

Charakterisierung von Leistungsverstärkern für die Entwicklung neuer und einfacher Vorverzerrungssysteme

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Norman Wolf

von der Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
- Dr.-Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr. Ben Juurlink

Gutachter: Prof. Dr. Heinrich Klar

Gutachter: Prof. Dr. Jan-Erik Müller

Gutachter: Prof. Dr. Georg Fischer

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 19. Oktober 2012

Berlin 2012

D83

Für meine Frau Jasmine und meine Kinder Amelie, Frederik und Jakob

Kurzfassung

Thema der vorliegenden Arbeit ist die Weiterentwicklung digitaler Vorverzerrungssysteme zur Realisierung einfacher Systeme für den Einsatz in Mobiltelefonen zukünftiger Generationen. Der Fokus dieser Arbeit liegt in der genauen Charakterisierung von Leistungsverstärkern in Hinblick auf eine einfache Vorverzerrung. Im Gegensatz zu herkömmlichen Ansätzen, die sich mit der Weiterentwicklung der Vorverzerrungsmodelle und nicht mit der Untersuchung des Verstärkers beschäftigen, werden hier die Nichtlinearitäten des Verstärkers genauer untersucht. Zum Einen ist es die Entscheidungsgrundlage für die Wahl des optimalen Vorverzerrungssystems und zum Anderen konnten damit Zusammenhänge erkannt werden, aus denen ein neues Vorverzerrungssystem zur Kompensation von Betriebsbedingungsschwankungen entwickelt wurde. Diese Aspekte sind in mobilen Geräten von entscheidender Bedeutung, weil nur sehr einfache Systeme aufgrund der Verlustleistungs- und Kostenanforderung umgesetzt werden können.

Zentrales Messobjekt ist ein CMOS-Leistungsverstärker, der eine hohe Effizienz und gleichzeitig eine starke Nichtlinearität aufweist. Für die präzise Untersuchung werden diskrete Kennlinien für die Darstellung der Amplituden- (AM-AM) und Phasenkennlinien (AM-PM) eingeführt. Diese können im Gegensatz zur Polynomdarstellung den Kennlinienverlauf exakt nachbilden. Neben der präzisen Erfassung der Nichtlinearitäten wird ein neues Verfahren für die Messung von Memoryeffekten (Speichereffekten) in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz vorgestellt. Es basiert auf der Auswertung der Schleifenöffnung von AM-AM- und AM-PM-Kennlinien bei Verwendung von Zweitonsignalen unter Variation der Zweitonaabstände. Damit ist es möglich, Memoryeffekte bei verschiedenen Modulationsfrequenzen zuverlässig zu detektieren und in Amplituden- und Phaseneffekte zu unterteilen. Diese Messmethode erlaubt, auch eine Zweitongfrequenz zu detektieren, bei der keine Memoryeffekte vorhanden sind. Eine speicherlose Vorverzerrung mit dieser Kennlinie liefert die besten Vorverzerrungsergebnisse. Bis zur maximalen Ausgangsspitzenleistung des Verstärkers konnten damit die Spezifikationen der untersuchten Standards EDGE, UMTS und WLAN mit ausreichender Marge eingehalten werden - trotz des Vorhandensein von Memoryeffekten.

In einem wesentlichen Teil der Arbeit werden erstmals die Auswirkungen aller beeinflussbaren Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität (AM-AM- und AM-PM-Kennlinie) untersucht. Dabei kann im Falle der Variation der Temperatur, des Tastverhältnisses, der Eingangsleistung und der Arbeitspunkteinstellung ein Skalierungsverhalten der Kennlinien festgestellt werden. Mit nur zwei betriebsbedingungsabhängigen Skalierungsfaktoren können damit alle Kennlinien in eine Gesamtkennlinie abgebildet werden. Daraus wird ein neues Vorverzerrungssystem entwickelt, das mit Hilfe dieser beiden Skalierungsfaktoren und nur einer inversen Verstärkerkennlinie die Änderung dieser Betriebsbedingung kompensieren kann. Eine korrekte Funktionsweise bei Variation der Umgebungstemperatur mit nahezu konstanter Verbesserung der linearen Ausgangsleistung in einem weiten Temperaturbereich von -30 °C bis 90 °C wird durch Messungen nachgewiesen.

Abstract

The goal of this thesis was to further enhance digital predistortion systems through a simpler implementation aiming for next generation mobile communication systems. The work focused on the accurate characterization of power amplifiers to derive a simple predistortion system. This is contrary to common approaches, that aim to improve the predistortion models without studying the non-linearities of the power amplifier in detail. The analysis of the non-linearities provided the necessary insights into the power amplifier properties to select an optimal predistortion system. On the other hand, dependencies were revealed that were used to develop a new predistortion method to compensate the variable operating conditions. Such optimizations and simple implementations are of particular importance due to the increasing demand for solutions with low power consumption and little integration costs.

The device under test was a CMOS power amplifier optimized for high efficiency. Hence, a strong non-linearity was present. For a precise investigation discrete characteristic curves were introduced to represent the amplitude characteristics (AM-AM) and phase characteristics (AM-PM). Unlike the polynomial representation, the discrete characteristic curves can exactly model any non-linearity. In addition to capturing non-linearities, a new method was introduced to measure memory effects as a function of modulation frequency. This is based on the analysis of the loop opening of the amplitude and phase characteristic curves under excitation with two tone signals. With this method memory effects at different modulation frequencies were detected and quantified. Even the distinction between amplitude or phase effects was possible. Furthermore, a modulation frequency was identified that does not exhibit memory effects. A memoryless predistortion with these characteristic curves resulted in the best predistortion performance of the investigated EDGE, UMTS and WLAN standards. Up to the maximum possible output power of the amplifier, the specification of these standards are fulfilled with sufficient margin despite of the still existing memory effects.

The impact of all influenceable operating conditions on the amplifier characteristic curves (AM-AM, AM-PM) were studied in detail for the first time. For varying temperature, duty cycle, input power and bias of the driver stage, a scaling behaviour was determined. With only two scaling factors all characteristic curves were mapped to one single characteristic curve. A new predistortion system was developed that is capable to predistort the amplifier applying these two scaling factors. Hence, only a single inverse amplifier characteristic curve is needed to compensate for the impact of operation condition variations. The system was tested by varying the ambient temperature. A constant improvement in linear output power was observed for the entire temperature range from $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $90\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Danksagung

Mein tiefer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Heinrich Klar. Er gab mir die Möglichkeit, an seinem Lehrstuhl mit einem großen Maß an fachlicher und organisatorischer Freiheit an diesem Thema zu arbeiten und zu promovieren. Die vorliegende Dissertation wäre nicht in dieser Form entstanden ohne Prof. Dr.-Ing. Jan-Erik Müller. Ihm möchte ich danken für die Möglichkeit im Rahmen des BMBF-Projektes „MxMobile“ eng mit der Infineon Technologies AG zusammenzuarbeiten. Mit seinem Wissen und seiner langen industriellen Erfahrung unterstützte er meine Arbeit maßgeblich und prägte zusätzlich die Richtung meiner Forschungsarbeiten.

Ein besonderer Dank gilt meinem ehemaligen Kollegen an der TU Berlin und Freund Stephan Leuschner. Mit unzähligen fachlichen Diskussionen hat er erheblich zur Beschleunigung der wissenschaftlichen Arbeit und zur Ideen- und Lösungsfindung beigetragen. In diesem Zusammenhang möchte ich die Kollegen Bernhard Sogl, Sandro Pinarello, Boris Kapfelsperger, Nazim Ceylan und Werner Simbürger von der COM Abteilung der Infineon Technologies AG (jetzt Intel Mobile Communications) erwähnen, die mir ein freundschaftliches und unkompliziertes Zusammenarbeiten ermöglichten und bei allen möglichen Anliegen immer Zeit für mich hatten.

Für das reibungslose Arbeiten am Lehrstuhl und den ungebrochenen Beistand während der Promotionszeit danke ich Uwe Voss, Werner Eschenberg und Renè Hartman. Für die wertvollen Kommentare, kritische Anmerkungen und Korrekturen, die der Arbeit den letzten Feinschliff gaben, möchte ich herzlich und im großen Maße meinen Eltern, meiner Schwester und Martin Geike danken.

Im Besonderen und von ganzem Herzen möchte ich meiner Frau sowie ihren und meinen Eltern danken. Sie gaben mir speziell in der Endphase der Promotion durch seelische und zeitliche Unterstützung die Kraft und das Durchhaltevermögen auf den lang hingezogenen letzten Metern zum Ziel und vor allem das Glück, ein Familienleben mit meinen drei Kindern neben der Promotion zu haben - die unerschöpfliche Quelle meiner Motivation.

x

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	V
Abstract	VII
Danksagung	IX
Inhaltsverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern	7
2.1 Kenngrößen für die Linearität	7
2.1.1 Allgemeine Kenngrößen von Leistungsverstärkern	7
2.1.2 Kenngrößen für die Bewertung des Modulationsspektrums	9
2.1.3 Fehlervektorbetrag (EVM)	11
2.1.4 AM-AM- und AM-PM-Kennlinien	12
2.2 Nichtlinearitäten in einem Leistungsverstärker	14
2.2.1 Nichtlinearitäten aufgrund der Verstärkertopologie	14
2.2.2 Nichtlinearitäten aufgrund der Transistoreigenschaften	17
2.2.3 Einfluss der Quell- und Lastimpedanz	18
3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker	21
3.1 Modellierung von Leistungsverstärkern	21
3.1.1 Modelle für statische Nichtlinearitäten	23
3.1.2 Modelle für Memoryeffekte	26
3.1.3 Weitere Modelle	30
3.2 Linearisierungskonzepte im Überblick	31
3.2.1 Vorwärtskopplung	32
3.2.2 Rückkopplung	32
3.2.3 Vorverzerrung	33
3.3 Digitale Vorverzerrungskonzepte	36
3.3.1 Bestimmung des Vorverzerrungsmodells	36
3.3.2 Speicherlose digitale Vorverzerrung	37
3.3.3 Speicherbehaftete digitale Vorverzerrung	39
3.3.4 Adaptive digitale Vorverzerrung	41
4 Messtechnik für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern	43
4.1 Zentrales Messobjekt	44
4.2 Messaufbau für die Charakterisierung und Linearisierung von Leistungs- verstärkern	45
	XI

INHALTSVERZEICHNIS

4.2.1	Konzept des Messprogramms	47
4.2.2	Kalibrierung der Dämpfungen	51
4.3	Charakterisierung mit einem Zweitonsignal	53
4.3.1	Demodulation eines zeitverzögerten Zweitonsignals	53
4.3.2	Phasenversatz der Trägerfrequenz	55
4.4	Verzögerungskompensation des Ausgangssignals	57
4.5	Erstellung präziser AM-AM- und AM-PM-Kennlinien	60
4.5.1	Erstellung diskreter Kennlinien	61
4.5.2	Erstellung einer Gesamtkennlinie aus Einzelkennlinien	63
4.6	Speicherlose digitale Vorverzerrung	66
4.6.1	Berechnung der LUT-Werte	67
4.6.2	Messergebnisse der speicherlosen Vorverzerrung	70
4.7	Zusammenfassung	75
5	Memoryeffekte in Leistungsverstärkern	77
5.1	Ursachen für Memoryeffekte	78
5.1.1	Thermische Memoryeffekte	78
5.1.2	Elektrische Memoryeffekte	79
5.1.3	Leitfaden für die Zuordnung möglicher Ursachen	81
5.2	Identifikation von frequenzabhängigen Memoryeffekten	81
5.2.1	Memorykurven als Maß für Memoryeffekte	82
5.2.2	Interpretation der Memorykurven	87
5.2.3	Messungenauigkeiten für große Zweitonabstände	88
5.2.4	Vergleich mit anderen Messmethoden	91
5.3	Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Zeitbereich	103
5.4	Langzeiteffekte	109
5.5	Auswirkungen der Memoryeffekte auf Standards verschiedener Bandbreiten	111
5.6	Zusammenfassung	116
6	Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität	119
6.1	Temperaturabhängigkeit	120
6.1.1	Temperaturabhängigkeit eines CMOS-Transistors	121
6.1.2	Messung und Simulation der temperaturabhängigen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien	123
6.1.3	Ursachen für das Skalierungsverhalten der Kennlinien	132
6.2	Einfluss der Eingangsleistung auf die Nichtlinearität	136
6.3	Einfluss des Tastverhältnisses auf die Nichtlinearität	138
6.4	Einfluss der Last auf die Nichtlinearität	140
6.4.1	Messergebnisse für ein VSWR von 3:1	141
6.4.2	Messergebnisse für ein VSWR von 5:1	148
6.5	Einfluss der Frequenz auf die Nichtlinearität	150
6.6	Einfluss der Arbeitspunkteinstellung auf die Nichtlinearität	153
6.7	Einfluss der Versorgungsspannung auf die Nichtlinearität	158
6.8	Einfluss der Prozessvariation auf die Nichtlinearität	162

6.9	Zusammenfassung	164
7	Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen	167
7.1	Generische Vorverzerrungssysteme für die Korrektur von Schwankungen der Betriebsbedingungen	167
7.2	Korrektur der Auswirkung von Betriebsbedingungschwankungen mit Skalierungsfaktoren	169
7.3	Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem ohne Signalrückkopplung	172
7.3.1	Implementierungsformen für kartesische und polare Basisbandsignale	173
7.3.2	Implementierungsformen für die Skalierungsfaktoren	173
7.3.3	Varianten der Kompensation der Kleinsignalverstärkungs- oder der Nichtlinearitätsschwankungen	176
7.4	Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem mit Signalrückkopplung	177
7.5	Simulation und Messung eines temperaturunabhängigen LUT-basierten Vorverzerrungssystems	180
7.5.1	Simulation des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems	180
7.5.2	Messergebnisse des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems	183
7.6	Zusammenfassung	189
8	Zusammenfassung und Ausblick	193
8.1	Eigener Beitrag	194
8.2	Ausblick	196
	Abkürzungsverzeichnis	199
	Symbolverzeichnis	203
	Literaturverzeichnis	205
	Publikationen	217
	Zur Person	219

1 Einleitung

In der heutigen Zeit ist ein Wegdenken der mobilen Kommunikation kaum noch vorstellbar. Fast jeder besitzt ein Mobiltelefon oder sogar ein Zweitgerät, um ständig und überall kommunizieren zu können. Mobiltelefone werden in immer größeren Stückzahlen verkauft, was ihren Preis weiter reduziert. Ein geringerer Preis lockt wiederum mehr Kunden an und erschließt neue Märkte.

Der wachsende Markt der Kommunikationselektronik setzt immer mehr Kapazitäten für die technologische Weiterentwicklung frei. Damit können die Kosten der bestehenden Technik verringert und neue Funktionen in das Produkt integriert werden. Mittlerweile sind moderne Geräte kleine Alleskönner (Smartphones), die mehr als mobile Computer genutzt werden als zum Telefonieren. Dabei spielt der Austausch von Daten eine immer wichtigere Rolle. Vor allem die internetbasierten Dienstleistungen (z.B. Internetradio, Internetfernsehen, Online-Navigation) und die Videoübertragungen sind jene Anwendungen mit dem größten Datenverkehr. Gerade diese Anwendungen werden in Zukunft eine noch wichtigere Rolle spielen.

Eine stetige Weiterentwicklung der Mobilfunkstandards sichert den Anspruch an steigende Datenübertragungsraten bei gleichzeitig steigender Nutzeranzahl. Waren es vor wenigen Jahren noch die 2G-Standards (GSM), so sind es heute die 3G-Standards (wie z.B. UMTS), die eine zeitgemäße Kommunikation ermöglichen. So bieten die meisten Netzbetreiber in Deutschland eine Übertragungsrate von 7,2 Mbit/s, wobei theoretisch bis zu 50 Mbit/s erreicht werden können. An den zukünftigen 4G-Standards, die eine Datenübertragung von bis zu 1 Gbit/s ermöglichen sollen, wird bereits intensiv geforscht. Vor allem die spektrale Effizienz wird immer weiter verbessert. Das begrenzte Band (Frequenzbereich), das für die Kommunikation zur Verfügung steht, wird somit effizienter genutzt, und die Netzkapazität erhöht sich. Die modernen Standards bedienen sich jener Modulationsarten, bei der nicht nur die Phase, sondern auch die Amplitude des Sendesignals für die Informationsübertragung genutzt werden. Diese Tatsache bedingt die Verwendung von linearen Leistungsverstärkern. Das bedeutet, dass während der Signalverstärkung die Amplitude und die Phase des Signals nicht bzw. nur vernachlässigbar beeinflusst werden dürfen. Darüber hinaus reduziert eine lineare Verstärkung auch die Störung benachbarter Kanäle auf ein Minimum.

Der Leistungsverstärker ist eine wichtige Komponente in einem mobilen Kommunikationssystem, um die gewünschte hohe Ausgangsleistung für die Antenne bereitzustellen. Der Entwurf eines Hochfrequenzverstärkers für die modernen Standards stellt eine große Herausforderung dar. Denn er muss eine hohe Linearität aufweisen, um die Amplituden- und Phaseninformationen des Sendesignals nicht zu verzerren. Dem gegenüber steht die Anforderung, einen geringen Stromverbrauch bzw. eine geringe Verlustleistung zu haben, um eine vernünftige Akkulaufzeit der mobilen Einheit (z.B. Mobiltelefon) sicherzustellen. Dabei ist der Leistungsverstärker eine der Komponenten in einem Kommunikationssystem, welche die meiste Verlustleistung erzeugen. Er besitzt jedoch den höchsten Wirkungsgrad im Bereich der maximal erreichbaren Ausgangsleistung. In diesem Bereich

1 Einleitung

zeigt der Verstärker jedoch ein Kompressionsverhalten, das zu einer hohen Nichtlinearität führt. Um bei der erforderlichen Ausgangsleistung die Linearitätsanforderungen zu erfüllen, wird der Verstärker üblicherweise überdimensioniert. Damit wird das Kompressionsverhalten auf Kosten höheren Stromverbrauchs, größerer Fläche und geringerer Effizienz verhindert.

Der Zielkonflikt zwischen Linearität und Effizienz kann durch eine Vorverzerrung gelöst werden. Hierbei wird der Verstärker auf eine hohe Effizienz optimiert, und die nötige Linearität wird mit Hilfe eines Vorverzerrungsverfahrens erreicht.

Die digitale Vorverzerrung ist die vielversprechendste Möglichkeit, die Linearität eines Kommunikationssystems zu gewährleisten. Sie ermöglicht es, beliebige Modelle und Techniken mit wählbarer Genauigkeit zu implementieren. Die fortschreitende Entwicklung der Halbleitertechnologien erlaubt zudem schnellere Taktraten und kleinere Strukturen. Damit können immer komplexere Funktionen mit sogar kleinerer Fläche und geringerer Verlustleistung integriert werden. Diese neuen Systeme können nicht nur die komplexe Signalverarbeitung der modernen Standards realisieren, sondern darüber hinaus auch die digitalen Vorverzerrungssysteme integrieren.

Es gibt eine beträchtliche Anzahl an Möglichkeiten für die Umsetzung von Vorverzerrungssystemen. Die Ansätze in der Literatur gehen von einem gegebenen Leistungsverstärker und von einem vorher festgelegten Vorverzerrungssystem bzw. von einer Festlegung auf eine Kategorie von Vorverzerrungssystemen aus. Auf dieser Basis werden dann die Untersuchungen (in der Regel Berechnungen und Simulationen der Modelle) durchgeführt, die aber aufgrund der festgelegten Einschränkungen und Bedingungen keine umfassenden Aussagen über die generelle Eignung der entwickelten Vorverzerrung zulassen.

Die vorliegende Arbeit kehrt den Ansatz um. Hier steht vielmehr der Leistungsverstärker im Mittelpunkt der Betrachtungen und weniger das Vorverzerrungssystem. Denn für die Wahl des geeigneten Vorverzerrungssystems muss zuvor der Leistungsverstärker detailliert untersucht werden (mittels Messungen), damit dessen Charakteristik genau bekannt ist. Erst mit dem umfassenden Wissen über die Charakteristik des Leistungsverstärkers kann eine Wahl des am besten geeigneten Vorverzerrungssystems und eine eventuelle Weiterentwicklung dieses Systems erfolgen sowie die Übertragbarkeit der Ergebnisse sichergestellt werden. Erst jetzt können Kriterien für die Wahl des Vorverzerrungssystems gegeneinander abgewogen werden, wie z.B. Einfachheit des Systems, geringer Stromverbrauch, begrenzte Bandbreite, geringer Platzbedarf, weniger zusätzliche Komponenten usw.

Vorverzerrungssysteme für Mobiltelefone müssen einfach sein, d.h. wenig Fläche bzw. wenige zusätzliche Ressourcen der Signalverarbeitungseinheit verbrauchen und vor allem mit so wenig wie möglich zusätzlichen (analogen) Komponenten auskommen. Nur damit können die Mehrkosten und die Verlustleistung einer Vorverzerrungseinheit gering gehalten werden bei gleichzeitiger Effizienzerhöhung des gesamten Systems. Zwei wesentliche Punkte würden den Einsatz bzw. die Durchsetzung digitaler Vorverzerrungssysteme in Mobilfunksystemen maßgeblich begünstigen: Der Verzicht auf Signalkrückkopplungen für eine Anpassung der Vorverzerrungseinheit und der Verzicht auf eine Kompensation der

Memoryeffekte. Vor diesem Hintergrund verfolgt die Arbeit drei wesentliche **Zielsetzungen**:

1. Die genaue Bestimmung der Amplituden- und Phasenkennlinien eines Verstärkers unter maximalem Ausschluss von Messfehlern, um eine nahezu perfekte, speicherlose Vorverzerrung zu erreichen: Nur damit kann eine sichere Aussage getroffen werden, ob mit einer speicherlosen Vorverzerrung genügend Puffer zur Einhaltung der Spezifikation des Mobilfunkstandards vorhanden ist und die vorhandenen Memoryeffekte somit toleriert werden können. Gleichzeitig ist es die Referenzvorverzerrung für die Kompensation nur der Nichtlinearitäten, die eine Performancebewertung von Vorverzerrungssystemen mit und ohne Speichereffekten erlaubt, die das ideale Verhalten nur annähern (Volterra-Reihen, Polynome, ...).
2. Eine umfassende Charakterisierung des vorzuverzerrenden Verstärkers unter Variation aller in Frage kommenden Störfaktoren bzw. Betriebsbedingungen: Diese Untersuchungen zeigen, welchen Einfluss die Störfaktoren auf die Nichtlinearität haben und ob sie in einem Vorverzerrungssystem tolerierbar oder kompensierbar sind. Die Untersuchungen dienen darüber hinaus als Grundlage für die Entwicklung neuer Vorverzerrungstechniken, indem die Abhängigkeiten von den Betriebsbedingungen erkannt und genau analysiert werden.
3. Der Entwurf von neuen einfachen Vorverzerrungstechniken für jene Betriebsbedingungsänderungen, welche die Linearitätsperformance des System sonst in dominierender Weise verschlechtern: Gelingt eine solche auf Sensoren (z.B. Temperatur, Versorgungsspannung) oder Wissen (z.B. Eingangsleistung, Tastverhältnis) basierende Vorverzerrung, wäre eine Adaption unter Zuhilfenahme einer Ausgangssignalrückkopplung für diese Störung nicht notwendig. Könnten alle dominanten Störfaktoren durch geeignete Techniken kompensiert werden, wäre sogar ein vollständiger Verzicht auf eine Signalkopplung denkbar.

