- [125] REGULIERUNGSBEHÖRDE FÜR TELEKOMMUNIKATION UND POST: *Nutzungsbedingungen für Frequenzen im Bereich 17.7 - 19.7 GHz für Richtfunk*, 01 2002. Mitteilung Nr. 20/2002.
- [126] R. GADDI, P.J. TASKER UND J.A. PLA: *Direct extraction of LDMOS small signal parameters from off-state measurements*. Electronics Letters, Seiten 1964–1966, 2000.
- [127] A.E. PARKER UND J.G. RATHMELL: *Novel technique for determining Bias, Temperature and frequency dependence of FET characteristics*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 993 –996, Seattle, 2002.
- [128] J. VERSPECHT, F. VERBEYST UND M. VANDEN BOSSCHE: *Measurement based behavioral modeling of components under modulated large-signal operating conditions*. In: *30th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 29 – 32, Paris, 2000.
- [129] J.M. CUSACK, S.M. PELOW UND B.S. PERLMAN: *Automatic load contour mapping for microwave power transistors*. IEEE Transactions on electron devices, vol. 22, no. 12, Seiten 1146–1152, 1974.
- [130] Y. TAKAYAMA: *A new load-pull chaacterisation method for microwave power transistors*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 218 – 220, New York, 1976.
- [131] G.P. BAVA, U. PISANI UND V. POZZOLO: *Source-pull technique at microwave frequencies*. Electronics Letters, vol.20, Seiten 4–4, 1984.
- [132] G.P. BAVA, U. PISANI UND V. POZZOLO: *Automatic set-up for load-pull and source-pull characterisation of microwave devices*. In: *SBMO Int. Microwave Symposium Digest*, Seiten 1059 – 1064, Rio de Janeiro, 1987.
- [133] R.B. STANCLIFF UND D.P. POULIN: *Harmonic load-pull*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 185 – 187, Orlando, 1979.

- [134] D.J. WILLIAMS, J. LECKEY UND P.J. TASKER: *A study on the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1841 – 1844, Seattle, 2002.
- [135] G. MADONNA UND A. FERRERO: *Simple technique for measuring source reflection coefficient while characterizing active devices*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 50, no. 2, Seiten 564 – 569, 2002.
- [136] D.-L. LE UND F.M. GHANNOUCHI: *Multitone characterization and design of FET resistive mixers based on combined active source-pull/load-pull techniques*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 46, no. 9, Seiten 1201 – 1208, 1998.
- [137] MAURY MICROWAVE: *Decive characterisation with harmonic source and load pull*, 2000. application note 5c-044.
- [138] P. COLANTONIO, F. GIANNINI, E. LIMITI UND V. TEPPATI: *An approach to harmonic load- and source-pull measurements for high-efficiency PA design*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 52, no.1, Seiten 191–198, 2004.
- [139] J. BENEDIKT, R. GADDI, P.J. TASKER, M. GROSS UND M. ZADEH: *High-power time-domain measurement system with active harmonic-load pull for high-efficiency ase-station amplifier design*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 2617 – 2624, Boston, 2000.
- [140] B. BUNZ UND G. KOMPA: *Active load pull with fourth harmonic tuning based on an IQ modulator concept*. In: *33th European Microwave Conference Proceedings*, Seiten 359 – 361, München, 2003.
- [141] A. FERRERO, G. MADONNA UND U. PISANI: *Recent technological advances for modular active harmonic load-pull measurement systems*. In: *GaAs Conference Proceedings*, München, 1999. 403 – 406.
- [142] C. ARNAUD, D. BARATAUD, J.M. NEBUS, J.-P. TEYSSIER, J.-P. VILLOTTE UND D. FLORIOT: *An active pulsed RF and pulsed DC load-pull system for the characterisation of power transistors used in coherent radar and communication systems*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1463 – 1466, Boston, 2000.
- [143] J.-P. TEYSSIER, P. BOUYASSE, Z. OUARCH, D. BARATAUD, T. PEYRETAILLARDE UND R. QUERE: *40-GHz/150-ns versatile pulsed measurement system for microwave transistor isothermal characterization*. *IEEE Transactions on MTT*, vol. 46, no. 12, Seiten 2043 – 2052, 1998.
- [144] ATN MICROWAVE: *A load pull system with harmonic tuning*. *Microwave Journal*, vol. 39, no. 3, Seiten 128–132, 1996.
- [145] ATN MICROWAVE: *A load pull system for digital mobile radio power amplifiers*. *Microwave Journal*, vol. 38, no. 3, Seiten 116–118, 1995.