In dieser Arbeit wird ein CMOS-Leistungsverstärker untersucht. Dies ist ein Verstärker, der für eine hohe Effizienz und nicht für den linearen Betrieb optimiert wurde. Die Anforderungen an ein Vorverzerrungssystem sind dementsprechend hoch. Die Festlegung auf einen Verstärker, der mit einer CMOS-Technologie hergestellt wurde, erfolgte aus folgenden Gründen:

- Die CMOS Technologie ermöglicht eine preisgünstige Ein-Chip-Lösung (engl. single chip solution), bei der Verstärker und Transmitter auf einem Chip integriert werden. Dies ist eine Grundvoraussetzung unter anderem für zukünftige softwaredefinierte Übertragungssysteme und die kostengünstige Integration eines Vorverzerrungssystems.
- Das Vorhandensein von starken Nichtlinearitäten in Amplitude und Phase im Vergleich zu Spezialtechnologien (wie z.B. SiGe, GaAs) führt zu höheren Anforderungen an die Messtechnik und die Modellierung.

1 Einleitung

- Es gibt bisher nur wenige Untersuchungen von CMOS-Verstärkern im Zusammenhang mit Vorverzerrungstechniken.

Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 gibt eine kurze Einführung in die Thematik der Nichtlinearitäten eines Leistungsverstärkers. Neben den Kenngrößen zur Bestimmung der Nichtlinearitäten und deren Quantifizierung wird ein Überblick über die möglichen Ursachen und die Wirkmechanismen gegeben.

Kapitel 3 beschreibt unterschiedliche Varianten der Linearisierung von Leistungsverstärkern. Ausgangspunkt ist hierbei die Beschreibung der verschiedenen Modelle für Leistungsverstärker, welche in Modelle mit und ohne Berücksichtigung von Memoryeffekten unterteilt werden. Ein wesentlicher Teil dieses Kapitels geht auf die favorisierte digitale Vorverzerrung und deren Implementierungsvarianten ein.

Kapitel 4 beleuchtet alle Aspekte für eine präzise Bestimmung der Kennlinien eines Verstärkers. Wichtiger Kern dieses Kapitels ist die Beschreibung des Messaufbaus und der dafür entwickelten Messtechnik. Reproduzierbarkeit, Fehlervermeidung und Messgenauigkeit der Messergebnisse sind für die Kennlinienbestimmung die entscheidenden Kriterien. Darüber hinaus beschreibt dieses Kapitel Techniken zur Erstellung der präzisen Kennlinien. Ein weiterer Teil dieses Kapitels beschäftigt sich mit der Umsetzung einer Look-Up-Tabellen-basierten digitalen Vorverzerrung mit Hilfe von Messgeräten und der Erstellung der zum Verstärker inversen Charakteristik. Abschließend wird der CMOS-Leistungsverstärker mit dem entwickelten Vorverzerrungssystem linearisiert. Dafür wurden Signale unterschiedlicher Bandbreite verwendet.

Kapitel 5 führt eine neue Methode zur Bestimmung und Quantifizierung von Memoryeffekten ein. In Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz wird dabei die Stärke der Effekte gemessen und ausgewertet. Damit ist es möglich, verschiedene Effekte zu identifizieren und deren Auswirkungen zu analysieren. Darüber hinaus ist die Identifikation von Modulationsfrequenzen möglich, die ein speicherfreies Verhalten des Verstärkers repräsentieren. Diese neue Methode wird in einem eigenen Abschnitt mit der üblichen Methode der Messung von Intermodulationsprodukten gegenübergestellt. Daraus wird ein Messverfahren abgeleitet, welches ohne Betrachtung der Phasen sowohl Amplituden- als auch Phaseneffekte sicher bestimmen kann. Weiterhin werden die Memoryeffekte als Verstärkungsschwankungen im Zeitbereich dargestellt. Abschließend werden mittels einer absolut speicherlosen Vorverzerrung die Auswirkungen der identifizierten Memoryeffekte auf Mobilfunkstandards unterschiedlicher Bandbreite untersucht.

Kapitel 6 beschäftigt sich auf der Grundlage der im Kapitel 4 entwickelten präzisen Kennlinienerstellung mit der umfangreichen Untersuchung der Charakteristik des CMOS-Leistungsverstärkers. Dabei werden alle veränderbaren Betriebsbedingungen variiert, um deren Auswirkungen auf die Amplituden- und Phasenkennlinien zu untersuchen. Der Fokus bei der Auswertung liegt auf dem Nachweis eines Skalierungsverhaltens, das bei der Variation der Temperatur im vollen Umfang gültig ist. Neben der umfassenden Auswertung der Kennlinien werden ergänzend auch der Einfluss auf die Speichereffekte

fekte dargestellt und für einige Betriebsbedingungen mögliche Vorverzerrungskonzepte skizziert.

Kapitel 7 konzentriert sich auf die Beschreibung und Implementierung eines neuartigen Vorverzerrungskonzepts. Das im Kapitel 6 herausgearbeitete Skalierungsverhalten der Kennlinien bei Variation der Betriebsbedingung wird in diesem Vorverzerrungssystem ausgenutzt. Es wird gezeigt, dass ein bestehendes Vorverzerrungssystem mit nur zwei weiteren Parametern ergänzt werden kann, damit die Auswirkung der Betriebsbedingungsschwankung kompensiert wird. Beginnend mit der systematischen Herleitung dieses Vorverzerrungssystems wird detailliert auf verschiedene Implementierungsformen eingegangen. Abschließend werden die Messergebnisse des neuartigen Vorverzerrungssystems vorgestellt, welches den CMOS-Verstärker in dem gesamten gemessenen (weiten) Temperaturbereich erfolgreich linearisiert.

Kapitel 8 fasst die Arbeit zusammen, hebt dabei die eigenen Beiträge hervor und gibt abschließend einen kurzen Ausblick auf Möglichkeiten für weitere Forschungen zu diesem Thema.

1 Einleitung

2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern

Der grundlegende Entwurf von Leistungsverstärkern wird umfassend in der Literatur behandelt (Cripps, 2006; Lee, 2003; Steyear, 2006; Razavi, 1997; Grebennikov, 2005; Grebennikov u. Sokal, 2007).

Leistungsverstärker mit hoher Effizienz werden in einem nichtlinearen Arbeitsbereich betrieben oder sind aufgrund ihrer Schaltungsarchitektur nichtlinear. Das bedeutet, der Verstärker weicht von seiner idealen linearen Beziehung zwischen dem Ein- und Ausgangssignal ab. Diese Abweichungen werden als Nichtlinearitäten bezeichnet und können verschiedene Ursachen haben.

Für die Bewertung der Linearität bzw. der Nichtlinearität eines Leistungsverstärkers werden Kenngrößen bzw. Abhängigkeiten definiert. Somit wird eine Simulation, Messung und Bewertung der Linearität erst möglich. Im ersten Teil dieses Kapitels werden diese wichtigen Parameter definiert und deren Bedeutung erläutert.

Daran anschließend werden die Ursachen der Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern beleuchtet. In verschiedenen Abschnitten wird dabei auf die Beschreibung der Nichtlinearitäten aufgrund der Verstärkertopologie, auf die Auswirkungen aufgrund nichtlinearer Bauelemente des Verstärkers und nicht zuletzt auf den Einfluss der Quell- und Lastimpedanzen eingegangen.

2.1 Kenngrößen für die Linearität

2.1.1 Allgemeine Kenngrößen von Leistungsverstärkern

Als allgemeine Kenngrößen werden hier die Kenngrößen genannt, die einen Leistungsverstärker grundsätzlich charakterisieren und keine Aussage über die Linearität zulassen. Diese Parameter sind jedoch für die Bewertung der Linearitätseigenschaften des Leistungsverstärkers aufgrund der gegenseitigen Abhängigkeiten zwingend notwendig. Dies resultiert aus der Tatsache, dass ein Verstärkerdesign immer eine Kompromisslösung bezüglich der erreichten Kenngrößen für die Linearität und der allgemeinen Kenngrößen ist.

- **Maximale Ausgangsleistung** ($P_{out,max}$)

Welche Ausgangsleistung als maximal bezeichnet wird, muss eindeutig sein. Bei nichtlinearen Systemen oder einzelnen Verstärkerstufen wird meist die gesättigte Ausgangsleistung P_{sat} als maximale Ausgangsleistung definiert. Der Verstärker wird mit einem sinusförmigen Eingangssignal betrieben, bei dem in der einfachsten Betrachtung (Cripps, 2006) der maximal zulässige Strom und/oder die maximal zulässige Spannung am Transistor herrscht. Am Lastwiderstand ergeben sich aufgrund des Anpassungsnetzwerks ein maximaler Strom (I_{max}) und eine maximale

2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern

Spannung (U_{max}). Die angegebene Ausgangsleistung bezieht sich im allgemeinen auf den gewünschten Grundwellenanteil (Index 1):

$$P_{out,1} = \frac{U_{max,1}}{\sqrt{2}} \frac{I_{max,1}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_{max,1} I_{max,1} \quad (2.1)$$

In der Praxis wird jedoch die maximale Ausgangsleistung an dem Punkt definiert, wo die maximale Effizienz oder eine definierte Kompression herrscht. In jedem Fall sollte bei der Angabe und bei einem Vergleich der maximalen Ausgangsleistungen eine einheitliche Definition zugrundeliegen.

Für Leistungsverstärker, die zur Übertragung von modulierten Signalen dienen und eine lineare Verstärkung erfordern, bezieht sich diese Angabe meist auf die mittlere Leistung des Signals. Die maximale Ausgangsleistung ist dabei nicht mehr die Leistung, bei der die Spitzenleistung des Signals die maximal erreichbare Ausgangsleistung des Verstärkers erreicht, sondern die Leistung, bei der die Spezifikation des Signalstandards gerade noch erfüllt wird.

- **Verstärkung**

Die Verstärkung (G , engl.: *Gain*) gibt das Verhältnis zwischen der maximalen Ein- und Ausgangsleistung an.

$$G = \frac{P_{out,1}}{P_{in,1}} \quad (2.2)$$

Im Speziellen ist es die effektive Leistungsverstärkung (engl.: *effective power gain* oder *operating power gain*¹). Die Verstärkung bezieht sich wie auch die maximale Ausgangsleistung entweder auf die maximal erreichbare Ausgangsleistung eines sinusförmigen Signals oder auf die Leistung eines modulierten Signals, bei der die Spezifikation gerade noch erfüllt wird.

Ein besonderer Fall ist die Kleinsignalverstärkung. Sie gibt die Verstärkung bei sehr kleinen Eingangsleistungen² an. Typischer Weise liegt hier die erreichte Ausgangsleistung ca. 30 dB unterhalb der maximalen Ausgangsleistung.

- **Verstärkungskompression**

Die Verstärkungskompression (C) ist der Leistungsunterschied zwischen der Ausgangsleistung, die theoretisch bei linearem Verhalten erreicht würde, und der tatsächlichen Ausgangsleistung.

$$C = \frac{P_{out,lin}}{P_{out,1}} \quad (2.3)$$

Je stärker der Verstärker im Kompressionsbereich ist, desto nichtlinearer ist sein Verhalten. Für $C = 1$ dB ist im Allgemeinen die Linearitätsanforderung an einen Leistungsverstärker noch eingehalten. Aus diesem Grund wird die Ausgangsleistung bei 1 dB Kompression bzw. der 1-dB-Kompressionspunkt auch als Kenngröße bei linearen Verstärkern benutzt.

¹Es gibt drei verschiedene Definitionen der Leistungsverstärkung: transducer, operating und available power gain - (Gonzalez, 1997)

²Der Verstärker lässt sich in diesem Aussteuerbereich mit einem Kleinsignalverhalten beschreiben.

- **Effizienz**

Die Effizienz eines Leistungsverstärkers wird mit der Drain-Effizienz bzw. Kollektor-Effizienz und/oder mit der PAE (*engl.: Power Added Efficiency*) angegeben. Die Drain-Effizienz drückt aus, welcher Anteil der zugeführten DC-Leistung P_{DC} in Ausgangsleistung umgesetzt wird.

$$\eta = \frac{P_{out,1}}{P_{DC}} \quad (2.4)$$

Die PAE ist im Gegensatz zur Drain-Effizienz eine Gütezahl, die angibt, welcher Anteil der DC-Leistung in eine Erhöhung der Ausgangsleistung fließt.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.5)$$

Diese Kenngröße ist für die Bewertung eines Verstärkers besser geeignet, da sie in etwa der Gesamteffizienz einer mehrstufigen Verstärkerschaltung entspricht, wenn die Effizienzen der einzelnen Stufen vergleichbar sind. Für N Stufen gilt:

$$P_{out} - P_{in} = \sum_{n=1}^N PAE_n \cdot P_{DC_n} \quad (2.6)$$

Für den Fall, dass alle PAEs der Stufen gleich sind, ergibt sich:

$$P_{out} - P_{in} = PAE \cdot \sum_{n=1}^N P_{DC_n} \Rightarrow PAE_{gesamt} = \frac{P_{out} - P_{in}}{\sum_{n=1}^N P_{DC_n}} = PAE \quad (2.7)$$

und die Gesamt-PAE entspricht der PAE der einzelnen Stufen.

2.1.2 Kenngrößen für die Bewertung des Modulationsspektrums

Für die Bewertung des Modulationsspektrums gibt es je nach Standard unterschiedliche Kenngrößen. Man unterscheidet im Wesentlichen vier Arten. Jeder der drei in dieser Arbeit verwendeten Standards verwendet einen von diesen vier Typen:

- **Modulationsspektrum**

Als Kenngröße kann der Leistungsdichteunterschied in Bezug auf verschiedene Frequenzabstände zum Träger angegeben werden. In dieser Arbeit wird dieses Maß als Modulationsspektrum bezeichnet und mit MS abgekürzt. Dieses Maß wird beim EDGE-Standard verwendet (3GPP 45.005). Für diese Definition wird in der Spezifikation zusätzlich eine Maskenrepräsentation angegeben.

- **Intermodulationsprodukt**

Die Intermodulationsprodukte werden mit Hilfe einer Zweitonmessung bestimmt. Aufgrund der Nichtlinearität des Verstärkers entstehen Intermodulationen der beiden Töne. Im Allgemeinen werden die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung (IMD3) gemessen. Hierbei bestimmt man den Leistungsunterschied zwischen den

2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern

beiden Haupttönen bei ω_1 und ω_2 und den benachbarten Tönen bei $2\omega_1 - \omega_2$ und $2\omega_2 - \omega_1$. In der Literatur (Joel Vuolevi, 2003; Pedro u. Carvalho, 2003) wird dieses Thema umfassend beschrieben. Dieses Maß wird jedoch nicht in den Spezifikationen moderner Mobilfunkstandards verwendet. Zu erwähnen sind auch hier die sogenannten „Sweet Spots“ - die Einkerbungen im Verlauf der Intermodulationen in Abhängigkeit von der Eingangsleistung³. Diese Einkerbungen, bei denen sich verschiedene Terme des Intermodulationsproduktes gegenseitig auslöschen, können für eine Reduktion der Intermodulationsprodukte in einem Verstärkerdesign ausgenutzt werden.

- **Spektrumsmaske**

Die Spektrumsmaske definiert ein Leistungsdichtespektrum, welches das obere Limit des Modulationsspektrums definiert. Diese Definition wird z.B. im WLAN-Standard (Bild 2.1) benutzt (WLAN, 2007). Vorteil ist hier die einfache Überprüfung, ob der Standard eingehalten wird. Es gibt nur zwei Zustände: Maske eingehalten, Maske nicht eingehalten. Nachteil einer solchen Definition ist die fehlende Aussage über den Puffer bzw. die Marge des Spektrums zur Maske. Somit kann keine quantitative Aussage über die Linearität des Verstärkers getroffen werden.

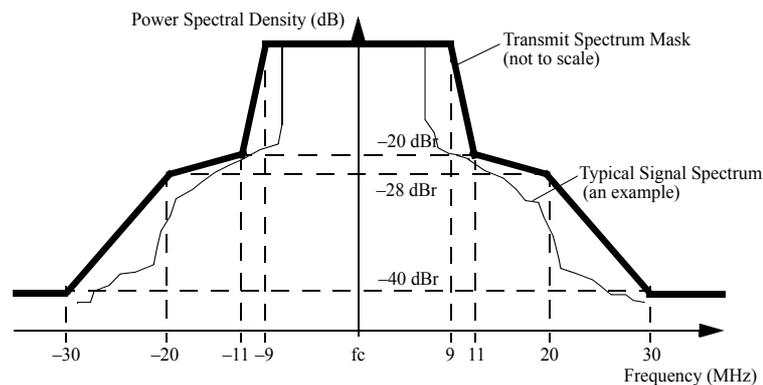


Abbildung 2.1: Spektrumsmaske des WLAN-Signals (WLAN, 2007)

- **ACPR**

Die relative Nachbarkanalleistung (*engl.: Adjacent Channel Power Ratio*) ACPR gibt die Nachbarkanalleistung im Verhältnis zur Kanalleistung an (Rohde & Schwarz, a) und wird in dB bzw. dBc (dB bezogen auf den Träger oder Hauptkanal) angegeben. Der Wert des ACPR ist damit negativ. Die Kanalleistung wird bestimmt, indem das Leistungsdichtespektrum in einer spezifizierten Bandbreite integriert wird. Im Allgemeinen wird das ACPR auch als Messmethode bezeichnet (Bild 2.2), bei der man die Kanal- und Nachbarkanalleistungen und die entsprechenden Adjacent, Alternate⁴, 2nd Alternate⁵ Channel Power Ratios

³Vgl. (Cripps, 2002), Abschnitt 1.5.

⁴zwei Kanäle neben dem Hauptkanal

⁵drei Kanäle neben dem Hauptkanal

bestimmt. Entgegen der Definition des ACPR wird das ACLR als Verhältnis der Kanalleistung zur entsprechenden Nachbarkanalleistung definiert (3GPP 25.101). Der Wert wird hier auch in dB angegeben und ist positiv. Somit unterscheiden sich ACPR- und ACLR-Werte im Vorzeichen!

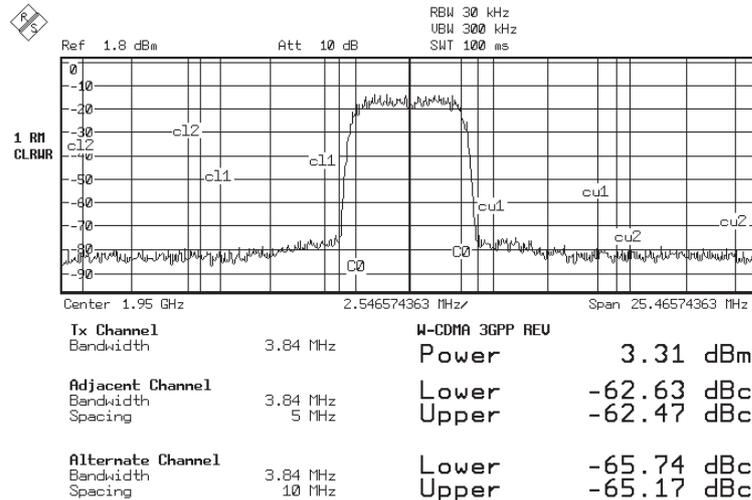


Abbildung 2.2: ACPR Messung nach Rohde & Schwarz (Rohde & Schwarz, a)
(Die jeweiligen Kanalgrenzen sind die eingezeichneten vertikalen Linien.)

2.1.3 Fehlervektorbetrag (EVM)

Der Betrag des Fehlervektors (*engl.: Error Vector Magnitude*), kurz EVM, ist eine Kenngröße für den Unterschied des gemessenen Signalverlaufs zum idealen Referenzsignalverlauf. Von Bedeutung ist dieses Maß bei einer Mehrsymbolübertragung (PSK, MSK, QAM) (Goldsmith, 2005), (R&S VSA, 2009). Zum optimalen Abtastzeitpunkt müssen die Symbole korrekt erkannt werden. Bei fehlerhafter Übertragung ist ein Abweichen des Abtastwertes des gemessenen Signals (M) vom idealen Abtastwert (R) zu beobachten, siehe Bild 2.3. Der Betrag der Differenz der Vektoren R und M wird benutzt, um die EVM-Kenngrößen zu berechnen.

Der Betrag des Fehlervektors EVM_{rms} ist definiert als die Quadratwurzel des Quotienten von der mittleren Leistung des Fehlervektors (siehe Bild 2.3) zur mittleren Referenzleistung⁶:

$$EVM_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k \in K} |E(k)|^2}{\sum_{k \in K} |R(k)|^2}} \quad (2.8)$$

Die Größe $E(k)$ entspricht der Größe EVM im Bild 2.3. Des Weiteren wird der maximale

⁶Annex G in (3GPP 45.005).

2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern

Vektorfehlerbetrag EVM_{peak} definiert als:

$$EVM_{peak} = \max_{k \in K} \sqrt{\frac{|E(k)|^2}{\frac{\sum_{k \in K} |R(k)|^2}{N}}} \quad (2.9)$$

Hierbei ist N die Anzahl der betrachteten Symbole k der Symbolmenge K . Der Wert von

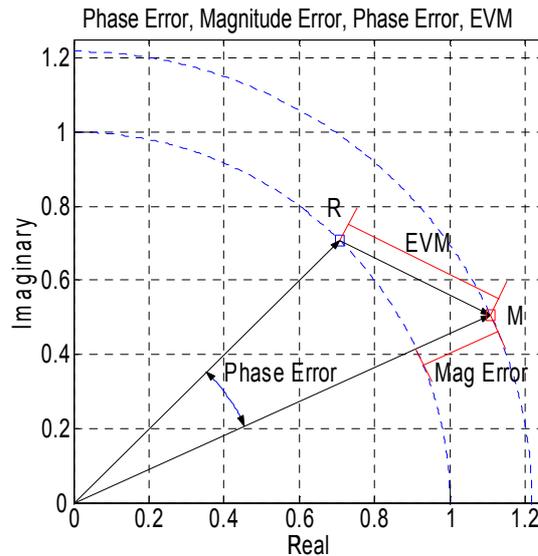


Abbildung 2.3: Darstellung des Vektorfehlers (R&S VSA, 2009). R ist der Referenzvektor und M der gemessene Vektor.

EVM_{peak} detektiert den maximalen Ausreißer, der durch eine Durchschnittsbildung bei der Bestimmung von EVM_{rms} sonst nicht auffallen würde. Mögliche Bitfehler können mit dieser Größe besser repräsentiert werden.

2.1.4 AM-AM- und AM-PM-Kennlinien

Im Abschnitt 2.1.1 wurden die allgemeinen Kenngrößen des Leistungsverstärkers beschrieben. Aufgrund der Abhängigkeiten der Parameter untereinander ist es für eine Bewertung der Linearität des Verstärkers ungünstig, nur Parameter für einen bestimmten Arbeitspunkt und eine bestimmte Aussteuerung anzugeben. Es würden sonst Fragen offen bleiben, wie gut die Leistungsfähigkeit und Linearität des Verstärkers für eine andere Betriebsbedingung und vor allem für eine andere Aussteuerung ist.

Die Information über das Verhalten des Verstärkers in Abhängigkeit von der Aussteuerung erhält man, indem die Parameter über die Eingangsleistung aufgetragen werden. Solche Darstellungen werden als Kennlinien bezeichnet. Die Kennlinie eines Verstärkers im allgemeinen Sinne gibt die Leistungsübertragung, also die Ausgangsleistung über der Eingangsleistung, an. Diese Kennlinie wird meist mit den Abhängigkeiten der Verstär-

kung und Effizienz ergänzt, siehe Bild 4.3 im Kapitel 4. Diese Kennlinie der Leistungsübertragung wird mit einem sinusförmigen Signal gemessen.

Für modulierte Signale entspricht die Kennlinie der Leistungsübertragung der Umwandlung der Amplitude des modulierten Eingangssignals zur Amplitude des modulierten Ausgangssignals (*engl.: amplitude modulation to amplitude modulation*) und wird daher als AM-AM-Kennlinie bezeichnet.

Verstärker zeigen zudem auch eine Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung. Bei einem modulierten Signal wird somit die Phase des Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Amplitude des modulierten Eingangssignals verändert. Es findet eine Umsetzung der Amplituden- in eine Phasenmodulation statt (*engl.: amplitude modulation to phase modulation*). Die Phasenkenlinie wird daher als AM-PM-Kennlinie bezeichnet⁷.

Für Signale moderner Standards, in denen die Information in Amplitude und Phase kodiert ist, kann das statische Verhalten des Verstärkers vollständig mit Hilfe der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien beschrieben werden, siehe Bild 2.4.

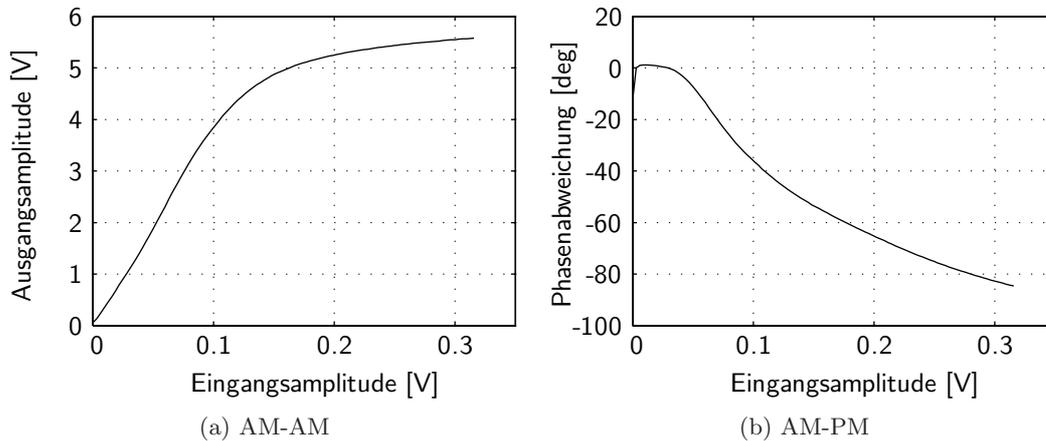


Abbildung 2.4: Exemplarische Darstellung der AM-AM- und AM-PM-Kennlinie

In der Literatur hat sich keine eindeutige Darstellung der AM-AM-Kennlinien durchgesetzt. Als AM-AM-Kennlinie wird alternativ auch die Verstärkung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung bezeichnet⁸. Für die AM-PM-Kennlinie gibt es auch zwei Formen der Darstellung. In der ersten Variante wird die absolute Phasendifferenz zwischen Ein- und Ausgangssignal angegeben, was eine phasensynchrone Messung des Ein- und Ausgangssignals voraussetzt⁹. Bei der zweiten Variante wird lediglich die Phasenabweichung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung angegeben, wobei der Phasenversatz bei sehr kleinen Eingangsleistungen bzw. im linearen Betrieb null ist. Die zweite Variante wird in dieser Arbeit verwendet, da sie besser dem Namen gerecht wird (kleine

⁷Bereits 1968 in (Chakraborty u. Geden, 1968) wurde die Messung einer solchen Kennlinie beschrieben.

⁸z.B. in (Boumaiza, 2004) oder (Seto, 2000).

⁹(Seto, 2000).

Eingangsamplituden verursachen keine Phasenmodulation).

AM-AM- und AM-PM-Kennlinien haben zudem den Vorteil, dass sie sich leicht aus den Ein- und Ausgangsbasisbandsignalen bestimmen lassen. Aus diesen Kennlinien kann direkt ein statisches Verstärkermodell¹⁰ abgeleitet werden. Damit wird die Berechnung eines beliebigen Ausgangssignals möglich, aus dem wiederum das Spektrum oder die EVM-Werte berechnet werden können.

2.2 Nichtlinearitäten in einem Leistungsverstärker

2.2.1 Nichtlinearitäten aufgrund der Verstärkertopologie

Die Verstärkertopologien bzw. Verstärkerklassen sind in (Cripps, 2006) ausführlich behandelt. In diesem Kapitel werden die Auswirkungen der Topologien auf die Linearität beleuchtet. Die Verstärkertopologien werden in zwei Hauptklassen unterteilt: Lineare Verstärker (Klasse A bis C) und Schaltverstärker (wie z.B. Klasse D oder E). Die Schaltverstärker werden in dieser Arbeit nicht behandelt, weil das vorgegebene Messobjekt zu der linearen Verstärkerklasse gehört. Die in den nächsten Kapiteln vorgestellte Charakterisierung und Vorverzerrung kann prinzipiell auch Anwendung bei Schaltverstärkern finden. Umfassende Literatur zum Thema Schaltverstärker findet man in (Grebennikov u. Sokal, 2007) und (Steyar, 2006).

Lineare Verstärker werden entsprechend dem Stromflusswinkel (*engl.: conduction angle*) eingeteilt¹¹. In der Tabelle 2.1 sind die Verstärkertopologien mit dem entsprechenden Stromflusswinkel und der erreichbaren Effizienz sowie den Ein- und Ausgangsleistungsunterschieden (ΔP_{out} , ΔP_{in}) im Vergleich zum A-Betrieb aufgeführt. In dieser Tabelle wird deutlich, dass die Effizienz durch Reduzierung des Stromflusswinkels steigt, im Gegenzug aber die Eingangsleistung erhöht werden muss. Ungünstig ist im Falle der C-Klasse zusätzlich die sinkende Ausgangsleistung. Über die Nichtlinearität der einzelnen Klassen sagt diese Tabelle jedoch nichts aus.

Klasse	Stromflusswinkel	Effizienz	ΔP_{out}^a	$-\Delta P_{in}^b$
A	360°	50 %	0 dB	0 dB
AB	180° - 360°	78,5 % - 50 %	0 dB - 0.3 dB bei 245°	0 dB - 6 dB
B	180°	78,5 %	0 dB	6 dB
C	0° - 180°	100 % - 78,5 %	$-\infty$ dB - 0 dB	6 dB - ∞ dB

Tabelle 2.1: Definition der Verstärkerklassen nach Stromflusswinkel

^aAusgangsleistungsgewinn im Vergleich zum Klasse A Verstärker - (Cripps, 2006).

^bEingangsleistungsverlust im Vergleich zur Klasse A - (Cripps, 2006): Je nach Stromflusswinkel wird nur noch ein Teil des Eingangssignals für die Ansteuerung des Transistors genutzt.

Ein wesentlicher Anteil der Nichtlinearität eines Verstärkers resultiert aus dem Kom-

¹⁰siehe Abschnitt 3.1.1.

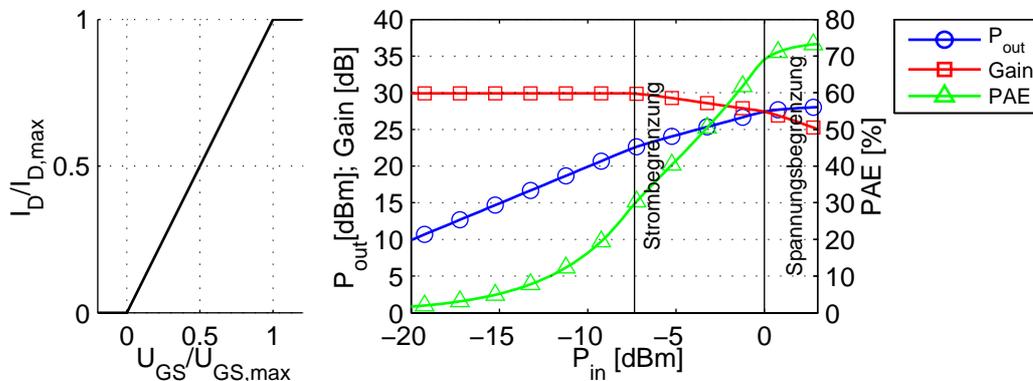
¹¹Der Stromflusswinkel gibt an, wie lange innerhalb einer Periode (360°) ein Strom fließt.

pressionsverhalten. Dieses Verhalten führt zum Einknicken der AM-AM-Kennlinie bei hohen Ausgangsleistungen. Das Kompressionsverhalten ist abhängig vom Stromflusswinkel und somit von der Verstärkerklasse. Der Stromflusswinkel für die Einordnung der Klasse ist für die maximale Aussteuerung definiert. Dies bestimmt auch den konstanten Arbeitspunkt des Verstärkers.

Als Beispiel für das Zustandekommen der Kennlinie im Klasse-AB-Betrieb wird im Folgenden ein Verstärker mit einem AB-Arbeitspunkt betrachtet. Das Verhalten für eine ansteigende Aussteuerung kann wie folgt beschrieben werden:

Für kleine Eingangsleistungen befindet sich der Verstärker im Klasse-A-Betrieb. Hier ist der Stromflusswinkel 360° und der Verstärker verhält sich linear. Erhöht man die Eingangsleistung weiter, dann wird ein Punkt erreicht, bei der die kleinste Eingangsspannung die Einsatzspannung (U_T) unterschreitet und der Verstärker in die Strombegrenzung geht. Hier setzt der AB-Betrieb ein, siehe Bild 2.5. Bei weiterer Erhöhung der Eingangsleistung befindet sich der Verstärker immer tiefer im AB-Betrieb bis er die maximale Ausgangsleistung erreicht. Dieser Punkt (im Bild bei $P_{in} = 0$ dBm) ist der Definitionspunkt des Klasse-AB-Verstärkers mit der bei diesem Arbeitspunkt erreichbaren Effizienz von 68 %.

Erhöht man die Eingangsleistung weiter, so wird auch der Spannungsverlauf auf einen Bereich zwischen null und der zweifachen Versorgungsspannung begrenzt. Die Grundwelle eines amplitudenbegrenzten Signals ist jedoch höher als die maximale Amplitude. Dies führt zu einem weiteren leichten Ansteigen der Ausgangsleistung, wobei sich die Signalform einem Rechteckverlauf annähert.



(a) Ideales Transferkennlinie

(b) Simuliertes ideales Verstärkerverhalten

Abbildung 2.5: (a) Die Transferfunktion der idealen, stark nichtlinearen Variante aus (Cripps, 2006). Ein entsprechendes ideales Kennlinienfeld ist in Bild 2.6a dargestellt. (b) Berechnete Kennlinie mit Gain und PAE eines idealen Verstärkers im Klasse-AB-Betrieb mit einem Arbeitspunkt von 0.3 (0.5 entspricht Klasse A) und einer zufällig gewählten Verstärkung von 30 dB und $U_T = 0$.

Der ideale Klasse-B-Verstärker ist ein linearer Verstärker, da die Eingangshalbwelle

2 Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern

in eine verstärkte Ausgangshalbwelle umgesetzt wird. Mit dem üblichen Filter vor der Last ergibt sich somit eine lineare Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsleistung auf der Grundwelle. Das reale Verhalten eines Klasse-B-Verstärkers weicht jedoch davon stark ab. Hier sind eine kleine Kleinsignalverstärkung und eine Verstärkungsänderung im mittleren Aussteuerbereich zu beobachten.

Mit dem einfachen Modell (siehe Bild 2.5) kann das Kompressionsverhalten der AM-AM-Kennlinien (P_{out} vs. P_{in}) gut nachvollzogen werden. Dieses Modell mit einem idealen Kennlinienfeld ist aber wenig geeignet, um den gesamten Verlauf der AM-AM-Kennlinie zu erklären, insbesondere nicht die Verstärkungsunterschiede zwischen den Verstärkerklassen und nicht die Verstärkungsexpansion (wie beim Klasse-B-Verstärker).

Das reale Kennlinienfeld, wie es im Bild 2.6b für einen CMOS-Endstufentransistor gezeigt ist, unterscheidet sich deutlich von dem eines idealen Kennlinienfeldes in Bild 2.6a. Zwei entscheidende Eigenschaften des realen Kennlinienfeldes, die den Verlauf der AM-

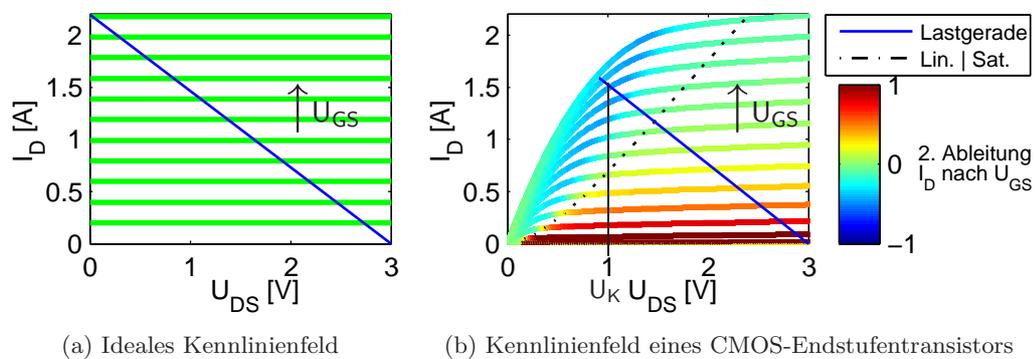


Abbildung 2.6: Gegenüberstellung des Kennlinienfeldes für einen idealen Leistungsverstärker und eines CMOS-Endstufentransistors. Die Linie 'Lin. | Sat.' entspricht $U_{DS} = U_{GS} - U_T$ mit $U_T = 0,43$ V und markiert die theoretische Grenze zwischen Trioden- und Sättigungsbereich.

AM-Kennlinie bestimmen, sind:

- **Kniespannung:**

Die Kniespannung ist die Drain-Source-Spannung¹² U_{DS} , bei welcher der Transistor eingeschaltet ist und in etwa den gewünschten Ausgangsstrom liefert. Für den idealen Verstärker ist die Kniespannung null, da bereits an diesem Punkt der maximale Strom geliefert werden kann. Die Lastgerade kreuzt somit bei $U_{DS} = 0$ die Kennlinie bei maximaler Eingangsspannung (U_{GS}). Der reale MOS-Transistor liefert jedoch erst im Sättigungsbereich den maximalen Strom und gilt erst dort als eingeschaltet. Die Kniespannung U_K liegt hier bei ca. 1 V. In diesem Punkt wird noch nicht der maximale Strom geliefert, was die maximale Ausgangsleistung gegenüber dem theoretischen Wert reduziert.

¹²Für einen Bipolartransistor gilt eine ähnliche Betrachtung für die Kollektor-Emitter-Spannung, vgl. (Cripps, 2006).

Wird die Aussteuerung weiter erhöht, werden Spannungen kleiner als die Kniespannung erzeugt. In diesem Bereich hängt jedoch der Strom auch stark von U_{DS} ab, und die U_{DS} -Abhängigkeit von I_D dominiert gegenüber der Lastgeraden und reduziert den Strom. Es entstehen Einbrüche im Stromverlauf bei hohen U_{GS} , und der Grundwellenanteil steigt nicht mehr linear an. Zusammenfassend bewirkt die Kniespannung ein schnelleres Einknicken der AM-AM-Kennlinie bei geringerer Eingangsleistung im Vergleich zum idealen Verstärker.

- **Nichtlineare Transfercharakteristik:**

Im Bild 2.6 ist die 2. Ableitung des Kennlinienfeldes nach U_{GS} farblich eingezeichnet. Ist sie null, besteht eine lineare Beziehung zwischen U_{GS} und I_D . Für das ideale Kennlinienfeld existiert ein linearer Zusammenhang bis zur maximalen Aussteuerung. Bei dem simulierten CMOS-Endstufentransistor ist dieses Verhalten im Sättigungsbereich nur für hohe U_{GS} -Spannungen präsent. Je mehr sich U_{GS} der Einsatzspannung nähert, desto nichtlinearer ist der Zusammenhang bei gleichzeitig abnehmender Transkonduktanz. Die abnehmende Transkonduktanz erklärt die Verstärkungsreduktion, wenn man den Arbeitspunkt von Klasse A in Richtung Klasse B verschiebt.

Ein Klasse-A-Verstärker mit einem Arbeitspunkt auf der Lastgeraden mittig zwischen der Kniespannung und der zweifachen Versorgungsspannung (im Bild 2.6b: $2 \cdot 1,5 \text{ V}$) ist damit für große Aussteuerungen aufgrund der nichtlinearen Beziehung zwischen U_{GS} und I_D nicht mehr linear.

Ein Klasse-B-Verstärker hat dort den Arbeitspunkt, wo die Aussteuerung am nicht-linearsten ist (kleine U_{GS} -Spannung). In diesem Punkt ist auch die Steilheit sehr klein. Die Verstärkung ist meist kleiner als Eins und steigt mit zunehmender Aussteuerung an, bis das Kompressionsverhalten einsetzt. Damit kann das typische Verhalten der Verstärkungsexpansion (*engl.: gain expansion*) erklärt werden, vgl. (Kim, 2004), (Hirayama, 2000).

2.2.2 Nichtlinearitäten aufgrund der Transistoreigenschaften

Im vorangegangenen Kapitel wurde bereits auf die Auswirkungen eines realen Kennlinienfeldes eingegangen. Mit dem Kennlinienfeld kann der Verlauf der AM-AM-Kennlinie gut erklärt werden. Jedoch gibt es zusätzliche Effekte, die aufgrund der Eigenschaften eines realen Transistors entstehen.

Eine wesentliche Einflussgröße ist hier die Temperatur, deren Einfluss in dieser Arbeit noch detailliert behandelt wird, siehe Abschnitt 6.1. Hierbei kommt zum Tragen, dass wichtige Transistormodellelemente temperaturabhängig sind. Mit der Aussteuerung des Verstärkers ändert sich die Verlustleistung und damit auch die Temperatur des Transistors. Die Temperatur bewirkt aufgrund der Abhängigkeiten eine Verstärkungsänderung. Je nach Vorzeichen der Temperaturänderung führt dies zu einer stärkeren Kompression oder zu einer Verstärkungsexpansion, vgl. (Ikeda, 1997).

Alle vorangegangenen Berachtungen bezogen sich auf die AM-AM-Kennlinie. Der Verlauf der AM-PM-Kennlinie, die das Phasenverhalten des Verstärkers widerspiegelt, kann

jedoch nur mit den intrinsischen Parametern eines Transistors erklärt werden. Konkret sind es die aussteuerungsabhängigen bzw. spannungsabhängigen Kapazitäten. In diesem Kontext spricht man auch von Nichtlinearitäten dieser Elemente.

Für einen Feldeffekttransistor (z.B. CMOS) ist hier vor allem die spannungsabhängige Gate-Source-Kapazität für die Phasenabweichung verantwortlich (Cripps, 2006). Bei LDMOS-Transistoren ist zwar der Einfluss der Gate-Source-Kapazität reduziert, jedoch wirkt sich bei diesen Transistoren die technologiebedingte höhere Nichtlinearität der Ausgangskapazität zusätzlich negativ aus (Cripps, 2006). Für einen GaAs-Leistungsverstärker wurde in (Ikeda, 1992) die AM-PM-Kennlinie anhand eines Modells detailliert erklärt. Der Phasenverlauf ist hier ein Zusammenspiel der spannungsabhängigen Gate-Source-Kapazität und der drei Leitwerte zwischen Gate, Source und Drain.

2.2.3 Einfluss der Quell- und Lastimpedanz

Der gut dokumentierte Entwurf von linearen (Hochfrequenz)-Verstärkern (Gonzalez, 1984; Gilmore u. Besser, 2003; Cripps, 2006) beschreibt den Entwurf von angepassten Verstärkern, siehe Bild 2.7. Der Designprozess, der mit Hilfe von Reflexions- (Γ) bzw. Streuparametern (s-Parameter) durchgeführt wird, setzt eine Kleinsignalaussteuerung voraus.

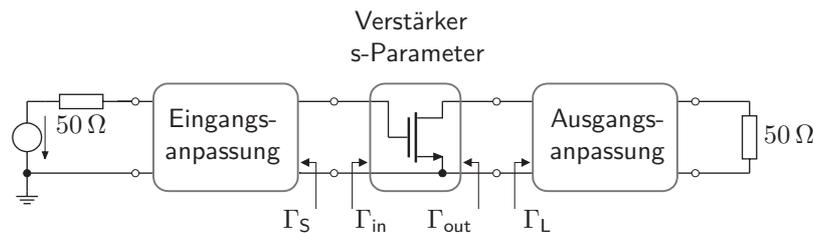


Abbildung 2.7: Blockschaltbild eines angepassten Leistungsverstärkers

Der Verstärker in Bild 2.7 wird mit Hilfe von S-Parametern beschrieben. Für eine maximale Verstärkung gilt folgende Bedingung für die Reflexionsfaktoren:

$$\begin{aligned} \Gamma_S &= \Gamma_{in}^* \\ \Gamma_L &= \Gamma_{out}^* \end{aligned} \quad (2.10)$$

Neben der maximalen Verstärkung kann auch ein minimales Rauschen das Ziel der Optimierung sein. Dabei wird der Eingangsreflexionsfaktor so gewählt, dass er zu einem minimalen Rauschen des Verstärkers führt, was jedoch eine geringere Verstärkung zur Folge hat.

In einem Leistungsverstärkerentwurf ist dagegen die maximale Ausgangsleistung und die erreichte Effizienz von größerer Bedeutung als die maximale Verstärkung. Die größte Ausgangsleistung wird vom Verstärker geliefert, wenn die Ströme und Spannungen am Transistor zeitgleich die maximal zulässigen Aussteuerbereiche durchfahren.

Das Bild 2.8 verdeutlicht diese Problematik. Hier wurde angenommen, dass $U_{DS} < 3V$ sein muss, damit der Transistor keinen Schaden nimmt. Für einen realen Transistor

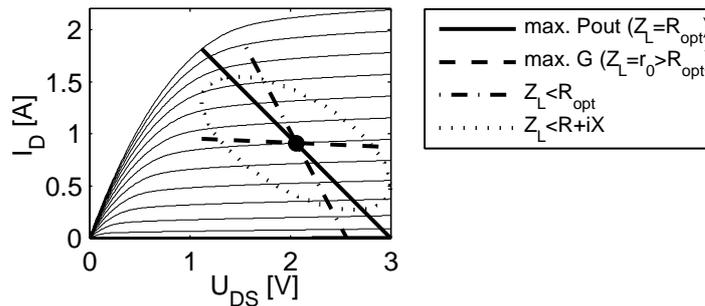


Abbildung 2.8: Ausgangskennlinienfeld mit verschiedenen Lastgeraden

ist der begrenzende Wert in der Regel die Durchbruchspannung. Mit dieser Annahme kann man nun eine Lastgerade in das Kennlinienfeld legen, bei der die Strom- und Spannungsaussteuerung maximal wird, vgl. die durchgezogene Linie in Bild 2.8.

Die Lastgerade für eine maximale Verstärkung (Kleinsignalverhalten) bei niedriger Frequenz ist gestrichelt im Bild 2.8 dargestellt. Bei einer Ein- und Ausgangsanpassung für maximale Verstärkung, vgl. (Gilmore u. Besser, 2003), entspricht der Lastwiderstand dem Ausgangswiderstand r_0 ¹³ ($1/r_0$ ist die Steilheit der Ausgangskennlinie) im Arbeitspunkt. Die Auswirkungen dieser flacheren Kennlinien sind eine höhere Verstärkung und eine geringere maximale Ausgangsleistung als im Fall $Z_L = R_{opt}$. Die Reduktion der Ausgangsleistung wird durch die geringere Stromaussteuerung bei gleicher Spannungsaussteuerung hervorgerufen. Hierbei ist zu beachten, dass die Spannungen am Gate-Knoten entsprechend reduziert werden, damit nicht die maximal zulässige Drain-Source-Spannung überschritten wird.

Wird eine Last $Z_L < R_{opt}$ gewählt, so ist die Lastgerade im Kennlinienfeld steiler (Strich-Punkt-Linie in Bild 2.8) als die für die maximale Ausgangsleistung. Aufgrund der Steilheit der Lastgeraden ist hier die Kleinsignalverstärkung im Vergleich zu den anderen Fällen am niedrigsten. Die maximale Ausgangsleistung ist hier ebenfalls niedriger als für den Fall $Z_L = R_{opt}$. Hier werden zwar für gleiche Spannungen am Gate auch die gleichen Ausgangsströme erreicht, jedoch ist die erreichte Spannungsaussteuerung am Drain-Knoten geringer.