- [146] R. QUAY. private Mitteilung.
- [147] MAURY MICROWAVE: *LP series: load pull series*, 2002. technical data 4T-081.
- [148] J. CONRAD UND J. BROWNE: *Analyzing antennas with the ATS*. Microwaves and RF, Seiten 268–268, 1987.
- [149] MAURY MICROWAVE: *Device characterization using the automated tuner system (ATS)*, 1999. technical data 5C-030.
- [150] J. SEVIC: *A sub 1 Ohm load-pull quarter wave prematching network based on a two-tier TRL calibration*. In: *ARFTG Conference Proceedings*, Seiten 73 – 81, Baltimore, 1998.
- [151] MAURY MICROWAVE: *Pre-matching network based on a two-tier TRL calibration*, 1999. technical data 5A-036.
- [152] MAURY MICROWAVE: *Importance of 2nd harmonic tuning for power amplifier design*, 1996. application note 5c-045.
- [153] MAURY MICROWAVE: *Large-signal network analyser - bringing reality to waveform engineering*, 2003. technical data 4T-090 revA.
- [154] MAURY MICROWAVE: *Large-signal network analyser technology - preliminary product overview*, 2003. application note 5C-052.
- [155] E. ALEKSEEV, D. PAVLIDIS UND C. TSIRONIS: *W-band on-wafer load-pull measurement system and its application to HEMT characterisation*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1479 – 1482, Baltimore, 1998.
- [156] D.W. BAKER, R.S. ROBERTSON, R.T. KIHM, M. MATLOUBIAN, M. YU UND R. BOWEN: *On-wafer load pull characterisation of W-band InP HEMT unit cells for CPW MMIC medium power amplifiers*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1743 – 1746, Anaheim, 1999.
- [157] FOCUS MICROWAVES: *Prematching tuners for very high SWR and power load pull measurements*. Microwave Journal, Seiten 176–178, 2000.
- [158] FOCUS MICROWAVES: *Long and short term tuner accuracy and calibration repeatability*, 1999. product note 50.
- [159] C. TSIRONIS UND R. MEIERER: *Load-pull tuners are frequency selective*. Microwaves and RF, Seiten 97 – 100, 2004.
- [160] FOCUS MICROWAVES: *Basics on load pull and noise measurements*, 1996. application note 8.
- [161] FOCUS MICROWAVES: *ALPS, an active load pull system for PCN applications*, 1996. product note 33.

- [162] R. HAJJI, F. BEAUREGARD UND F.M. GHANNOUCHI: *Multitone power and intermodulation load-pull characterization of microwave transistors suitable for linear SSPAs design*. IEEE Transactions on MTT, vol. 45, no.7, Seiten 1093–1099, 1997.
- [163] D.-L. LE UND F.M. GHANNOUCHI: *Source-pull measurements using reverse six-port reflectometers with application to MESFET mixer design*. IEEE Transactions on MTT, vol. 42, no. 9, Seiten 1589 – 1595, 1994.
- [164] F. VAN RAAY UND G. KOMPA: *Combination of waveform and load-pull measurements*. In: *IEEE Workshop on experimentally based FET device modelling and related nonlinear circuit design*, Seiten 10.1 – 10.11, Kassel, 1997.
- [165] AGILENT TECHNOLOGIES: *HP 71500A Microwave Transition Analyser User Guide*, 1995.
- [166] B. HUGHES UND P. TASKER: *Improvements to on-wafer noise parameter measurements*. In: *ARFTG Conference Proceedings*, Seiten 16 – 25, Monterey, 1990.
- [167] F. VAN RAAY UND G. KOMPA: *Design and stability test of a 2-40 GHz frequency doubler with active balun*. In: *IEEE MTT-S Symposium Digest*, Seiten 1573 – 1576, Boston, 2000.
- [168] HEWLETT PACKARD: *HP 8510C operating and service manual*, 1987.
- [169] CASCADE MICROTECH: *Wafer prober 42 User Guide*, 1993.
- [170] AGILENT TECHNOLOGIES: *Agilent 8510 Network Analyser System Manual*, 2003.
- [171] HEWLETT PACKARD: *HP 437B power meter operating manual*, 1991.
- [172] HEWLETT PACKARD: *HP 71500 series Reference Guide*, 1992.
- [173] JAN VERSPECHT: *Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices*. Doktorarbeit, Vrije Universiteit Brussel, 1995.
- [174] UNIVERSITÄT KASSEL: *Large signal measurement software for waveform and load-pull measurement of nonlinear microwave two-ports GS+LP-MESS2, documentation: software and hardware*, 2001.
- [175] I.N. BRONSTEIN UND K.A. SEMENDJAJEW: *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, Frankfurt/Main, 2000.
- [176] S.J. HANSON: *A stochastic version of the delta rule*. In: *Proceedings of the ninth annual international conference of the center for nonlinear studies on self-organizing, collective, and cooperative phenomena in natural and artificial computing networks on emergent computation*, Seiten 265 – 272, Los Alamos, 1990.
- [177] FRAUNHOFER INSTITUT INTEGRIERTE SCHALTUNGEN. RFIC-Projekt Breitband-IQ-Modulator in GaAs.

- [178] H. MEINKE UND F.W. GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [179] R. KORIES UND H. SCHMIDT-WALTER: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Harri Deutsch Verlag, Frankfurt, 2003.
- [180] F. VAN RAAY UND G. KOMPA: *Waveform measurements - the load pull aspect*. In: *55th ARFTG Conference Digest*, Boston, 2000. Paper Fr.I.3.
- [181] R. VETURY, N.Q. ZHANG, S. KELLER UND U.K. MISHRA: *The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGa_N/Ga_N HEMTS*. IEEE Transactions on electron devices, vol. 48, no.3, Seiten 560– 566, 2001.
- [182] T. MIZUTANI, Y. OHNO, M. AKITA, S. KISHIMOTO UND K. MAEZAWA: *A study on current collapse in AlGa_N/Ga_N HEMTs induced by Bias stress*. IEEE Transactions on electron devices, vol. 50, no.10, Seiten 2015– 2020, 2003.
- [183] G. KOMPA, A. AHMED, B. BUNZ, A. JARANDAL UND E. S. MENGISTU: *Hochleistungsmesstechnik zur Charakterisierung und Modellierung von Ga_N Leistungsbau-elementen und Leistungsverstärkern insbesondere unter dem Gesichtspunkt von Memory-Effekten (01BU385)*. Technischer Bericht, Universität Kassel, 2004. 1. Statusseminar Leitinnovation Mobile Internet-GaN-Elektronik.
- [184] E. PETTENPAUL: *GaAs a key RF technology - industrialisation and competition*. In: *EUMC Conference Proceedings*, Seiten 368– 373, Amsterdam, 1998.