Die Last eines Verstärkers kann im Gegensatz zu den bisherigen Betrachtungen auch komplex sein. Hierbei sind die Strom- und Spannungsverläufe phasenversetzt, und die Lastgerade wird zu einer Ellipse, siehe Bild 2.8 gepunktete Linie. Die maximal erreichbare Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand wird um den entstandenen Blindanteil reduziert.

Um die Auswirkungen einer Laständerung auf die Linearität zu verifizieren, reicht es nicht, Lastgeraden zu betrachten, die einer linearen Aussteuerung um den Klasse-A-Arbeitspunkt entsprechen. Die Ausgangsleistung für maximale Effizienz erreicht man meist nur durch Übersteuerung, d.h. die Eingangsleistung ist größer als die, welche in der theoretischen Betrachtung der Verstärkerklassen als maximal definiert ist.

¹³Vereinfachte Betrachtung bei nicht dominanten Ausgangskapazitäten.

Je nach Übersteuerung und Arbeitspunkteinstellung können die Effekte wie im Abschnitt 2.2.1 beschrieben die Linearität der Kennlinie beeinflussen. Folgende Effekte sind hierbei zu nennen:

- **Strombegrenzung für Gate-Source-Spannungen unterhalb der Einsatzspannung**
Dies würde auf den ersten Blick zur leichten Erhöhung der Ausgangsleistung für Tastverhältnisse größer 180° (siehe AB-Betrieb in Abschnitt 2.2.1) führen, jedoch dominiert der Leistungsverlust am Eingang¹⁴ und damit die Abnahme der Verstärkung. Die Folge ist ein Abknicken der AM-AM-Kennlinie.
- **Verstärker geht in den Triodenbereich**
Für zu kleine Drain-Source-Spannungen bricht der Stromverlauf ein. Die Folge ist die Erzeugung von Harmonischen und die Reduzierung der Ausgangsleistung auf der Grundwelle. Dies wird durch ein Abknicken der AM-AM-Kennlinie sichtbar.
- **Keine konstante Transkonduktanz**
Die sich ändernde Transkonduktanz beim Durchfahren der Lastgeraden führt zu einer mittleren Transkonduktanz, die sich je nach Form der Lastgeraden und Stärke der Aussteuerung ändert. Die Folge ist eine Verstärkungsexpansion oder -kompression.

Die Laständerung hat zusätzlich auch einen Einfluss auf die AM-PM-Kennlinie (Ikeda, 1992). Bei einer Optimierung der Last für eine bessere Linearität muss folglich über die Auswirkungen auf die Amplitude hinaus auch die sich ändernde Phasencharakteristik berücksichtigt werden.

Neben der diskutierten Lastimpedanz, die den größten Einfluss auf die Form der Kennlinie hat, kann auch die Quellimpedanz einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss haben, vgl. (Yamada, 1996).

¹⁴Dies wird verursacht durch die Amplitudenbegrenzung des Eingangssinussignals.

3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Linearisierungskonzepte von Leistungsverstärkern. Zuerst werden die Modelle für die Beschreibung der Nichtlinearitäten vorgestellt, welche auch für die Modellierung der inversen Charakteristik bei Linearisierung mit Hilfe einer Vorverzerrung zum Einsatz kommen. Daran anschließend werden die verschiedenen Linearisierungskonzepte vorgestellt. Der letzte Abschnitt dieses Kapitels geht im Detail auf die digitale Vorverzerrung ein, die in dieser Arbeit für den Einsatz in Mobiltelefonen favorisiert wird.

3.1 Modellierung von Leistungsverstärkern

Die Linearisierung eines Leistungsverstärkers setzt zu allererst eine entsprechende Verhaltensbeschreibung voraus, die mit Hilfe von Modellen erfasst wird. Das gewünschte lineare Verhalten des Ausgangssignals $P_{out}(t)$ ist nichts anderes als die Verstärkung des Eingangssignals $P_{in}(t)$ um einen konstanten Verstärkungsfaktor K :

$$P_{out}(t) = K \cdot P_{in}(t) \tag{3.1}$$

Gleichung (3.1) ist somit das einfachste Modell für die Beschreibung eines Verstärkers.

In einem modernen mobilen Kommunikationssystem ist die Information in Amplitude und Phase kodiert. Jedes bandbegrenzte Signal mittig um die Trägerfrequenz f_c kann durch folgende Gleichung beschrieben werden (vgl. (Goldsmith, 2005)):

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \tag{3.2}$$

Die Gleichung (3.2) definiert somit die Modulation. Das entsprechende Blockschaltbild ist in Bild 3.1 dargestellt.

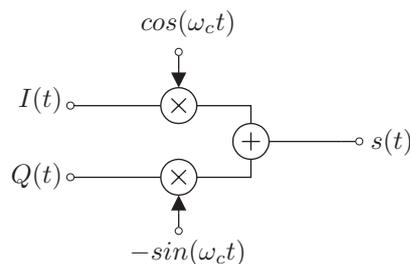


Abbildung 3.1: Prinzip der Modulation

Mit einem Inphasesignal $I(t)$ und einem Quadratursignal $Q(t)$ im Basisband können somit alle Modulationsarten beschrieben werden. Benutzt man die „komplexe Basisband-

darstellung“ bzw. „komplexe Tiefpassdarstellung“ (engl.: *complex lowpass representation*) folgt¹:

$$u(t) = I(t) + j Q(t) \quad (3.3)$$

$$s(t) = \Re\{u(t) \cos(2\pi f_c t)\} - \Im\{u(t) \sin(2\pi f_c t)\} = \Re\{u(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3.4)$$

Das komplexe Basisbandsignal $u(t)$ wird auch als komplexe Einhüllende (engl.: *complex envelope*) bezeichnet. Da die Information in $u(t)$ kodiert ist, können für die Beschreibung der Nichtlinearität des Verstärkers auch jene Modelle benutzt werden, die nur die Beziehung des komplexen Basisbands am Eingang zum komplexen Basisband am Ausgang modellieren. Aufgrund der wesentlich geringeren Abtastrate des Basisbandes verkürzt sich hier erheblich die Zeit für die Berechnung des Ausgangssignals.

Die Modelle für die Beschreibung von Nichtlinearitäten können sehr unterschiedlich ausfallen. Auf der einen Seite gibt es Simulationsmodelle, mit denen auf Transistorlevel das physikalische Verhalten mit rechenintensiven Simulationen nachempfunden wird. Auf der anderen Seite gibt es die so genannten „Black-Box“-Modelle, die mit abstrakten und unphysikalischen Gleichungen das äußere Verhalten mit wenigen Parametern modellieren.

Die wichtigsten Gründe für eine Verwendung von Black-Box-Modellen im Zusammenhang mit Linearisierungsverfahren sind:

1. Ermöglicht wird eine leichte Modellierung des Verhaltens mit komplexen Basisbandsignalen. Die niedrigere Frequenz des Basisbandsignals im Vergleich zum modulierten Signal reduziert die Zeitanforderungen an das System².
2. Modellparameter können leicht aus gemessenen Ein- und Ausgangssignalen abgeleitet bzw. sogar berechnet werden (Methode der kleinsten Quadrate).
3. Die im Falle einer Vorverzerrung benötigte inverse Charakteristik kann berechnet oder abgeleitet werden.
4. Die geringe Anzahl an Parametern ermöglicht eine Umsetzung in digitalen Vorverzerrungssystemen.
5. Viele Modelltypen erlauben die Beschreibung von zeitabhängigen Effekten (Memoryeffekte).

Im Folgenden werden die verschiedenen Black-Box-Modelle vorgestellt. Grob unterteilt man sie in Modelle, die nur statische Nichtlinearitäten berücksichtigen und in Modelle, die zusätzlich Memoryeffekte erfassen.

¹Siehe Anhang A in (Goldsmith, 2005).

²Passband-Modelle (Modelle für modulierte Signale) (Jeruchim, 2000) scheiden aufgrund der kritischen Zeitanforderung gegenüber Basisband-Modellen aus.

3.1.1 Modelle für statische Nichtlinearitäten

Ein Verstärker beeinflusst nicht nur die Amplitude um die Verstärkung G , sondern auch die Laufzeit Δt des modulierten Ausgangssignals bezogen auf das Eingangssignal. Somit gilt:

$$s_{out}(t) = G \cdot s_{in}(t - \Delta t) \quad (3.5)$$

Setzt man Gleichung (3.2) in Gleichung (3.5) ein, ergibt sich für ein moduliertes Ausgangssignal:

$$s_{out}(t) = G \cdot \left(I(t - \Delta t) \cos(\omega_c(t - \Delta t)) - Q(t - \Delta t) \sin(\omega_c(t - \Delta t)) \right) \quad (3.6)$$

Für die Phasenabweichung $\Delta\varphi$ gilt: $\Delta\varphi = \omega_c \Delta t$. Benutzt man die Annahme, dass die maximale Frequenz des Basisbandes viel kleiner ist als die Trägerfrequenz f_c , wobei $\Delta\varphi < 2\pi$ ist, gilt³:

$$I(t) \approx I\left(t - \frac{\Delta\varphi}{\omega_c}\right); \quad Q(t) \approx Q\left(t - \frac{\Delta\varphi}{\omega_c}\right) \quad (3.7)$$

Das bedeutet, dass die Änderung des Basisbandsignals durch eine Phasenverschiebung vernachlässigbar ist, weil in dieser Zeitspanne das Basisbandsignal aufgrund der geringen Bandbreite nahezu konstant bleibt.

Für das modulierte Ausgangssignal des Verstärkers folgt somit:

$$s_{out}(t) = G \cdot \left(I(t) \cos(\omega_c t - \Delta\varphi) - Q(t) \sin(\omega_c t - \Delta\varphi) \right) \quad (3.8)$$

$$= G \cdot \left(\Re\{u(t)e^{j(\omega_c t - \Delta\varphi)}\} \right) \quad (3.9)$$

Die Annahme in Gleichung (3.7) führt zur Eliminierung des dynamischen Verhaltens⁴ der I/Q-Signale am Ausgang. Gleichung (3.8) bzw. Gleichung (3.9) beschreiben somit ein „quasi-statisches“ Verhalten des Verstärkers.

Die Demodulation erfolgt wie im Bild 3.2 dargestellt und man erhält mit Gleichung (3.8) für $s_{out}(t)$ unter Berücksichtigung trigonometrischer Beziehungen die Ausgangssignale im Basisband⁵:

$$\begin{aligned} I_{mess}(t) &= G \left(I(t) \cos(\Delta\varphi) + Q(t) \sin(\Delta\varphi) \right) \\ Q_{mess}(t) &= G \left(Q(t) \cos(\Delta\varphi) + I(t) \sin(\Delta\varphi) \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Bereits im Abschnitt 2.1.4 wurde gezeigt, dass die Amplitudenverzerrung (AM-AM-Kennlinie) und Phasenverschiebung (AM-PM-Kennlinie) abhängig von der Amplitude der Einhüllenden $A(t)$ bzw. der momentanen Leistung des modulierten Eingangssignals ist. Mit

$$A(t) = |u(t)| = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (3.11)$$

³Diese Annahme wird in der Literatur oft nicht erwähnt - meist wird direkt eine Phasenänderung eingeführt, wie es in Gleichung 3.9 zu sehen ist (vgl. (Jeruchim, 2000), (Cripps, 2002)).

⁴Die Zeitabhängigkeit (dynamisches Verhalten) Δt ist nicht mehr in der Gleichung enthalten.

⁵Berechnung ähnlich wie in Abschnitt 4.3.1.

3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker

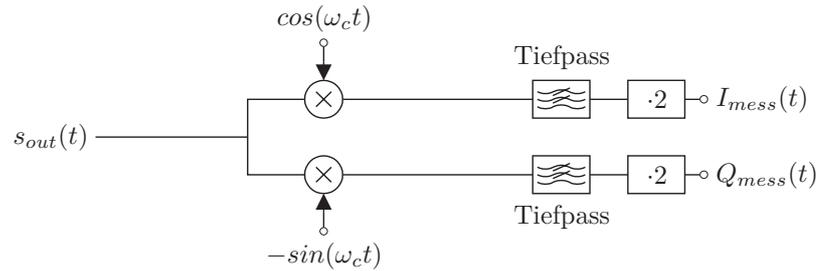


Abbildung 3.2: Prinzip der Demodulation

gilt dann folgende eingangsamplitudenabhängige Beziehung:

$$G \rightarrow G(A(t)) \quad (3.12)$$

$$G(A(t)) \cdot A(t) \hat{=} \text{AM-AM-Kennlinie}$$

$$\Delta\varphi \rightarrow \Delta\varphi(A(t)) \quad (3.13)$$

$$\Delta\varphi(A(t)) \hat{=} \text{AM-PM-Kennlinie}$$

Mit den zuvor aufgeführten Gleichungen sind die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien mathematisch erfasst, und eine Modellierung ist nun möglich.

Modellierung in Polarform

Diese Form eines PA-Modells setzt die AM-AM- und AM-PM-Kennlinie direkt mit Hilfe von Funktionen um. Zur einfacheren Darstellung wird das Basisbandsignal in Polarkoordinaten dargestellt:

$$u(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (3.14)$$

Mit Gleichung 3.11 und $\varphi(t) = \angle u(t) = \arg(I(t) + jQ(t))$ kann Gleichung 3.2 wie folgt umgeformt werden:

$$s_{in}(t) = A(t) \cos(\omega_c(t) + \varphi(t)) \quad (3.15)$$

Damit folgt für das Ausgangssignal (vgl. 3.9):

$$s_{out} = G(A(t)) A(t) \cos(\omega_c(t) + \varphi(t) + \Delta\varphi(A(t))) \quad (3.16)$$

Das entsprechende Blockschaltbild ist im Bild 3.4 dargestellt.

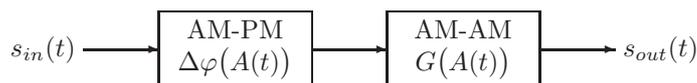


Abbildung 3.3: Blockmodell für die Modellierung in Polarform

Die Funktionen $G(A(t))$ und $\Delta\varphi(A(t))$ werden meist mit Potenzreihen verwirklicht, da für schwache Nichtlinearitäten bereits mit wenigen Koeffizienten (a_G, a_φ) eine ausreichend gute Beschreibung möglich ist⁶ (vgl. Abschnitt 4.5.1):

$$G(A(t)) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{G,n} A(t)^n \quad (3.17)$$

$$\Delta\varphi(A(t)) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{\varphi,n} A(t)^n \quad (3.18)$$

Modellierung in kartesischer Form

Die Modellierung in kartesischer Form⁷ verwendet zwei Funktionen, siehe Bild 3.4. Die eine Funktion $\Delta I(A(t))$ bildet das Inphasesignal des Eingangs auf den Ausgang ab. Die zweite Funktion $\Delta Q(A(t))$ beschreibt entsprechend die Beziehung für das Quadratursignal.

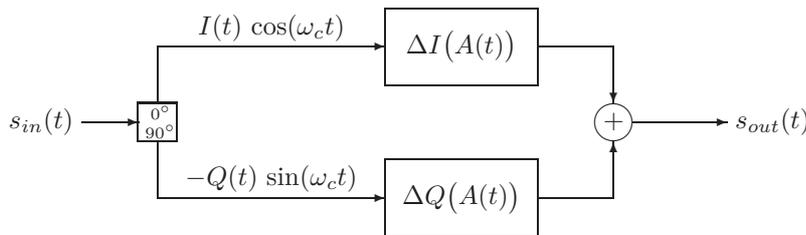


Abbildung 3.4: Blockmodell für die Modellierung in kartesischer Form (Kenington, 2000)

Modellierung in komplexer Form

Verwendet man die komplexe Basisbanddarstellung, ist die Modellierung mit nur einer Funktion möglich. Es gilt im Falle einer Potenzreihenapproximation:

$$u_{out}(t) = \sum_{n=1}^N a_n u_{in}(t)^n \quad \text{mit } a_n = a_{I,n} + j a_{Q,n} \quad (3.19)$$

Die Koeffizienten a_n sind bei diesem Modell komplex.

Dieses Modell schneidet im Vergleich zum Polarform-Modell etwas schlechter ab, da die Beziehung zwischen Ein- und Ausgang des Inphase- und des Quadratursignals sich schlechter mit einer Potenzreihe approximieren lassen bzw. mehr Koeffizienten benötigt werden - vgl. Abschnitt 4.5.1.

⁶Vgl. (Cripps, 2006), (Kenington, 2000).

⁷Auch als Quadraturmodell bezeichnet, vgl. (Saleh, 1981).

Vorteil dieses Modells ist jedoch die einfache Berechnung des komplexen Ausgangsbasisbandsignals, da auch das Eingangsbasisbandsignal komplex modelliert wird. Weiterhin ist die Bestimmung der Koeffizienten einfach, weil die Methode der kleinsten Quadrate auch für komplexe Signale möglich ist (Standardfunktion z.B. in MATLAB®).

Mit der Voraussetzung der Bandbegrenzung, welche ein jedes Basisband erfüllt (bzw. erfüllen sollte), wird Gleichung 3.19 analysiert. Es ist zu untersuchen, welche Koeffizienten nötig sind, damit das Ausgangssignal wiederum bandbegrenzt ist und somit keine harmonischen Anteile hat. Mit Hilfe einer analytischen Betrachtung⁸ kann gezeigt werden, dass nur ungerade⁹ Anteile der Gleichung (3.19) die Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsbasisbandsignal beschreiben, es gilt somit:

$$u_{out}(t) = u_{in}(t) \sum_{n=0}^{2N-1} b_n |u_{in}(t)|^{2n} = u_{in}(t) \sum_{n=0}^{2N-1} b_n A(t)^{2n} \quad \text{mit } b_n \neq a_n \text{ (Gl. 3.19)} \quad (3.20)$$

In der Veröffentlichung (Ding u. Zhou, 2004) konnte jedoch gezeigt werden, dass Gleichung 3.20 unter Hinzunahme der geraden Terme die Modellierungsgenauigkeit steigert. Somit kann unter Hinzunahme dieser Terme die maximale Ordnung des Polynoms reduziert werden, was bei einer Berechnung des Ausgangssignals zu geringerem Aufwand führt (z.B. Berechnung nur bis x^5 anstelle von x^7 nötig).

Weitere Modelle für Nichtlinearitäten

- **Saleh-Modell**

Geeignet für die einfache Modellierung von TWT-Verstärkern¹⁰. Beschreibung der AM-AM-Kennlinie erfolgt mit $A(r) = \alpha_{AR}/(1 + \beta_{AR}r^2)$ und der AM-PM-Kennlinie mit $\Phi(r) = \alpha_{\Phi}r^2/(1 + \beta_{\Phi}r^2)$ (Saleh, 1981).

- **Ghorbani-Modell**

Ist eine Erweiterung des Saleh-Modell (Ghorbani u. Sheikhan, 1991).

- **Bessel-Funktionen-Modell**

Dieses Modell verwendet Bessel-Funktionen. Eine genaue Beschreibung ist in (Gilbert Pinal, 2008) zu finden.

- **Fourier-Serien-Modell**

Das Ausgangssignal ist hier über die Formel $s_{out}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{j\alpha_k s_{in}(t)}$ bestimmt, siehe (Gilbert Pinal, 2008).

3.1.2 Modelle für Memoryeffekte

In Kapitel 5 werden die Memoryeffekte intensiv betrachtet. Unter Memoryeffekten versteht man die zeitabhängigen Eigenschaften des Verstärkers, d.h. die momentane Ausgangsleistung hängt von den Leistungswerten in der Vergangenheit ab. Neben vielen

⁸Vgl. (Jeruchim, 2000) - Abschnitt „Memoryless Nonlinearities“.

⁹Hinweis: ein Term wurde vorgezogen.

¹⁰Wanderfeldröhre, engl.: *traveling wave tube* (TWT).

anderen Ursachen (vgl. Abschnitt 5.1) ist vor allem das Frequenzverhalten des Verstärkers¹¹ die Hauptursache für Memoryeffekte, welche mit den im Folgenden vorzustellenden Modellen erfasst werden können.

Modelle können Zeitabhängigkeiten beschreiben, indem auch Werte aus der Vergangenheit in den Modellen berücksichtigt werden. Dieser Abschnitt gibt einen kurzen Überblick über die wichtigsten Modelle für die Leistungsverstärkermodellierung. Weiterführende Betrachtungen sind in (Gilabert Pinal, 2008), (Tsimbinos, 1995), (Schetzen, 2006), (Ding, 2004) oder (Teikari, 2008) zu finden.

Volterra-Serien

Die allgemeinste Form, um Nichtlinearitäten und Memoryeffekte eines Verstärkers zu beschreiben, ist das Modell mit Volterra-Serien. Dieses Modell ist in der Lage, beliebige nichtlineare Systeme zu erfassen. Die Volterra-Serie kann als mehrdimensionale Faltung verstanden werden. Die mehrdimensionale Eigenschaft ist bedingt durch die Berücksichtigung nichtlinearer Terme. Für die Modellierung ist die diskrete Variante zu benutzen, da die Signalwerte diskret (abgetastet) vorliegen:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m_1}^{M-1} \cdots \sum_{m_k}^{M-1} h_k(m_1, \dots, m_k) \prod_{l=1}^k x(n - m_l) \quad (3.21)$$

Hierbei ist M die Memorytiefe, die angibt, wie viele Abtastwerte aus der Vergangenheit in das Modell einbezogen werden sollen. Der Term h_k wird als Volterra Kernel bezeichnet.

Ein großer Nachteil dieser Beschreibungsform ist, dass mit Zunahme der Ordnung K der Nichtlinearität und M der Memorytiefe der Rechenaufwand exponentiell zunimmt. Gleiches gilt auch für die Algorithmen zur Bestimmung der Koeffizienten dieser Serie. Die Schlussfolgerung daraus ist, dass trotz der generischen Beschreibungsform aufgrund der Komplexität nur eine geringe Memorytiefe und Nichtlinearität modelliert werden kann und somit die Anwendung auf Verstärker mit schwacher Nichtlinearität und hochfrequenten Memoryeffekten¹² begrenzt ist.

Eine Lösung des Problems der hohen Komplexität besteht darin, nur bestimmte Kernel für die Modellierung heranzuziehen. Damit kann der Rechenaufwand reduziert und/oder die Memorytiefe und Ordnung der Nichtlinearität erhöht werden (vgl. Abschnitt 3.1.3).

In den folgenden Abschnitten werden einige Untergruppen der Volterra-Serien vorgestellt. Ergänzend ist zu erwähnen, dass eine Volterra-Serie mit einer Memorytiefe von Null der Modellierung mit einer Potenzreihe entspricht.

Wiener-, Hammerstein-, Wiener-Hammerstein-Modell

Das **Wiener-Modell** ist ein zeitinvariantes System (LTI) gefolgt von einer speicherlosen Nichtlinearität (NL), siehe Bild 3.5.

¹¹Detaillierte Untersuchungen werden im Abschnitt 6.5 präsentiert.

¹²Langzeiteffekte werden nicht erfasst, weil sich diese Effekte bei benachbarten Abtastwerten noch nicht bemerkbar machen.

3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker

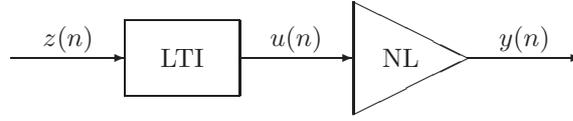


Abbildung 3.5: Blockbild des Wiener-Modells

Für abgetastete Signale gelten die folgenden Formeln¹³:

$$u(n) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-l) \quad (3.22)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k u(n) |u(n)|^{2k} \quad (3.23)$$

$$\rightarrow y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-l) \cdot \left| \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-l) \right|^{2k} \quad (3.24)$$

Hierbei sind a_l die Werte der Impulsantwort des LTI-Blocks und b_k die Polynomkoeffizienten (ungerader Ordnung), welche die Nichtlinearität beschreiben.

Das **Hammerstein-Modell** ist das entgegengesetzte Modell zum Wiener-Modell. Hier folgt das zeitinvariante System der zuvor modellierten Nichtlinearität, siehe Bild 3.6. Für abgetastete Signale gilt:

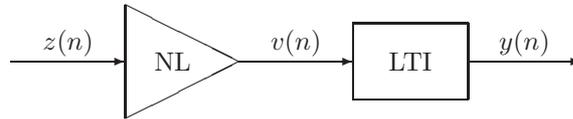


Abbildung 3.6: Blockbild des Hammerstein-Modells

$$v(n) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k z(n) |z(n)|^{2k} \quad (3.25)$$

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l v(n-l) \quad (3.26)$$

$$\rightarrow y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l \sum_{k=0}^{K-1} b_k z(n-l) |z(n-l)|^{2k} \quad (3.27)$$

Hierbei sind die Koeffizienten c_l die Werte des nachgelagerten LTI-Systems.

¹³Vgl. z.B. (Ding, 2004).

Schließlich gibt es noch das **Wiener-Hammerstein-Modell**, das durch eine Kombination der beiden bereits vorgestellten Modelle eine bessere Beschreibung ermöglichen soll, siehe Bild 3.7.

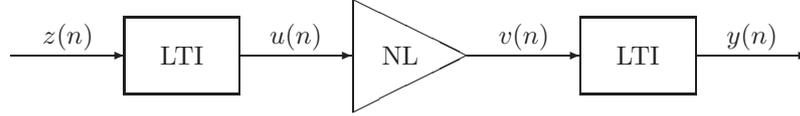


Abbildung 3.7: Wiener-Hammerstein-Modell

Für die Berechnung mit abgetasteten Werten gilt:

$$u(n) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-l) \quad (3.28)$$

$$v(n) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k u(n) |u(n)|^{2k} \quad (3.29)$$

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l v(n-l) \quad (3.30)$$

$$\rightarrow y(n) = \sum_{l_c=0}^{L_c-1} c_{l_c} \sum_{k=0}^{K-1} b_k \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} z(n-l_a-l_c) \cdot \left| \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} z(n-l_a-l_c) \right|^{2k} \quad (3.31)$$

Memory-Polynomial-Modell

Das Memory-Polynomial-Modell (Kim u. Konstantinou, 2001)¹⁴ ist bei der Modellierung von Leistungsverstärkern sehr verbreitet, da es im Vergleich zum Volterra-Serien-Modell wesentlich weniger Koeffizienten benötigt und folglich die Modellierungsgenauigkeit von Memoryeffekten sehr hoch ist. Dieses Modell wird auch als „Nonlinear Moving Average Modell“, kurz NMA-Modell¹⁵, bezeichnet. Das Memory-Polynomial-Modell verwendet nur die diagonalen Kernel einer Volterra-Serie, somit gilt:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} b_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^{2k} \quad (3.32)$$

Dabei entspricht der reduzierte Kernel b_{kl} dem Kernel $h_k(m_1, \dots, m_k)$ mit $m_1, \dots, m_k = l$ aus Gleichung (3.21). Das Prinzipschaltbild eines solchen Modells ist in Bild 3.8 dargestellt.

¹⁴Siehe auch (Chang u. Powers, 2001) und (Ding, 2002) (benutzt den Begriff „Memory Polynomial“).

¹⁵(Gilabert Pinal, 2008).

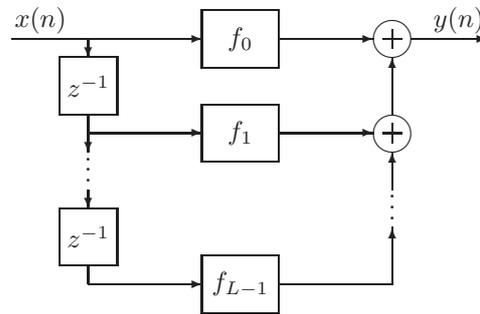


Abbildung 3.8: Memory-Polynomial-Modell mit Bezug auf Gleichung (3.32) unter Verwendung von $f_l = \sum_{k=0}^{K-1} b_{kl}x(n-l)|x(n-l)|^{2k}$

3.1.3 Weitere Modelle

In diesem Abschnitt werden weitere veröffentlichte Modelle für Leistungsverstärker aufgeführt. Durch Kombinationen bekannter Modelle, Ableitung neuer Untergruppen der Volterra-Serien und nicht zuletzt durch die Verwendung einer Vielzahl an neuronalen Netzen ist die Anzahl möglicher Modelle theoretisch unbegrenzt. Die wichtigsten Modelle neben den bereits beschriebenen sind:

- **Generalized-Memory-Polynomial**
Hier wird das Memory-Polynomial-Modell um die Kreuzterme der zurückliegenden und vorderen Abtastwerte ergänzt (Morgan, 2006).
- **Pruned-Volterra-Serien**
Vereinfachungen des Volterra-Serien-Modells, bei denen bestimmte Kernel weggelassen werden, z.B. in (Zhu u. Brazil, 2004).
- **Murray-Hill-Modell**
Betrachtung spezieller Terme der Volterra-Serie, um physikalische Phänomene zu modellieren, siehe (Ding, 2004).
- **Kombinationen**
Memory-Polynomial mit Murry-Hill-Modell (Ding, 2006)
- **Parallele Anordnungen**
Parallel-Hammerstein-Modell in (Silveira, 2006) und Parallel-Wiener-Modell in (Ku, 2002).

- **Nonlinear-Auto-Regressive-Moving-Average-Modell (NARMA)**
Vorteil ist hier die Modellerweiterung um nichtlineare Rückkoppelpfade (IIR-Terme¹⁶) (Montoro, 2007; Clark, 1998; Gilbert Pinal, 2008).
- **Saleh-Frequency-Dependent-Modell**
Erweiterung des Saleh-Modells um eine Filterfunktion im Inphase- und Quadraturpfad, vgl. (Saleh, 1981). Dieses Modell fällt in die Kategorie der frequenzabhängigen Quadraturmodelle.
- **Neuronale Netze**
Hierbei werden die Ausgangswerte mit Hilfe von neuronalen Netzen aus den Eingangswerten unter Berücksichtigung weiterer Eingangswerte in der Vergangenheit berechnet, siehe (Zhang u. Gupta, 2000), (Gilbert Pinal, 2008); Beispiel: (Ahmed, 2005).
- **Blum-Jeruchim-Modell**
Dieses Modell korrigiert in Abhängigkeit von der Eingangsleistung das Spektrum, siehe (Blum u. Jeruchim, 1989).
- **Generalized-Power-Serien**
Das in (Steer u. Khan, 1983) und (Steer, 1983) beschriebene Modell ist ein aus dem Frequenzbereich abgeleitetes Modell. Eine Vereinfachung dieses Modells führt direkt zu dem Memory-Polynomial-Modell.

3.2 Linearisierungskonzepte im Überblick

Die grobe Einteilung der Linearisierungskonzepte erfolgt in drei Gruppen: Vorwärtskopplung, Rückkopplung und Vorverzerrung. Neben diesen drei Gruppen, die in den folgenden Teilabschnitten kurz erläutert werden, gibt es auch Techniken, bei denen der Signalpfad geeignet aufgeteilt wird. Hierzu zählen z.B. die LINC¹⁷- oder EER¹⁸-Techniken. Hierbei wird das „Gesamtsignal“ nicht verändert, weshalb sie nicht in die Kategorie der Linearisierungskonzepte fallen. Ebenfalls gehören Konzepte zur Steigerung der Effizienz nicht in diese Kategorie. Hierzu zählen unter anderem Doherty-, ET¹⁹-Verstärker oder die Kombination von Verstärkern unterschiedlicher Leistungen (Sogl, 2009).

Darüber hinaus gibt es Techniken, die das lineare Verhalten des Verstärkers mit einer dynamischen Anpassung des Arbeitspunktes²⁰ oder mit Hilfe der Verwendung zusätzlicher (Bau-)Elemente verbessern. Als Beispiel für die Integration zusätzlicher Elemente kann die Kompensation der Gate-Source-Kapazität eines NMOS-Verstärkers genannt

¹⁶Unendliche Impulsantwort, engl.: *Infinite-Impuls-Response* (IIR)

¹⁷Abkürzung für „Linear amplification using Nonlinear Components“, auch bekannt als Outphasing oder Chireix-Verstärker (Chireix, 1935).

¹⁸Abkürzung für „Envelope Elimination Restoration“, auch bekannt als Kahn-Technik.

¹⁹Abkürzung für „Envelope Tracking“.

²⁰Z.B. (Yoshimasu, 1998), (Noh u. Park, 2002), (Noh, 2004).

werden, siehe (Wang, 2004). Hier wird die Spannungsabhängigkeit der Gate-Source-Kapazität durch eine zusätzliche Kapazität am Gate-Knoten mit Hilfe eines PMOS-Transistors (entgegengesetzte Spannungsabhängigkeit) verringert.

3.2.1 Vorwärtskopplung

Das Prinzip des Vorwärtskopplungsverstärkers (*engl.: feed forward amplifier*) wird in Bild 3.9 gezeigt. Das Ziel der Vorwärtskopplung ist es, am Ausgang Leistung einzukop-

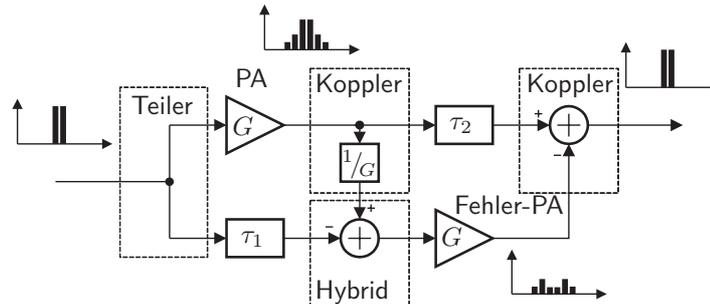


Abbildung 3.9: Prinzip des Vorwärtskopplungsverstärkers

pehn, damit das Kompressionsverhalten des Verstärkers kompensiert werden kann. Mit Hilfe eines Leistungsteilers wird vor dem Verstärker das Signal aufgeteilt. Ein Teil wird durch den nichtlinearen Verstärker (PA) verzerrt, der andere Teil dient als lineares Referenzsignal. Mit einem Richtkoppler wird ein kleiner Anteil des verzerrten Ausgangssignals ausgekoppelt, dessen Leistung idealerweise der Leistung des Eingangssignals entspricht ($1/G$ -Dämpfung). Somit kann die Differenz beider Signale (90° -Hybrid) gebildet werden. Dieses so genannte Fehlersignal wird mit einem zusätzlichen Verstärker (Fehler-PA) wieder in den Signalpfad eingekoppelt. Dieser Verstärker muss das Differenzsignal um die Verstärkung (G) des Hauptverstärkers und des Einkoppelfaktors²¹ verstärken. Der Einkoppelfaktor und die Effizienzverluste des Fehler-Verstärkers führen dazu, dass wesentlich mehr Leistung für die Korrektur benötigt wird, als theoretisch notwendig ist. Das hat einen großen negativen Einfluss auf die Effizienz von Vorwärtskopplungsverstärkern, vgl. (Cripps, 2002) und (Kenington, 2000).

3.2.2 Rückkopplung

In (Kenington, 2000) werden Rückkopplungssysteme in vier Kategorien aufgeteilt, siehe Bild 3.10: HF-, Einhüllenden-, Polar- und kartesische Rückkopplung. Die HF-Rückkopplung (Bild 3.10a) wird direkt am Leistungstransistor umgesetzt und stellt die „klassische“ Rückkopplung von Verstärkern dar. Hierbei wird die Bandbreite auf Kosten der Verstärkung erhöht. Bei den anderen drei Kategorien wird die Rückkopplung über den gesamten Verstärker, inklusive aller Stufen und darüber hinaus (gesamter Transmitter), realisiert.

²¹Hier wurde ein Einkoppelfaktor von 0 dB angenommen.

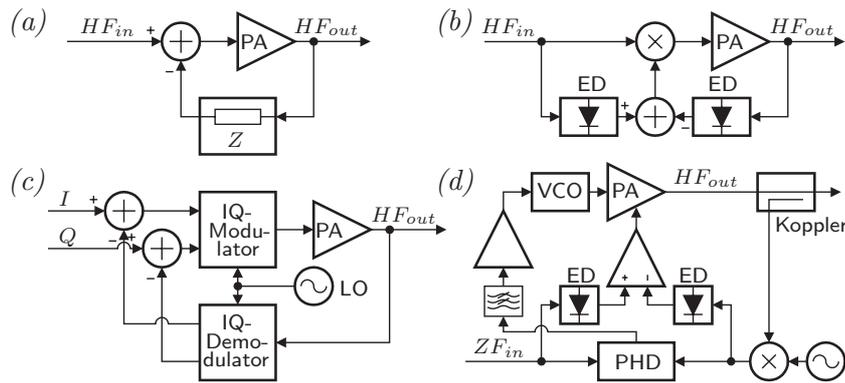


Abbildung 3.10: Die vier Kategorien der Rückkopplungssysteme: HF-Rückkopplung (a), Einhüllendenrückkopplung (b), kartesische Rückkopplung (c) Polarrückkopplung (d). (Bilder nach (Teikari, 2008) und (Cripps, 2002))

Die Rückkopplung erfolgt hier im Bereich der Modulationsfrequenzen (Rückkopplung der Einhüllenden im Bild 3.10b bzw. das ins Basisband gemischte HF-Signal, Bild 3.10c und Bild 3.10d), was die Stabilitätsprobleme im HF-Bereich wesentlich entschärft.

Die Variante mit der Rückkopplung der Einhüllenden in Bild 3.10b ist nur bei Systemen mit vernachlässigbarer Phasenverzerrung (AM-PM) anwendbar, da die Phase nicht ausgewertet wird. Die kartesische Rückkopplung²² im Bild 3.10c ist im Vergleich zur Polarrückkopplung, die nur mit hohem Aufwand²³ zu realisieren ist, stärker verbreitet.

3.2.3 Vorverzerrung

Das Prinzip der Vorverzerrung wird im Bild 3.11 dargestellt. Eine Vorverzerrung (engl.: *predistortion* - kurz PD) verzerrt vor dem Verstärker ein Signal so vor, dass nach dem Durchlaufen des Verstärkers ein lineares Gesamtverhalten aus Vorverzerrungseinheit (PD) und Verstärker (PA) entsteht.

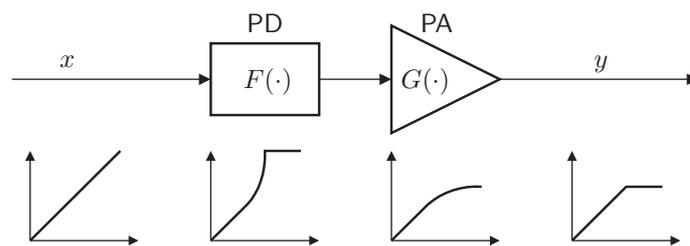


Abbildung 3.11: Prinzip der Vorverzerrung. Darstellung mit Amplitudenbegrenzung (waagerechte Verläufe), d.h. Begrenzung der vorverzerrten Eingangsleistungen, die sonst zu nicht erreichbaren Ausgangsleistungen führen würden

²²Z.B. (Pipilos, 2005), (Faulkner, 1998).

²³Z.B. (Sowlati, 2005).

Wird ein Verstärker mit einer Funktion $G(\cdot)$ modelliert, so ist die Vorverzerrungsfunktion $F(\cdot)$ die Umkehrfunktion von $G(\cdot)$. Es gilt somit:

$$y = G(x_{vorv}) = G(F(x)) = K \cdot x, \quad (3.33)$$

wobei K eine Konstante ist und meist der Kleinsignalverstärkung entspricht.

Der Hauptunterschied eines Vorverzerrungssystems zu den Vorwärts- und Rückkopplungssystemen ist somit die Vorhaltung einer kompletten Umkehrfunktion des Verstärkers im Gegensatz zur punktuellen Kompensation.

Die Vorverzerrung kann im Hochfrequenzbereich (HF), im Zwischenfrequenzbereich (ZF) oder im Basisband (BB) erfolgen. Zusätzlich unterscheidet man die Realisierung der Vorverzerrungsfunktion nach analoger, digitaler oder gemischter Form:

- **Analoge Vorverzerrung**

Bei der analogen Vorverzerrung wird mit Hilfe von analogen Schaltungen ein Verhalten entgegengesetzt zum Verstärker erzeugt. Die analoge Vorverzerrung wird im Hochfrequenz- oder im Zwischenfrequenzbereich umgesetzt. Die Kompensation der Nichtlinearitäten des Verstärkers ist hierbei begrenzt, da mit den zur Verfügung stehenden analogen Bauelementen nur annähernd eine inverse Funktion realisiert werden kann. Zu den einfachen Schaltungen zählen Varianten mit Dioden (Yamauchi, 1996), Varaktoren (Yu, 1999) oder Feldeffekttransistoren (Hau, 2000). Die verbreitetste Variante ist die Erzeugung der inversen Intermodulationen in Parallelpfaden. Die einfachste Variante ist der kubische Vorverzerrer im Bild 3.12. Aus diesem Prinzip lässt sich eine Vielzahl von Schaltungen ableiten, die z.B. Intermodulationen bis zur 5. Ordnung berücksichtigen (Kim, 2007), (Lee, 2004) und in der Lage sind, Memoryeffekte zu kompensieren (Lim, 2009).

Weiterhin gehören auch die Einhüllenden-Injektionstechniken (Vuolevi, 2001a) zu den HF-Vorverzerrungstechniken. Eine umfassende Übersicht ist in (Kenington, 2000) zu finden.

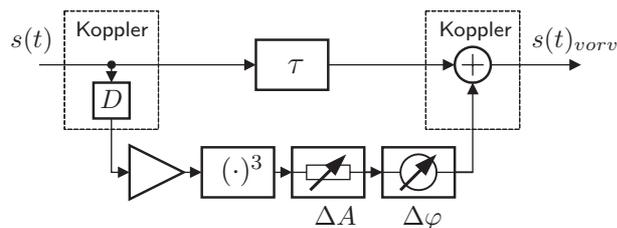


Abbildung 3.12: Kubischer HF-Vorverzerrer mit Intermodulationsgenerator $(\cdot)^3$, einstellbarer Dämpfung ΔA und Phase $\Delta\varphi$, Verzögerung τ und sowie Dämpfung D des Kopplers

- **Digitale Vorverzerrung**

Die digitale Vorverzerrung setzt die Vorverzerrung im digitalen Basisband um,

siehe Bild 3.13. Mit Hilfe digitaler Recheneinheiten bzw. Schaltungen ist eine theoretisch beliebige Umsetzung von Vorverzerrungsfunktionen bzw. Modellen möglich. Dabei werden die Verstärker mit den im Abschnitt 3.1 vorgestellten Modellen modelliert. Aus dem Verstärkermodell wird das Vorverzerrungsmodell abgeleitet (inverses Modell). Dieses wird dann in digitaler Form implementiert. Die digitale Vorverzerrung ist die präferierte Methode dieser Arbeit. Der nächste Abschnitt wird im Detail auf die digitale Vorverzerrung eingehen.

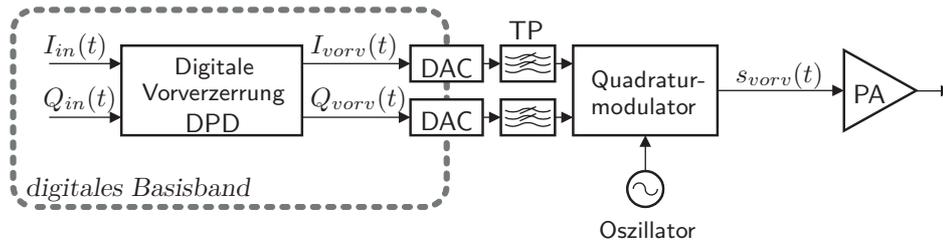


Abbildung 3.13: Prinzip der digitalen Vorverzerrung

• **Digital unterstützte HF/ZF-Vorverzerrung**

Die digital unterstützte HF/ZF-Vorverzerrung entspricht der digitalen Vorverzerrung bis auf den Unterschied, dass die letztendliche Signalvorverzerrung im ZF- bzw. HF-Bereich durch variable Phasenschieber und variable Verstärkungsglieder (Teikari, 2005; Teikari u. Halonen, 2006; Woo, 2005; Seto, 2000) oder mit Hilfe von Quadraturmultiplizierern (Boumaiza, 2004) erreicht wird. Beide Varianten sind im Bild 3.14 dargestellt.

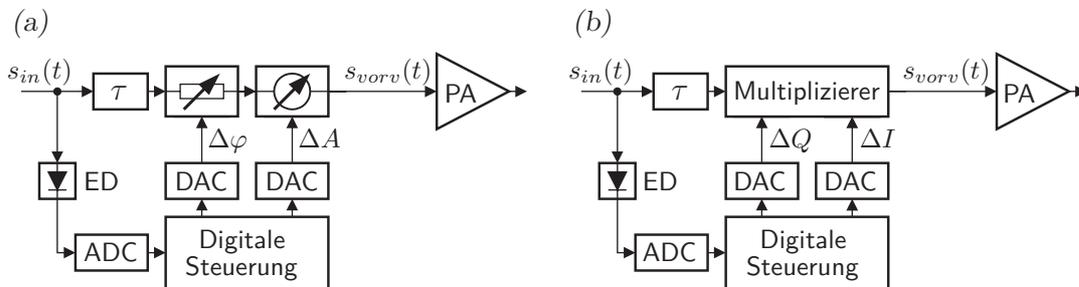


Abbildung 3.14: Digital unterstützte HF/ZF-Vorverzerrung in Polarform (a) oder in kartesischer Form (b)

Im Gegensatz zur digitalen Vorverzerrung kann die nötige digitale Recheneinheit bzw. Steuerung separat verwirklicht werden. Somit muss nicht in die Einheit, die das Basisband verarbeitet, eingegriffen werden, um die Vorverzerrung umzusetzen. Nachteil dieser Lösung ist die Verwendung von analogen Bauteilen zur Signalverzerrung, die herstellungs- und betriebsbedingten Schwankungen unterliegen und darüber hinaus Nichtlinearitäten enthalten können.

3.3 Digitale Vorverzerrungskonzepte

Digitale Vorverzerrung (*engl.: digital predistortion*, kurz DPD) führt die Vorverzerrung im digitalen Basisband aus. Die digitale Signalverarbeitung eröffnet die Möglichkeit, nahezu jede nur denkbare Form von Vorverzerrungen umzusetzen. Die Größe und Verlustleistung der Signalverarbeitungseinheiten schränken hierbei hauptsächlich die Möglichkeiten der Vorverzerrung ein. Somit ist es beispielsweise möglich, wesentlich komplexere Vorverzerrungsalgorithmen in Basisstationen umzusetzen, da hier die Datenverarbeitungseinheiten im Vergleich zu einem Handy groß sein können und die Verlustleistung gegenüber der Linearität eine untergeordnete Rolle spielt.

Neben der eigentlichen Vorverzerrung können zusätzlich die Berechnungs- und Adaptionsalgorithmen integriert werden. Das ist ein entscheidendes Kriterium für die Umsetzung eines kompletten Systems, das die notwendige Berechnung der Vorverzerrungsfunktion und die dynamische Anpassung mit einschließt.

Bei der Wahl geeigneter Vorverzerrungsmodelle greift man auf Modelle zurück, die bei der Modellierung des Verstärkers verwendet werden. Diese Modelle wurden ausführlich in Abschnitt 3.1 behandelt.

3.3.1 Bestimmung des Vorverzerrungsmodells

Für die Vorverzerrung muss die inverse Leistungsverstärkercharakteristik bestimmt werden. Prinzipiell wählt man für die Vorverzerrung den gleichen Modelltyp wie für den Verstärker, weil die Eigenschaften ähnlich sind (Ordnung, Memorytiefe usw.). Die Wiener- und Hammerstein-Modelle bilden hier eine Ausnahme, da bei dem inversen Modell die Reihenfolge der Nichtlinearität und des LTI-Systems vertauscht werden müssen, vgl. Abschnitt 3.1.2. Folglich ist das inverse Wiener-Modell das Hammerstein-Modell und umgekehrt.

In der Regel ist keine analytische Berechnung der inversen Funktion bzw. des Modells möglich. Vielmehr gibt es Berechnungs- und Optimierungsalgorithmen, die sich der inversen Funktion annähern. Detaillierte mathematische Betrachtungen zu diesem Thema sind beispielsweise in (Tsimbinos, 1995) und (Schetzen, 2006) zu finden²⁴. Für eine speicherlose Vorverzerrung kann das Verfahren in Abschnitt 4.6.1 herangezogen werden.

Eine weit verbreitete Methode, welche die Bestimmung der Inversen aus der Verstärkercharakteristik umgeht, ist das indirekte Lernen (*engl.: indirect learning*), siehe (Eun u. Powers, 1995) oder (Psaltis, 1988). Hierbei wird nicht das Verstärkermodell, sondern gleich das inverse Modell berechnet bzw. angenähert. Dabei werden bei der Modellbestimmung das Ein- und Ausgangssignal vertauscht, siehe Bild 3.15. Durch die Bestimmung des Fehlers $e(t)$ kann eine iterative Bestimmung durch Fehlerminimierungsalgorithmen erfolgen. Dieses Modell wird dann für die Vorverzerrung eingesetzt, indem die Koeffizienten kopiert werden.

Das indirekte Lernen setzt voraus, dass sich das Gesamtmodell aus Verstärker und Modellbildung im Bild 3.15 invertieren lässt. Ist das der Fall, ist das Gesamtmodell

²⁴Darüber hinaus gibt es sehr viele weitere Veröffentlichungen.

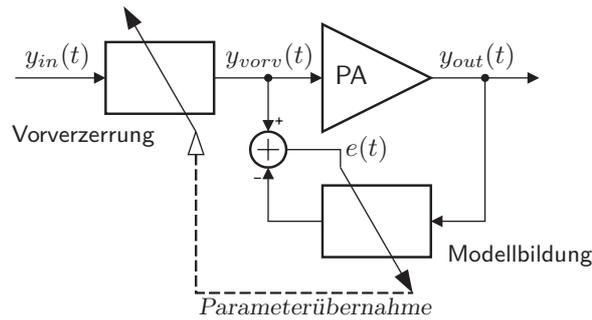


Abbildung 3.15: Prinzip des indirekten Lernens

aus Vorverzerrung und Verstärker äquivalent zum Gesamtmodell aus Verstärker und Modellbildung. Dies ist allerdings aufgrund von Signalrauschen und Memoryeffekten meist nicht der Fall (Teikari, 2008).

3.3.2 Speicherlose digitale Vorverzerrung

Die speicherlose Vorverzerrung ist die digitale Umsetzung der inversen Verstärkercharakteristik, die auf den quasi-statischen Kennlinien des Verstärkers (AM-AM- und AM-PM-Kennlinien) beruht. Voraussetzung wird bei dieser Vorverzerrungstechnik, dass die Verstärkerkennlinie sich aufgrund der zu erwartenden Betriebsbedingungsschwankungen und Alterung nur geringfügig ändert und damit eine Vorverzerrung möglich ist.

Die speicherlose Vorverzerrung ist eine sehr einfache Form der Vorverzerrung. Sie bietet bei vernachlässigbaren Memoryeffekten die Möglichkeit, kleine und einfache Vorverzerrungssysteme zu implementieren. Besonders für größen- und verlustleistungskritische Anwendung wie z.B. Handy ist diese Form der Vorverzerrung äußerst attraktiv.

Je nach Ordnung der Vorverzerrungsfunktion (welche die normierte inverse komplexe Charakteristik darstellt) werden hauptsächlich zwei Varianten verwendet, die im Folgenden erläutert werden.

Polynombasierte Vorverzerrung

Bei dieser Art der Vorverzerrung wird das Vorverzerrungspolynom direkt mit digitaler Logik umgesetzt. Das Vorverzerrungspolynom ist die inverse quasi-statische Verstärkerkennlinie (vgl. Gleichung 3.19):

$$u_{vorv}(t) = \sum_{n=1}^N p_n u_{in}(t)^n \quad \text{mit } p_n = p_{I,n} + j p_{Q,n} \quad (3.34)$$

Mit vertretbarem Aufwand können dabei Polynome mit fünfter Ordnung umgesetzt werden. Für Polynome höherer Ordnung sind aufgrund der vielen Multiplikationen die LUT-basierten Varianten in vielen Fällen besser umzusetzen.

Eine direkte Berechnung der inversen Kennlinie aus der Verstärkerkennlinie ist nicht möglich. In (Cripps, 2002) wurde gezeigt, dass die Ordnung unendlich sein muss, selbst

bei einer Verstärkerkennlinie dritter Ordnung. Im umgedrehten Fall bedeutet das, wenn eine Vorverzerrungsfunktion nur mit dritter Ordnung modelliert wird, können zwar die Intermodulationen dritter Ordnung kompensiert werden, aber es entstehen zusätzlich Intermodulationen höherer Ordnung aufgrund der Nichtlinearitäten des Verstärkers. Diese unerwünschten Intermodulationen begrenzen die Linearisierungsfähigkeit dieses Vorverzerrers. Ein polynombasierter Vorverzerrer kann nur Intermodulationen bis zur maximalen Ordnung des Vorverzerrungspolynom vollständig kompensieren.

Für schwache Nichtlinearitäten kann dieser Vorverzerrer eine geeignete Wahl sein (Mizusawa, 2007; Rahkonen, 1998), siehe Bild 3.16.

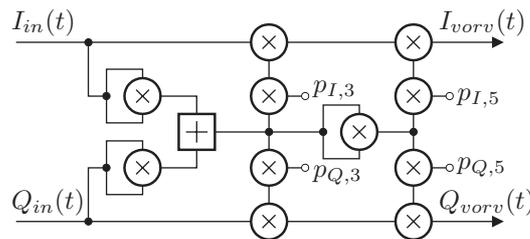


Abbildung 3.16: Polynombasierter Vorverzerrer 5. Ordnung

Um das Problem der hohen Ordnung zu umgehen, wurden auch sogenannte stückweise lineare Modelle (*engl.: piecewise linear model*) entwickelt. Hierbei wird die Funktion in Teilabschnitte zerlegt und mit Polynomen erster Ordnung (Gerade) modelliert, vgl. (Choi, 2007).

LUT-basierte Vorverzerrung

Bei der LUT-basierten Vorverzerrung ist die Vorverzerrungsfunktion in einer Wertetabelle abgespeichert. Die entscheidenden Vorteile dieser Implementierung liegen in der schnellen Erzeugung des vorverzerrten Signals, in der Einfachheit des Aufbaus und vor allem in der Fähigkeit, beliebige Vorverzerrungsverläufe nachzubilden zu können.

Die drei Grundtypen der LUT-basierten Vorverzerrungssysteme werden im Folgenden vorgestellt:

- **Mapping-Vorverzerrer**

Der Mapping-Vorverzerrer (*engl.: mapping predistorter*) benutzt eine zweidimensionale Wertetabelle bzw. eine 2D-LUT, in denen abhängig von den I- und Q-Werten des Eingangssignals die entsprechenden vorverzerrten I- und Q-Signale nachgeschlagen werden²⁵. Aufgrund der vielen nötigen Kombinationen aus I- und Q-Werten ist die Tabelle sehr groß. Eine Variante dieses Vorverzerrungstyps ist im Bild 3.17a dargestellt. Hierbei wird die 2D-LUT in einen Seitenpfad ausgelagert und die Vorverzerrungswerte aus der 2D-LUT anschließend auf das Eingangssignal addiert, siehe (Nagata, 1989), (Minowa, 1990). Dies erlaubt eine geeignete Größenwahl der 2D-LUT unabhängig von der Bitbreite des Signals. Vorteil dieser Variante

²⁵In (Cavers, 1990) und (Kenington, 2001) dargestellt.

ist, dass keine zeitintensiven mathematischen Berechnungen²⁶ nötig sind und somit ein klarer Geschwindigkeitsvorteil gegenüber anderen Implementierungsformen besteht.

- **Polar-Vorverzerrer**

Der Polar-Vorverzerrer, vgl. (Faulkner u. Johansson, 1994), nutzt die Eigenschaft aus, dass die Amplituden- und Phasenänderung des Verstärkers nur abhängig von dem Betrag des Eingangssignals ist, vgl. Abschnitt 3.1.1. Liegt das Basisband ebenfalls in Polarform vor, so kann die inverse PA-Kennlinie getrennt nach Amplitude und Phase umgesetzt werden. Die Betrags- und Phasenkorrektur wird jeweils mit einer eigenen LUT umgesetzt, siehe Bild 3.17b. Besonders attraktiv ist diese Vorverzerrungsvariante für Polartransmitter²⁷.

- **Gain-based-Vorverzerrer**

Die am weitesten verbreitete speicherlose Vorverzerrungsvariante ist die von Caver vorgeschlagene Gain-based-Vorverzerrung, vgl. (Cavers, 1990). Hierbei wird mit einer (komplexen) Multiplikation das Eingangssignal vorverzerrt, siehe Bild 3.17c. Somit korrigiert dieses System die Verstärkung (*engl.: Gain*). Die für die komplexe Multiplikation nötigen I- und Q-Werte werden in Abhängigkeit vom Betrag des Eingangssignals aus der LUT ausgelesen. Der Betrag muss dafür zuvor aus dem I- und Q-Eingangssignal berechnet werden.

In allen LUT-basierten Varianten, muss die Größe der LUT bzw. die Anzahl der Einträge in einer LUT geeignet gewählt werden. Dazu gibt es verschiedene Untersuchungen, die in Abhängigkeit von der Größe der LUT die Linearitätsperformance untersucht haben, vgl. (Teikari, 2008). Die Größe der LUT kann auch über eine geeignete Wahl der Adressen der LUT reduziert werden. Das bedeutet, dass für Bereiche, wo sich die Vorverzerrung stark ändert, dementsprechend mehr Einträge zur Verfügung stehen, vgl. (Lin, 2006).

3.3.3 Speicherbehaftete digitale Vorverzerrung

Ist eine speicherlose Vorverzerrung aufgrund von dominierenden Memoryeffekten nicht in der Lage, den Verstärker wie gewünscht vorzuverzerrern, muss auf speicherbehaftete Vorverzerrungssysteme zurückgegriffen werden. Diese Vorverzerrungssysteme basieren auf Verstärkermodellen, die Memoryeffekte, also auch Eingangssignalwerte aus der Vergangenheit, berücksichtigen. Diese Modelle wurden in Abschnitt 3.1.2 vorgestellt. Die Bestimmung des Modells erfolgt wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben. Auch im Falle des indirekten Lernens werden jene Algorithmen eingesetzt, wie sie bei der Bestimmung der Parameter eines Verstärkermodells angewandt werden.

In den letzten zehn Jahren konnte ein ansteigender Trend in Richtung speicherbehafteter Vorverzerrungssysteme beobachtet werden. Im Bild 3.18 ist die Anzahl der relevanten Veröffentlichungen bei IEEE grafisch dargestellt. Klare Dominanz haben Systeme, die

²⁶Im Bild 3.17 befindet sich nur ein Addierer im Signalpfad.

²⁷Z.B. (Huang u. Larsen, 2007).

3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker

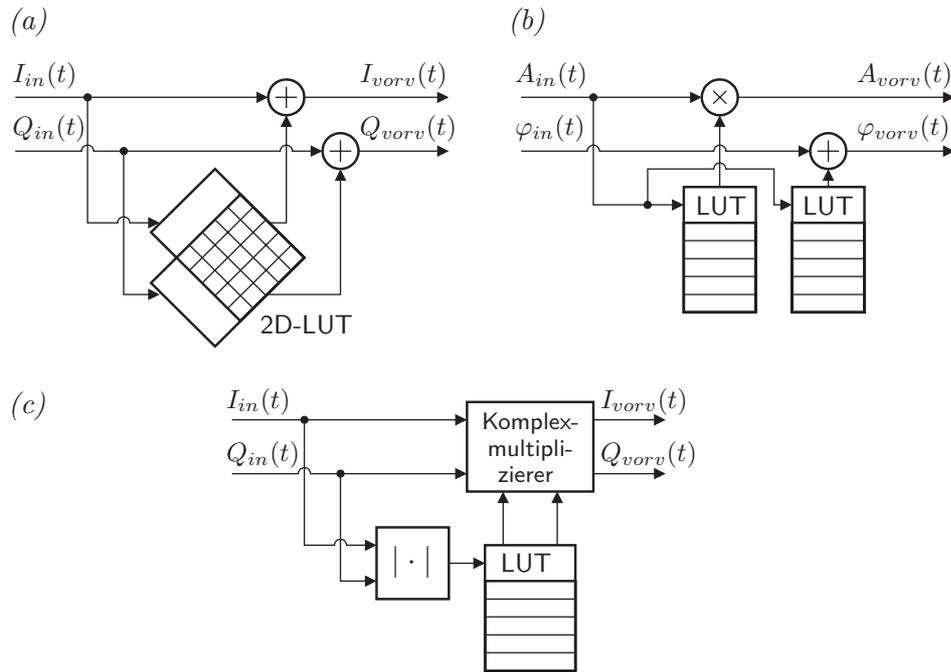


Abbildung 3.17: Mögliche Implementierungsformen eines LUT-basierten Vorverzerrungssystems:
 (a) Mapping-Vorverzerrer, (b) Polar-Vorverzerrer, (c) Gain-based-Vorverzerrer

Volterra-Serien-, Memory-Polynomial- und Wiener- und/oder Hammersteinmodelle verwenden.

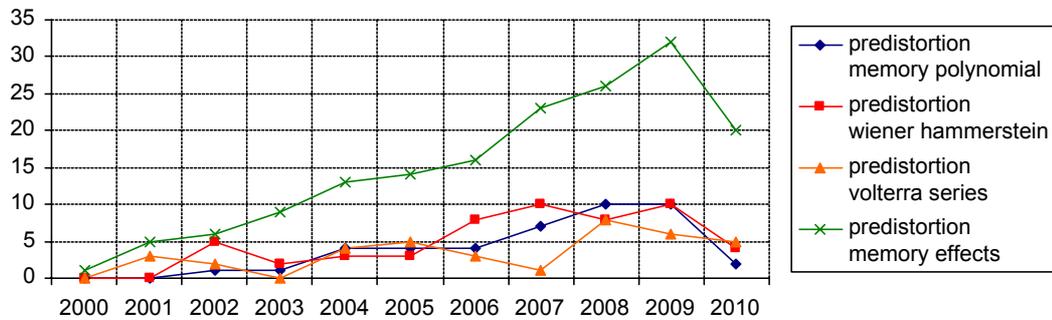


Abbildung 3.18: Entwicklung der Literatur zum Thema Vorverzerrung (predistortion) der letzten zehn Jahre. Anzahl der relevanten Suchanfragen bei www.ieeeexplore.ieee.org mit den Begriffen in der Legende.

Darüber hinaus gibt es auch Systeme, die mit mehreren LUT und mehrdimensionalen LUT erfolgreich Speichereffekte kompensieren können, wie z.B. in (Zhi-yong, 2006; Melvin, 2008; Montoro, 2007).

3.3.4 Adaptive digitale Vorverzerrung

Adaptive Vorverzerrer basieren auf den Vorverzerrungssystemen, die in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellt wurden. Adaptiv bedeutet, dass zusätzlich eine Rückführung des Ausgangssignals implementiert wird, siehe Bild 3.19. Somit ermöglichen adaptive Vorverzerrer eine dynamische Anpassung der Vorverzerrung während des Betriebs, um Schwankungen der Verstärkercharakteristik auszugleichen. Solche Systeme werden auch als „Closed-Loop-Vorverzerrung“ (engl.: *closed loop predistortion*) bezeichnet. Dementsprechend werden Systeme ohne Adaption als „Open-Loop-Vorverzerrung“ (engl.: *open loop predistortion*) bezeichnet.

Die Rückführung ermöglicht es, eine neue Vorverzerrungsfunktion aus den Ein- und Ausgangssignalen zu berechnen (Anpassungseinheit in Bild 3.19). In geeigneten Abständen wird dann die eigentliche Vorverzerrung (DPD) mit den neu berechneten Vorverzerrungskoeffizienten aktualisiert (gestrichelter Pfeil). Somit kann die Vorverzerrung dynamisch während des Betriebes angepasst werden, wobei die Anpassung im Gegensatz zu Rückkopplungssystemen in Abschnitt 3.2.2 nicht in Echtzeit erfolgt.

Veränderungen der Verstärkercharakteristik aufgrund von Betriebsbedingungsschwankungen und Alterung, deren zeitliche Auswirkungen langsamer sind als die Dauer zwischen zwei Anpassungen, werden mit der adaptiven digitalen Vorverzerrung kompensiert. Damit bestimmt das kürzeste Intervall zwischen zwei Anpassungen, welche höherfrequenten Memoryeffekte mittels Adaption noch kompensiert werden können. Diese Tatsache beschränkt die Eignung der adaptiven Vorverzerrung für bestimmte Verstärker, die starke Memoryeffekte mit kürzeren Zeitkonstanten als der Adaptionzyklus besitzen und wenn diese noch nicht²⁸ durch eventuell verwendete memoryeffekt kompensierende Vorverzerrungsmodelle erfasst werden²⁹.

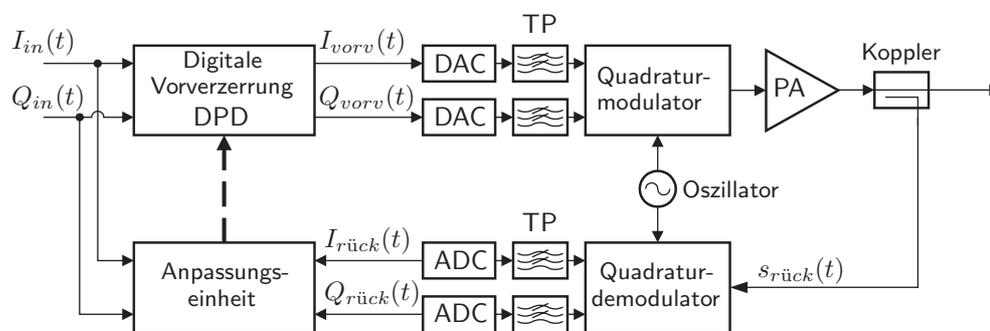


Abbildung 3.19: Prinzip der adaptiven digitalen Vorverzerrung

²⁸Memorytiefe nicht ausreichend.

²⁹Adaptionsintervall < Zeitkonstante des Memoryeffekt < Modell mit Memoryeffekterfassung.

3 Linearisierungskonzepte für Leistungsverstärker

4 Messtechnik für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Charakterisierung von Leistungsverstärkern im Hinblick auf eine angestrebte Vorverzerrung. Als Messobjekte werden an 50Ω angepasste Verstärker verwendet. Der Grund dafür ist der starke Einfluss der Anpassung auf die Charakteristik des Verstärkers. Dabei sollte nicht nur die Anpassung des Prototypen, sondern auch der Aufbau im Wesentlichen dem in einem späteren Produkt entsprechen, damit auch die thermischen Verhältnisse den realen Bedingungen adäquat sind.

Ein Vorverzerrungssystem eliminiert die Verzerrungen der Einhüllenden des zu übertragenden Signals, die aufgrund der Nichtlinearitäten des Verstärkers entstehen. Die Einhüllende ist wiederum das auf die Übertragungsfrequenz hochgemischte Basisbandsignal. Folglich kann für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern im Hinblick auf eine mögliche Linearisierung das Basisband am Ein- und Ausgang des Verstärkers gemessen werden, siehe Kapitel 3.

Der Begriff „Verzerrung“ erfasst alle nichtlinearen Beziehungen zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Verstärkers, die das Basisband beeinflussen. Für die Beschreibung und Erfassung der Verzerrungen muss ein Modell oder eine Abhängigkeit definiert werden, welches in der Lage ist, die Nichtlinearitäten zu repräsentieren.

In Abschnitt 3.1 wurden verschiedene Modelle vorgestellt, die grob in zwei Kategorien unterteilt werden: Modelle, die nur von der Eingangsleistung abhängen, und Modelle, die zusätzlich die zeitliche Vorgeschichte (Memoryeffekte) berücksichtigen. Für die Charakterisierung des Leistungsverstärkers müsste das allgemeinste Modell mit Berücksichtigung der zeitlichen Vorgeschichte - das Volterra-Reihen-Modell - am geeignetsten sein (vgl. Abschnitt 3.1.2). Dessen Komplexität ist jedoch so hoch, dass nur schwache Linearitäten und Memoryeffekte aufgrund der notwendigen Modellreduktion erfasst werden können. Zudem ist der Identifikationsalgorithmus für die Bestimmung der Modellparameter stark implementierungsabhängig, da es keine geschlossene Lösung für die Bestimmung der Modellparameter gibt, vgl. Abschnitt 3.3.1.

In dieser Arbeit erfolgt die Charakterisierung des Verstärkers ausschließlich über die Bestimmung der speicherlosen Nichtlinearitäten. Dies bietet im Gegensatz zur gleichzeitigen Erfassung von Nichtlinearitäten und Memoryeffekten durch Volterra-Serien-Modelle den entscheidenden Vorteil der Erfassung starker Nichtlinearitäten mit einem eindeutigen Identifikationsprozess. Bei dieser Form der Charakterisierung wird angenommen, dass sich der Leistungsverstärker mit eingangsleistungsabhängigen Kennlinien beschreiben lässt (AM-AM- und AM-PM-Kennlinien). Aufgrund der hohen erreichbaren Genauigkeit dieser Charakterisierung eignet sie sich insbesondere für die Untersuchung der Abhängigkeiten eines Leistungsverstärkers von Betriebsbedingungsänderungen (Kapitel 6) und für die speicherlose Vorverzerrung (Abschnitt 4.6 und Kapitel 7).

Die eventuell vorhandenen Memoryeffekte, die nicht mit AM-AM- und AM-PM-Kennlinien erfasst werden, können mit anderen Messverfahren separat gemessen werden, siehe

Kapitel 5.

Dieses Kapitel geht detailliert auf die Charakterisierung von Leistungsverstärkern mittels der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien ein. Reproduzierbarkeit und eine hohe Genauigkeit werden durch die Einführung diskreter Kennlinien erreicht, die mit Hilfe gemessener, demodulierter Zweitonsignale erstellt werden. Der zugrundeliegende Messaufbau, das Konzept für die automatische Messung und die Erweiterbarkeit werden im ersten Teilabschnitt erläutert. Anschließend wird die mehrstufige Verzögerungskompensation vorgestellt. Diese hat einen entscheidenden Einfluss auf die Genauigkeit der Kennlinie. Danach erfolgt die Beschreibung des Berechnungsalgorithmus für die diskrete Kennlinie und wie darüber hinaus die Genauigkeit für kleine Amplituden erhöht werden kann. Abschließend wird die mit dem Messaufbau realisierte digitale Vorverzerrung vorgestellt, die neben der Performancesteigerung durch Vorverzerrung auch die korrekte Arbeitsweise des Vorverzerrungssystems verifiziert.

4.1 Zentrales Messobjekt

Das zentrale Messobjekt dieser Arbeit ist ein zweistufiger CMOS-Leistungsverstärker. Konzipiert wurde er für nichtlineare Übertragungsstandards im Frequenzbereich um 2 GHz. Das Blockschaltbild ist in Bild 4.1 zu sehen.

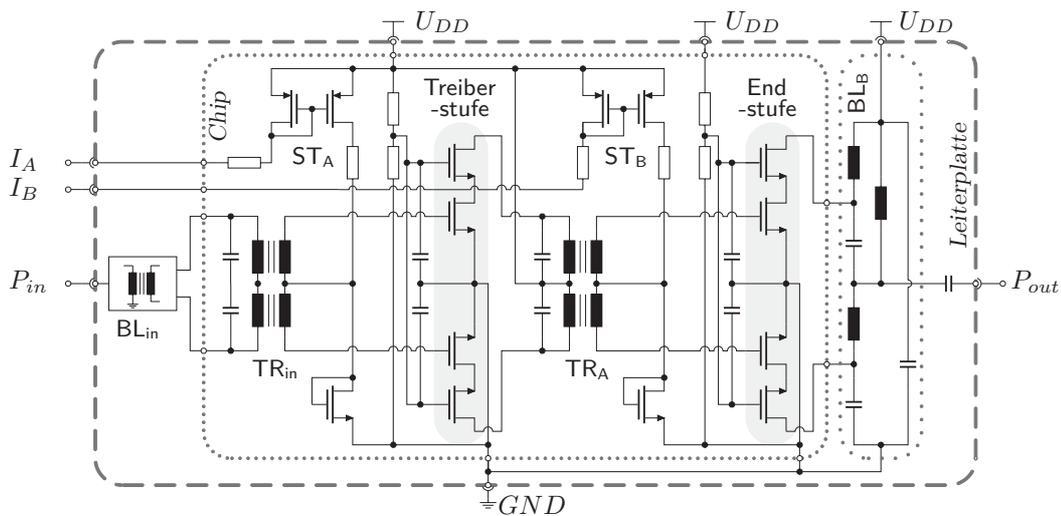


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des CMOS-Leistungsverstärkers mit Stromspiegeln (ST), Transformatoren (TR) und Baluns (BL), wobei der Index A für Treiberstufe und B für Endstufe steht.

Der Eingangsbalun BL_{in} erzeugt das für die Ansteuerung nötige differentielle Signal. Der Eingangstransformator TR_{in} passt den Eingang der Treiberstufe an $50\ \Omega$ an. Die DC-Versorgung der Treiberstufe und die Zwischenanpassung übernimmt TR_A . Schließlich sorgt ein LC-Balun BL_B für die DC-Versorgung der Endstufe und die Anpassung auf $50\ \Omega$ am Ausgang. Dieser LC-Balun wurde außerhalb vom Chip mit diskreten Bau-

4.2 Messaufbau für die Charakterisierung und Linearisierung von Leistungsverstärkern

elementen umgesetzt, siehe Bild 4.2. Die beiden Verstärkerstufen wurden für die nötige Spannungsfestigkeit als Kaskodenschaltungen realisiert.

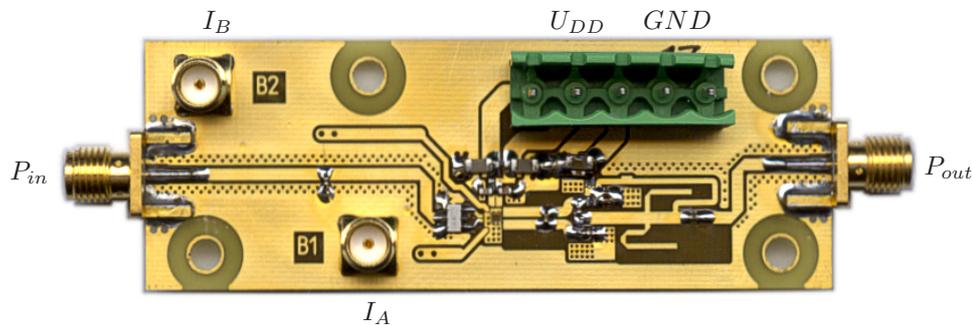


Abbildung 4.2: Ansicht der Testplatine mit dem CMOS-Leistungsverstärker. Beschriftung der Anschlüsse wie im Bild 4.1

Dieser Verstärker eignet sich aufgrund seiner starken Nichtlinearitäten und des Vorhandenseins von Memoryeffekten besonders gut als Testobjekt für eine Vorverzerrung. Zusätzlich eröffnet eine erfolgreiche Linearisierung dieses CMOS-Leistungsverstärkers die Perspektive, auch andere auf hohe Effizienz optimierte CMOS-Leistungsverstärker für lineare Modulationsstandards einzusetzen und das nötige Wissen für die Vorverzerrung bereitzustellen.

4.2 Messaufbau für die Charakterisierung und Linearisierung von Leistungsverstärkern

Ein Leistungsverstärker wird im Allgemeinen mit den wichtigsten Größen wie z.B. der erreichten Ausgangsleistung, der Verstärkung und der Effizienz charakterisiert, vgl. Abschnitt 2.1.1. Diese Werte werden in Abhängigkeit von der Eingangsleistung dargestellt. Diese Charakteristik ist im Bild 4.3 für das zentrale Testobjekt dieser Arbeit zu sehen.

Für ein lineares Übertragungssystem ist zusätzlich die erreichte Linearität von entscheidender Bedeutung. Dafür werden in den Spezifikationen der entsprechenden Mobilfunkstandards Größen für die Einhaltung der Linearität definiert, siehe Abschnitt 2.1. Die wichtigsten Parameter sind der Vektorfehler sowie Werte zur Beurteilung des Modulationsspektrums (z.B. ACPR oder IMD3).

Ein Messsystem, welches in der Lage ist, alle erwähnten Werte für die Charakterisierung zu messen, ist im Bild 4.4 dargestellt. Der Signalgenerator erzeugt die benötigten Signale verschiedener Standards oder dient als Quadraturmodulator, um beliebige mit dem Modulationsgenerator erzeugte I- und Q- Signale (14 bit, max. 16 bit Auflösung¹) mit der Trägerfrequenz zu mischen. Der DC-Strom und die Versorgungsspannung (U_{DD}) werden im Zeitbereich mit einer Hochgeschwindigkeits-ADC-Karte im PC gemessen. Daraus wird unter anderem die PAE des Verstärkers berechnet. Das Ausgangssignal

¹Vgl. (R&S AMIQ, 2006).

4 Messtechnik für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern

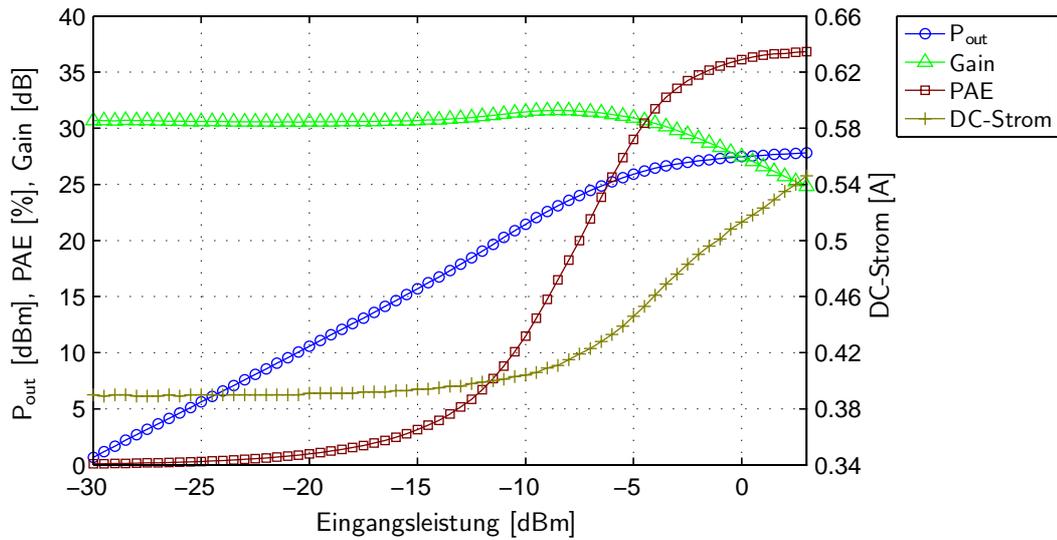


Abbildung 4.3: Allgemeine Eigenschaften des untersuchten CMOS-Verstärkers (Abschnitt 4.1) für $U_{DD}=3\text{ V}$, $I_{Treiber}=2.8\text{ mA}$, $I_{Endstufe}=4\text{ mA}$

wird mit einem Vektor-Signal-Analysator und mit einem Leistungsmesser ausgewertet. Der Vektor-Signal-Analysator erlaubt neben der Bewertung der Spezifikationswerte verschiedener Standards auch eine Demodulation des HF-Signals². Die Basisbandsignale können anschließend ausgelesen und ausgewertet werden. Über einen zentralen Referenztakt wird die Frequenzsynchronität der einzelnen Geräte garantiert.

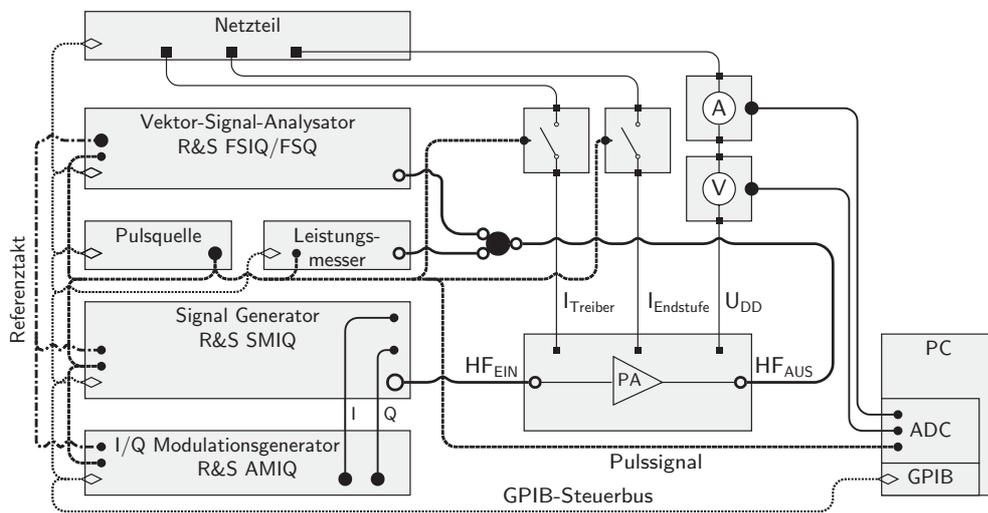


Abbildung 4.4: Messaufbau für die Charakterisierung eines CMOS-Leistungsverstärkers

²Vgl. (Rohde & Schwarz, a) und (R&S VSA, 2009)

Eine wichtige Eigenschaft des Messsystems ist die Fähigkeit, gepulste Messungen durchzuführen. Hierbei wird der Verstärker periodisch für eine kurze Dauer angeschaltet. Das Pulsen des Verstärkers ist nicht nur für die Charakterisierung gepulster Standards (GSM, DECT) erforderlich, sondern bietet auch die Möglichkeit, die Selbsterwärmung aufgrund der reduzierten Verlustleistung zu minimieren (Abschnitt 6.3). Im Bild 4.4 werden ausgehend von der Pulsquelle (Arbiträrgenerator) alle Messgeräte und Stromschalter mit einem Pulssignal mit festgelegtem Tastverhältnis und Pulsdauer versorgt.

Der untersuchte Verstärker wird über die Ströme zur Arbeitspunkteinstellung (I_{Treiber} , I_{Endstufe}) ein- und ausgeschaltet. Neben der Ansteuerung der Schalter für die Ströme dient die Pulsquelle auch als Triggersignal für den Spektrumanalysator, die Leistungs-, Strom- und Spannungsmesseinheiten sowie für die Erzeugung gepulster Eingangssignale.

Der beschriebene Messaufbau ist sehr komplex, und die Ansteuerung und Auswertung der Messergebnisse stellt eine große Herausforderung in den folgenden Bereichen dar:

- Kalibrierung aller Messgeräte und Kabel sowie das Handling der Kalibrierdaten
- Reproduzierbarkeit der Messungen
- Durchfahren von Wertebereichen verschiedener Einstellgrößen
- Erweiterbarkeit für andere Verstärker und andere Messgrößen
- Fehlerbehandlung bei fehlerhafter Ansteuerung

Diese Herausforderungen konnten mit Hilfe einer vollautomatischen Ansteuerung der Messgeräte bewältigt werden. Das Messkonzept der hierfür im Rahmen dieser Arbeit völlig neu entwickelten Ansteuerungssoftware wird im Folgenden vorgestellt. Anschließend wird auf den Kalibrieralgorithmus eingegangen, der in einem Vorverzerrungssystem von der gängigen Methode abweicht.

4.2.1 Konzept des Messprogramms

Im vorangegangenen Abschnitt wurden die wichtigen Anforderungen an eine Messsoftware aufgezählt. Die leichte Erweiterbarkeit der Messsoftware war die wichtigste Eigenschaft für die Wahl der Programmierumgebung und Struktur des Messprogramms.

Als Programmierumgebung wurde LabVIEW von National Instruments gewählt. Die auf Mess- und Automatisierungstechnik spezialisierte, grafische Programmierung erlaubt, durch die flussdiagrammähnliche Programmierweise, Messalgorithmen optimal umzusetzen, die bei guter Programmierung selbstdokumentierend sind. Weil LabVIEW die Werteein- und -übergabe als grafische Benutzeroberfläche realisiert, erspart man sich die sonst aufwendige Programmierung dieser Oberfläche, die für ein effektives Bedienen der Messsoftware erforderlich ist. Zusätzlich ist in LabVIEW die Ansteuerung der Messgeräte über alle gängigen Schnittstellen (wie z.B. GPIB, LAN) standardmäßig integriert.

Das Anpassen des Messaufbaus an die gewünschte Messung und den gewünschten Verstärker setzt den Austausch, das Weglassen und das Integrieren neuer Messgeräte

voraus. Gelöst wurde diese Anforderung an Flexibilität durch die Definition einer einheitlichen Schnittstelle zwischen der gerätespezifischen und der allgemeinen Ansteuerung der Geräte. Damit konnten gerätespezifische Module geschrieben werden, die wiederum von einem Hauptprogramm einheitlich angesteuert werden.

Die Schnittstelle unterteilt die Ansteuerung aller Messgeräte in fünf verschiedene Funktionen bzw. Zustände, siehe Tabelle 4.1.

Zustand	Beschreibung
Preset	zurücksetzen des Messgerätes, ggf. Einschaltalgorithmen durchführen, globale Einstellungen übernehmen
Set	Einstellungen, die während der Messprozedur vorgenommen werden
Read	liest die Zustands- bzw. Messwerte des Gerätes aus
Close	abschalten des Gerätes bzw. definiertes Herunterfahren der Stromversorgung für das Messobjekt, Freigabe des Gerätes
Local	kontrollierte Freigabe des Gerätes

Tabelle 4.1: Definition der möglichen Zustände der anzusteuernenden Geräte

Alle Module wurden so programmiert, dass sie als eigenständige Applikation ausführbar sind. Damit gestaltet sich nicht nur das Testen der Module einfach, sondern ermöglicht dem Anwender auch die separate Ansteuerung einzelner Geräte, ohne das komplexe Hauptprogramm benutzen zu müssen. Besonders hilfreich ist dies bei Optimierungen von Anpassungsnetzwerken und beim halbautomatischen Messen, bei dem viele Einstellungen zusätzlich von Hand vorgenommen werden.

Die Module lassen sich besonders effizient und benutzerfreundlich ohne Programmierung per „drag-and-drop“ ins Hauptprogramm einfügen. Je nach Messaufbau und verfügbaren Geräten kann somit das Hauptprogramm schnell an die erforderliche Messsituation angepasst werden. Dabei wird ein Modul einem entsprechenden Messgerätetyp, einer zu messenden Größe oder einer allgemeinen Einstellgröße, die das Hauptprogramm verändern kann, zugeordnet. In der Tabelle 4.2 sind die Zuordnungen der Messgerätemodule mit den damit verbundenen Einstell- und Messgrößen des Hauptprogramms dargestellt. Die immer benötigten Module sind fett markiert und stellen die Minimalkonfiguration des Hauptprogramms dar. Es wurden im Zuge dieser Arbeit insgesamt 25 gerätespezifische Module programmiert.

Das Hauptprogramm wurde mit einer Zustandsmaschine realisiert, siehe Bild 4.5. Sie steuert nicht nur den Messablauf (fett markiert), sondern auch das Darstellen der Messwerte in tabellarischer und grafischer Form, das Abspeichern und Laden aller Einstellungen, das Abspeichern der Messergebnisse sowie das Öffnen und Schließen der Module.

Zur Einführung in diese Form der Darstellung wird kurz der Pfad zum Run-Zustand

4.2 Messaufbau für die Charakterisierung und Linearisierung von Leistungsverstärkern

Zuordnung	Einstellgrößen	Messgrößen
Versorgungsspannung	Versorgungsspannung	-
Ausgangsleistung	-	Ausgangsleistung Verstärkung
Signalgenerator	Signalart, Eingangsleistung, Frequenz	- - -
Kontrollspannung	Kontrollspannung	-
Kontrollspannung 2	Kontrollspannung 2	-
Eingangsleistung	-	Eingangsleistung
Zweite Leistung	-	Zweite Leistung
Signal Analysator	-	Modulationsspektrum, ACPR, IMD3, IMD5, EVM, Screenshot / Aufnahme des Spektrums
Temperatur Ofen	Temperatur	-
Strom	-	Strom, PAE, Drain-Effizienz
Strom 2	-	Strom 2
IQ-Quelle	Zweiton/Zweitonabstand, IQ-Daten	- -
Pulsquelle	Pulslänge, Tastverhältnis	-
Sweepmodul	VSWR	-
IQ-Aufnahme	-	IQ-Daten
Vorverzerrung	wie beim Signalgenerator LUT Koeffizienten	-

Tabelle 4.2: Implementierte Aufgabenzuordnung der Module bei Ansteuerung durch das Hauptprogramm

erläutert: Wenn sich das Messprogramm im Idle-Zustand befindet, kann eine Messung durch Drücken des „Run“-Knopfes gestartet werden. Mit der Bedingung, dass der „Run“-Knopf gedrückt wird (im Bild: B:Run), erfolgt ein Wechsel zum Preset-Zustand. Nachdem alle Aktionen des Preset-Zustandes ausgeführt wurden, erfolgt wieder ein Zustandswechsel. Wenn keine anderen Bedingungen erfüllt sind (symbolisiert mit einem Pfeil ohne Bedingung), erfolgt ein Wechsel in den „Run“-Zustand.

Im Detail wird nicht auf die komplette Zustandsmaschine eingegangen. Die für eine Messung wichtigen Zustände sind: Preset, Run, Close.

Jede Messung beginnt mit dem **Preset**-Zustand, indem alle Module einen Preset durchführen. Hier werden zusätzlich die gerätespezifischen Einstellungen an die Module weitergegeben. Zuerst wird das Gerät zurückgesetzt. Dies stellt sicher, dass alle vorhergehenden Einstellungen der Geräte gelöscht werden. Das ist zwingend notwendig für eine reproduzierbare Messung. Danach werden jene gerätespezifischen Einstellungen der Geräte vorgenommen, die sich während einer Messung nicht ändern sollen.

Nachdem alle Messpunkte abgefahren wurden oder ein Messfehler auftritt, werden die Geräte definiert mit dem **Disconnect**- bzw. **Close**-Zustand abgeschaltet und freigegeben. Hervorzuheben ist hier das Auslesen der geräteinternen Fehler, welches aus Zeitgründen oft weggelassen wird. Diese Fehler sind jedoch in vielen Fällen der Grund für fehlerhafte Messungen. Weiterhin wurden auftretende Fehler mit aussagekräftigen Fehlermeldungen (mit Informationen zur Fehlersuche) versehen. Bei den Eingabefeldern wurde darauf geachtet, dass nur sinnvolle bzw. die vom Gerät spezifizierten Werte eingegeben werden können und eine Soforthilfe angezeigt wird. Aus jedem Zustand kann aufgrund eines Fehlers oder Drücken des „Close“-Knopfes in den Close-Zustand gewechselt werden (separate Darstellung dieses Übergangs im Bild 4.5).

Die Messung kann mit Hilfe des **Pause**-Zustandes unterbrochen werden und lässt über den **Local**-Zustand das händische Eingreifen zu. Wurde ein Local-Zustand gewählt, wird die Messung mit einem Preset weitergeführt, um evtl. Änderungen der Geräteeinstellungen rückgängig zu machen. Dies unterstreicht die konsequente Umsetzung einer reproduzierbaren Messung.

Das Hauptprogramm kann bis zu fünf ineinander verschachtelte Einstellungen von Messvariablen vornehmen³. Dabei können die anzusteuernden Werte jeder Messvariablen durch eine Bereichsangabe mit Start, Stop und Schrittweite oder durch eine Liste mit beliebigen Werten festgelegt werden.

Die interne Struktur ist generisch aufgebaut, so dass zusätzliche Messvariablen und Messwerte leicht integriert werden können.

Werden bestimmte Module nicht eingebunden, werden die entsprechenden Einstellfelder deaktiviert bzw. ausgegraut. Somit wird für den Anwender sofort sichtbar, welche Einstellungen vorzunehmen sind und welche nicht benötigt werden. Das ist ein wichtiger Punkt zur Fehlervermeidung bei den über 100 Einstellungen, die für eine Messung vorgenommen werden müssen.

Das Abspeichern und Laden aller Einstellungen für die Messung ermöglicht die Dokumentation der Messeinstellung und die Wiederholung der Messung zu einem späteren Zeitpunkt.

Bei der Aufnahme der IQ-Daten durch ein spezielles Modul werden die I- und Q-Daten zusammen mit Signalinformationen (z.B. Zweitonabstand, Kabeldämpfung, gemessene Ausgangsleistung) und den speziellen Einstellungen für die Datenaufnahme (z.B. Abtastrate, Filter) in einer MATLAB-Datei abgespeichert. Damit wird die Auswertung der Daten wesentlich vereinfacht, und die Einstellungen sind in einer Datei zusammen mit den Messergebnissen dokumentiert.

4.2.2 Kalibrierung der Dämpfungen

Die Kalibrierung des Messaufbaus und der Geräte bedingt neben der geeigneten Kalibrierung eine geeignete Handhabung der Kalibrierdaten. Das Konzept der Messsoftware bezieht die notwendigen Kalibrierungen immer auf ein Gerät und definiert die Kalibrierenebene direkt am Testobjekt. Dieses Vorgehen ist für ein Vorverzerrungssystem notwendig,

³Durch die generische Struktur beliebig erweiterbar.

damit die eingestellte Eingangsleistung und die damit verbundene Vorverzerrung an der Referenzebene des Verstärkers richtig gesetzt werden kann. Die übliche Messung der Eingangsleistung mittels eines Leistungsteilers ohne Kalibrierung scheidet somit aus⁴.

Der Bezug der Kalibrierdaten auf ein Gerät bedeutet, dass die Kalibrierung der Kabel und Dämpfungsglieder den entsprechenden Geräten zugeordnet werden. Als Beispiel sei der Signalgenerator mit den Dämpfungsgliedern und Kabeln bis zum Eingang der Verstärkerschaltung zu nennen. Die Ebene der Kalibrierung ist direkt am HF-Eingang der Testplatine, da an dieser Stelle die gewünschte Eingangsleistung anliegen soll. Die Kalibrationstabelle des Signalgenerators umfasst somit die Kalibrierung des eigentlichen Signalgenerators sowie der Kabel und Dämpfungsglieder bis zum Eingang des Verstärkers. Ausgangsseitig wird in der Kalibrationstabelle die Dämpfung vom Verstärkerausgang bis zum Messgerät (Spektrum-Analysator oder Leistungsmesser) erfasst und dem entsprechenden Messgerät zugeordnet.

Die Kalibrationstabellen enthalten die Dämpfungen in Abhängigkeit von der Frequenz und der Leistung. Diese werden in den gerätespezifischen Einstellungen im Hauptprogramm ausgewählt und bei der Preset-Ansteuerung an die Module übergeben. Bei der Messung wird mit Hilfe der Frequenz und der Eingangsleistung die Dämpfung aus der Tabelle gelesen und der Mess- bzw. Einstellwert entsprechend korrigiert. Zwischenwerte werden interpoliert. In den meisten Fällen ist jedoch die Leistung am Ende der kalibrierten Struktur gegeben (z.B. die Eingangsleistung am Verstärker oder die gemessene Ausgangsleistung). Die Leistung am Anfang der kalibrierten Struktur wird mit einem Iterationsalgorithmus ermittelt: Nach jedem Iterationsschritt wird die Eingangsleistung mit dem ermittelten Dämpfungswert und der gegebenen Ausgangsleistung zurückgerechnet. Mit nur fünf Iterationsschritten ist die Dämpfung hinreichend (<0.01 dB) genau bestimmt⁵.

Die Erstellung der Kalibriertabelle erfolgt mit einem eigenen Programm, welches aus dem Hauptprogramm oder separat aufgerufen werden kann und die unterschiedlichsten Kalibriersituationen (z.B. Balun im Eingangspfad) beherrscht. Eine Besonderheit bei der Kalibrierung stellt der Signalgenerator dar. Für hohe Ausgangsleistungen und einen hohen Dynamikbereich muss ein mechanisches Umschalten von Dämpfungsgliedern im Signalgenerator aktiviert werden. Am Umschaltpunkt ändert sich die bereitgestellte Leistung stark ($\pm 0,5$ dB). Diese Leistungssprünge werden in der Kalibrationstabelle erfasst, indem automatisch zusätzliche Leistungswerte unmittelbar vor und nach den Umschaltpunkten des elektronischen Dämpfers in die Tabelle integriert werden.

Für alle anderen notwendigen Kalibrierungen (z.B. für Strommessung) wurden individuelle Lösungen entwickelt.

⁴Hierbei wird die Eingangsleistung grob eingestellt und anschließend die tatsächliche Leistung am Leistungsmesser abgelesen.

⁵Startwert für die Eingangsleistung ist die gegebene Ausgangsleistung.

4.3 Charakterisierung mit einem Zweitonsignal

Ein Zweitonsignal, siehe Bild 4.6, eignet sich in besonderer Weise für die Charakterisierung der Nichtlinearitäten von Leistungsverstärkern.

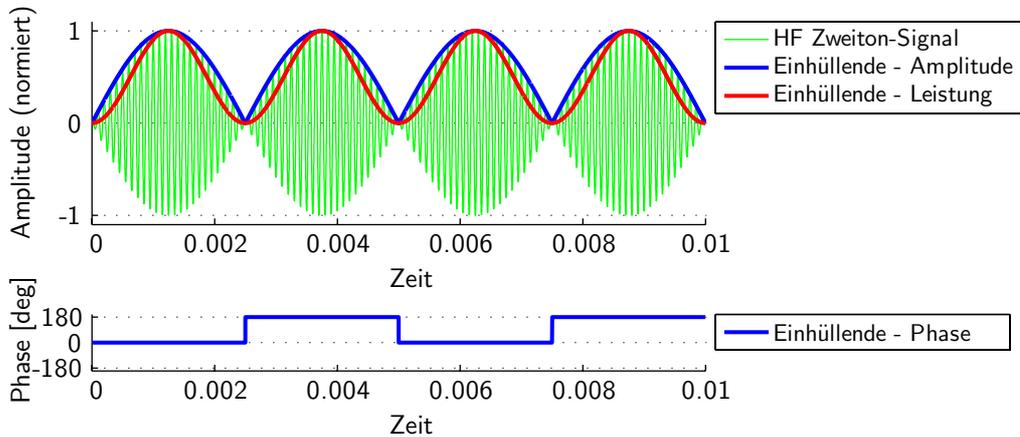


Abbildung 4.6: Beispielhafte Darstellung eines Zweitonsignals mit der dazugehörigen Einhüllenden.

Die wichtigste Eigenschaft ist, dass die Einhüllende den gesamten Wertebereich vom Nulldurchgang bis zur maximalen Ausgangsspitzenleistung durchfährt und damit die gesamte Kennlinie aufnehmen kann, siehe Bild 4.6. Dies erfolgt zudem innerhalb einer kurzen Zeitdauer mit ausreichend vielen Abtastwerten aufgrund der geringen Periodizität des Signals⁶.

Diese Signalart ermöglicht eine präzise Erstellung der Kennlinien, mit dem sich ein separater Abschnitt 4.5 detailliert beschäftigt.

Die Auswirkungen eines Verstärkers ohne Amplituden- und Phasenverzerrung wird an Hand eines Zweitonsignals genauer betrachtet. Dies verdeutlicht auch den Zusammenhang zwischen den Basisbandsignalen vor der Modulation bzw. nach der Demodulation und dem eigentlichen HF-Signal, welches durch den Verstärker geht. Dieser Zusammenhang ist wichtig, da die eigentliche Charakterisierung der Nichtlinearitäten nur mit den Basisbandsignalen erfolgt und das HF-Signal dafür nicht betrachtet wird. Daran anschließend wird die mögliche Aufteilung des komplexen Basisbandsignals auf die I- und Q-Pfade erläutert.

4.3.1 Demodulation eines zeitverzögerten Zweitonsignals

Ein Zweitonsignal wird durch eine Modulation des Trägers mit einem Sinussignal erzeugt. Im einfachsten Falle ist $I(t) = \cos(\omega t)$ und $Q(t) = 0$, und für das modulierte HF-Signal

⁶Viermal innerhalb einer Periode (zweimal von null bis $P_{out,max}$ und umgekehrt).

ergibt sich mit Gleichung (3.2):

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega_c t) - 0 \cdot \sin(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c t - \omega t) + \cos(\omega_c t + \omega t) \right) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die Laufzeitverzögerung des Verstärkers ist Δt und damit ergibt sich ein zeitverzögertes Signal:

$$\begin{aligned} s_{delay}(t) &= s(t - \Delta t) \\ &= \frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c(t - \Delta t) - \omega(t - \Delta t)) + \cos(\omega_c(t - \Delta t) + \omega(t - \Delta t)) \right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Zur Veranschaulichung der Gleichungen (4.1) und (4.2) wurden entsprechende Signale berechnet, die im Bild 4.7 dargestellt sind.

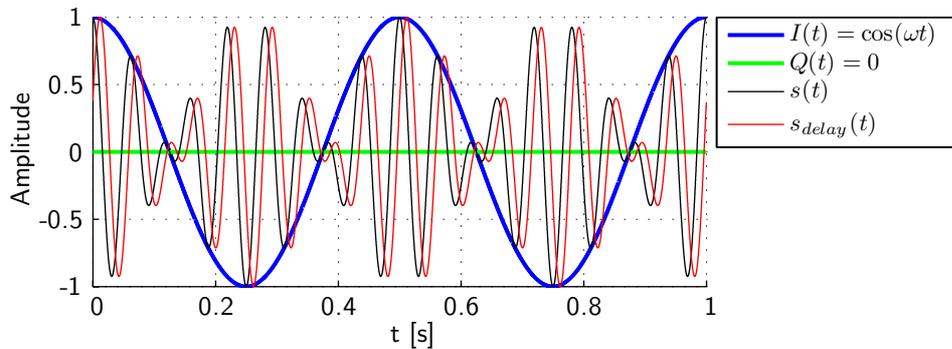


Abbildung 4.7: Berechnete Basisbandsignale mit $\omega = 2\pi \cdot 2\frac{1}{s}$ und die entsprechenden mit $\omega_c = 2\pi \cdot 16\frac{1}{s}$ modulierten HF-Signale und einer Zeitverzögerung von $\Delta t = \frac{3\pi}{8\omega_c}$.

Die Demodulation erfolgt wie im Bild 4.8⁷.

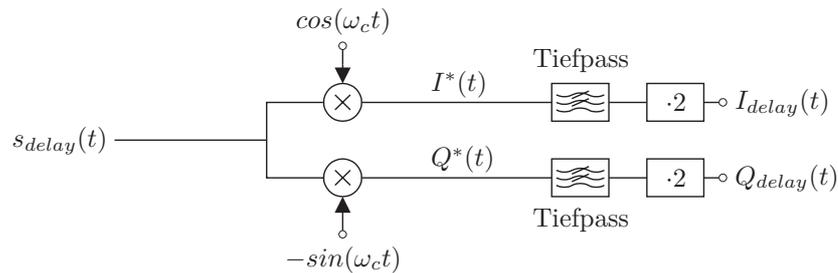


Abbildung 4.8: Demodulation

⁷Vgl. Bild 3.2.

Für die Signale vor dem Tiefpassfilter erhält man:

$$\begin{aligned} I^*(t) &= \frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c(t - \Delta t) - \omega(t - \Delta t)) + \cos(\omega_c(t - \Delta t) + \omega(t - \Delta t)) \right) \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) + \cos(2\omega_c t - \omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} Q^*(t) &= -\frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c(t - \Delta t) - \omega(t - \Delta t)) + \cos(\omega_c(t - \Delta t) + \omega(t - \Delta t)) \right) \cdot \sin(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \left(\sin(\omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) + \sin(2\omega_c t - \omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) \right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Diese Signale werden anschließend tiefpassgefiltert und mit zwei multipliziert, da die Hälfte der Leistung durch die Filterung verloren geht. Damit sind die demodulierten zeitverzögerten Zweitonsignale gegeben⁸:

$$\begin{aligned} I_{delay}(t) &= 2 \cdot \frac{1}{2} \left(\cos(\omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) \right) \\ Q_{delay}(t) &= 2 \cdot \frac{1}{2} \left(\sin(\omega_c \Delta t) \cos(\omega(t - \Delta t)) \right) \\ &\quad \text{mit } \omega_c \Delta t = \Delta\varphi \\ I_{delay}(t) &= \cos(\Delta\varphi) \cdot \cos(\omega(t - \Delta t)) \quad (4.5) \\ Q_{delay}(t) &= \sin(\Delta\varphi) \cdot \cos(\omega(t - \Delta t)) \quad (4.6) \end{aligned}$$

Das Ergebnis in Gleichung (4.5) zeigt, dass eine Zeitverzögerung im HF-Pfad eine Phasenverschiebung innerhalb des komplexen Basisbands zur Folge hat und das Signal eines Pfades auf den I- und Q-Pfad aufgeteilt wird⁹. Das Bild 4.9 zeigt exemplarisch eine Gegenüberstellung der demodulierten Signale mit und ohne Zeitverzögerung.

Die Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ innerhalb des komplexen Basisbandes ist bei einer Darstellung in Polarform direkt ablesbar durch eine vertikale Verschiebung des Phasenverlaufs, siehe Bild 4.10. Die Information der Zeitverschiebung ist folglich im gemessenen komplexen Basisband enthalten. Diese Eigenschaft führt dazu, dass mit Hilfe der Messung der Basisbandsignale am Ein- und Ausgang die Phasenverschiebung bestimmt werden kann. Zu beachten ist, dass die Phasenverschiebung nur im Bereich von 2π bestimmbar ist und für größere Phasenverschiebungen entsprechend Vielfache von 2π addiert werden müssen.

4.3.2 Phasenversatz der Trägerfrequenz

In diesem Abschnitt werden analytisch die Auswirkungen eines Phasenversatzes der Trägerfrequenz anhand der Modulation untersucht. In einem Messsystem ist die Phase der Trägerfrequenz unbestimmt und daher für den Zeitpunkt der Messung als zufällig anzusehen. Bei einem Phasenversatz der Trägerfrequenz von $\Delta\varphi_c$ ergibt sich für das modulierte

⁸Dieses Ergebnis erhält man auch auf dem direkten Wege durch das Einsetzen von $I(t) = \cos(\omega t)$ und $Q(t) = 0$ in Gleichung (3.12).

⁹Vgl. Gleichung (3.12).

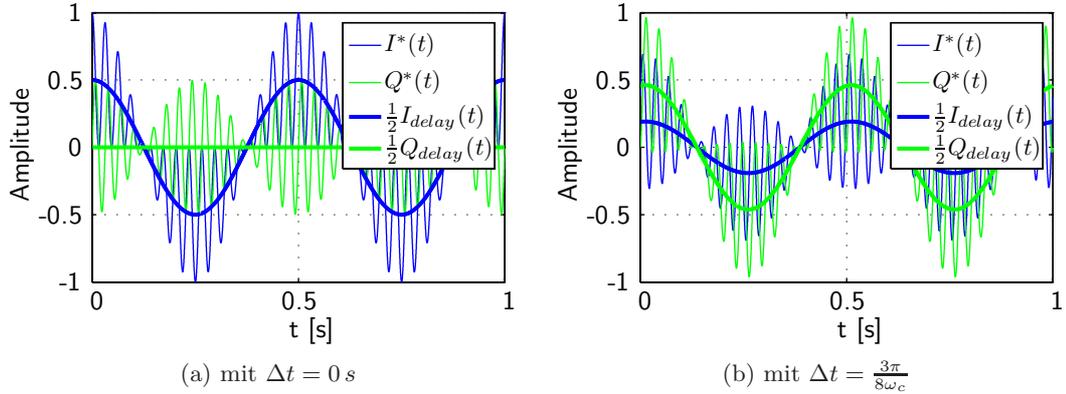


Abbildung 4.9: Signalformen im demodulierten Signalpfad (vgl. Bild 4.8) mit und ohne Zeitverzögerung ($\omega = 2\pi \cdot 2 \frac{1}{s}$; $\omega_c = 2\pi \cdot 16 \frac{1}{s}$).

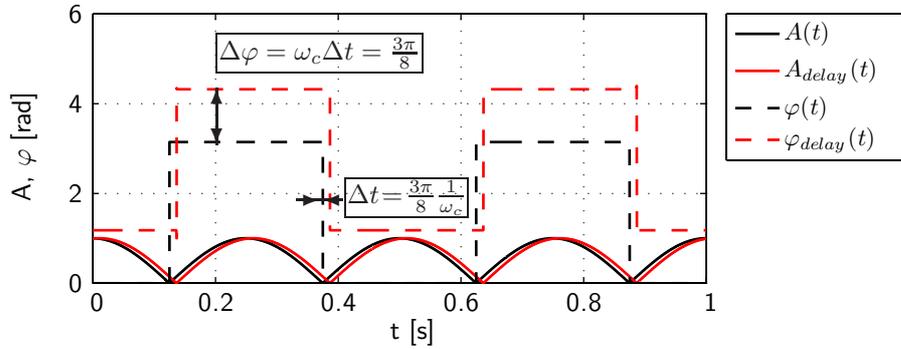


Abbildung 4.10: Die mit $\omega_c = 2\pi \cdot 16$ demodulierten Basisbandsignale in Polarform mit $\omega = 2\pi \cdot 2$ und mit und ohne Zeitverzögerung von $\Delta t = \frac{3\pi}{8\omega_c}$

Signal (vgl. Gleichung (3.4)):

$$s^\#(t) = \Re\{u(t)e^{j(\omega_c t + \Delta\varphi_c)}\} \quad (4.7)$$

Zerlegt man das Eingangsbasisband $u(t)$ in Phasen- $\varphi(t)$ und Amplitudenverlauf $A(t)$, so folgt:

$$s^\#(t) = \Re\{A(t)e^{j\varphi(t)}e^{j(\omega_c t + \Delta\varphi_c)}\} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} &= \Re\{A(t)e^{j(\varphi(t) + \Delta\varphi_c)}e^{j\omega_c t}\} \\ &= \Re\{u^\#(t)e^{j\omega_c t}\} \text{ mit } u^\#(t) = A(t)e^{j(\varphi(t) + \Delta\varphi_c)} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Die Interpretation von Gleichung (4.9) ist, dass die Modulation mit Phasenversatz gleich einer Modulation ohne Phasenversatz ist, wobei dann die Phase des Eingangsbasisbandsignals um jenen Phasenversatz $\Delta\varphi_c$ verschoben ist .

Im Umkehrschluss kann das komplexe Basisband mit einem beliebigen Phasenversatz beaufschlagt werden, da aufgrund der zufälligen Phase der Trägerfrequenz der gesamte Phasenversatz der Übertragungstrecke nachträglich bestimmt werden muss, siehe Abschnitt 4.4:

$$u^\#(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} e^{j\Delta\varphi_c} = u(t)e^{j\Delta\varphi_c} \quad (4.10)$$

Gleichung (4.10) kann zur Bestimmung der phasenversetzten I- und Q-Signale wie folgt umgeformt werden:

$$u^\#(t) = (I(t) + jQ(t)) \cdot (\cos(\Delta\varphi_c) + j \sin(\Delta\varphi_c)) \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} &= I(t) \cos(\Delta\varphi_c) - Q(t) \sin(\Delta\varphi_c) + j(Q(t) \cos(\Delta\varphi_c) + I(t) \sin(\Delta\varphi_c)) \\ &= I^\#(t) + jQ^\#(t) \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\text{mit } I^\#(t) = I(t) \cos(\Delta\varphi_c) - Q(t) \sin(\Delta\varphi_c)$$

$$\text{und } Q^\#(t) = Q(t) \cos(\Delta\varphi_c) + I(t) \sin(\Delta\varphi_c)$$

Da das in dieser Arbeit verwendete Messsystem eine komplexe Modulation zulässt, wurde das Sinussignal $u(t) = \cos(\omega t)$ mit $\Delta\varphi_c = \frac{\pi}{4}$ in der Phase verschoben, um den Dynamikbereich des I/Q-Modulationsgenerators voll auszunutzen (bessere Auflösung), indem dann die I- und Q-Pfade identisch sind:

$$\begin{aligned} I^\#(t) &= I(t) \cos(\pi/4) - Q(t) \sin(\pi/4) = \cos(\omega t) \frac{1}{\sqrt{2}} + 0 \\ \rightarrow I^\#(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (4.13)$$

und

$$\begin{aligned} Q^\#(t) &= Q(t) \cos(\pi/4) + I(t) \sin(\pi/4) = 0 + \cos(\omega t) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \rightarrow Q^\#(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

4.4 Verzögerungskompensation des Ausgangssignals

Das Blockschaltbild für die Aufnahme der I- und Q-Daten ist in Bild 4.11 dargestellt. Die Demodulation übernimmt der Vektorsignalanalysator, der die gemessenen I- und Q-Signale in einem geräteinternen Speicher ablegt. Dieser Speicher wird mit Hilfe des Messprogramms ausgelesen. Die Daten werden auf dem PC zur Auswertung gespeichert. Die I/Q-Daten können mit Hilfe des Pulssignals getriggert gemessen werden. Somit ist es möglich, das Signal nur für die Dauer eines Pulses zu messen. Die Pulsflanke ist jedoch zu ungenau, um phasengenau zu messen. Darüber hinaus ist die Phasenbeziehung zwischen dem I- und Q-Signal zufällig aufgrund der unbestimmten Phase der Modulationsfrequenz. Eine genaue Verzögerungskompensation ist aber für die Erstellung der Kennlinien zwingend erforderlich. Somit muss ein Algorithmus gefunden werden, der die Verzögerung zwischen Ein- und Ausgangssignal berechnen kann.

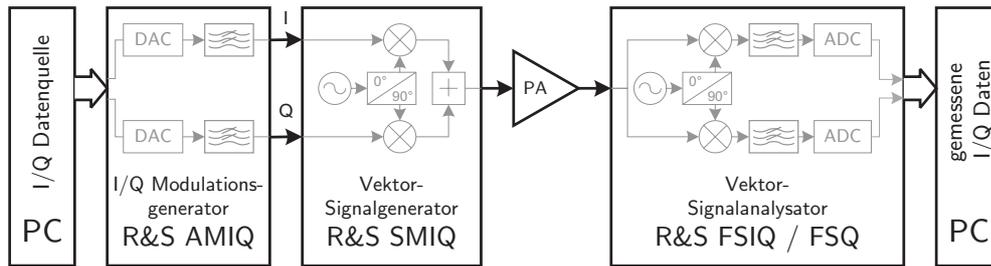


Abbildung 4.11: Blockschaltbild für die Aufnahme der I- und Q-Daten

Eine Kreuzkorrelation von Ein- und Ausgangssignal liefert für die Signale ohne Memoryeffekte die gewünschte Verzögerung mit der Genauigkeit einer Abtastdauer. Für Signale mit hohen Abtastraten und geringer Bandbreite kann die damit ermittelte Verzögerung ausreichend sein¹⁰. Zu beachten ist, dass beide Signale ineinanderpassen und außerhalb mit Nullwerten aufgefüllt werden müssen, damit die Kreuzkorrelation korrekt funktioniert.

Der untersuchte Verstärker zeigt Memoryeffekte, welche die Amplitude der Einhüllenden um mehr als 10% stören können, vgl. Kapitel 5. Aufgrund der zeitlichen Verzerrung des Ausgangssignals als Folge der Memoryeffekte entfernt sich das Optimum der Kreuzkorrelation vom idealen Wert.

Im Folgenden wird die entwickelte mehrstufige Verzögerungskompensation vorgestellt, die Signale mit starken Nichtlinearitäten und Memoryeffekten verarbeiten kann:

1. Interpolation

erhöht die zeitliche Auflösung

2. Kreuzkorrelation (KKF) der Betragsamplituden

dient der groben Verzögerungskompensation¹¹. Diese Funktion lässt sich wie folgt beschreiben¹²:

$$kruzcorr_m = \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} \cdot y_n \quad (4.15)$$

$$m = 0, \dots, N - 1$$

N : Länge der diskreten Signale x und y

3. Korrektur der Phasenbeziehung

eliminiert die zufällige Phasenbeziehung zwischen dem I- und Q- Signal¹³

¹⁰Beispielsweise, wenn ein Sinussignal mit der 1000-fachen Frequenz abgetastet wird, so ist bei einer Verzögerungsbestimmung durch Kreuzkorrelation die Genauigkeit von einem Sample mehr als ausreichend.

¹¹Zeitliche Verzögerung Δt im Bild 4.10.

¹²Gleichung entspricht der verwendeten „xcorr“-Funktion in Matlab bei Verwendung nur einer Seite und Indexanpassung (Matlab-Hilfe Version R2008a).

¹³Entspricht der Eliminierung des vertikalen Versatzes $\Delta\varphi$ in Bild 4.10. Die Phasenschwankungen aufgrund der Eingangsleistungsabhängigkeit sind weiterhin vorhanden.

4. Kreuzkorrelation der Phasen

in vielen Fällen genauer als die Kreuzkorrelation der Amplitude aufgrund des geringeren Memoryeffekts der Phase; notwendig bei Zweitonsignalen, um den möglichen 180°-Phasenversatz zu kompensieren

5. Differenzen-Korrelation mit amplitudenbegrenztem Signal

ermittelt die exakte Verzögerung. Dazu wird angenommen, dass der Memoryeffekt eine Verstärkungsschwankung verursacht. Folglich nimmt die Beeinflussung der absoluten Betragsamplitude für kleiner werdende, momentane Signalamplituden ab. Im Bild 4.27 und Bild 4.28 ist dieses Verhalten zu sehen - hier sind die Auswirkungen der Memoryeffekte für große Amplituden stärker als bei kleinen Amplituden. Die Nulldurchgänge des Signalverlaufs bleiben folglich unverändert. Aus diesem Grund wurde ein Algorithmus entworfen, der die Signalamplituden der Ein- und Ausgangsbetragsamplituden begrenzt und mit diesen Signalen eine Differenzenkorrelation durchführt:

$$\text{diffkorr}_m = \sum_{n=0}^{N-1} y_{n+m} - x_n \quad (4.16)$$

$$m = 0, \dots, M - N - 1$$

N : Länge des zu suchenden Signalausschnittes x

M : Länge des Signals y , in dem gesucht wird

Das Minimum dieser Funktion bestimmt die exakte Verzögerung. Die Differenzenkorrelation besitzt gegenüber der Kreuzkorrelation den Vorteil, mittels der Aufsummierung der Differenzen (im Gegensatz zur Multiplikation bei einer Kreuzkorrelation) eine Gewichtung mit der momentanen Amplitude zu verhindern.

6. Extrapolation

optional kann damit das Signal wieder extrapoliert werden

Bei der Einstellung der Amplitudenbegrenzung ist die unterste Begrenzung höher als das eventuelle Offset und das Grundrauschen zu wählen. Die obere Amplitudenbegrenzung sollte so niedrig wie möglich gewählt werden, damit Auswirkungen der Speichereffekte minimiert werden. Sie sollte jedoch groß genug sein, um die Streuung aufgrund des Rauschens im Signal zu minimieren (erhöht den Signalausschnitt und damit die Genauigkeit).

Für den dritten Schritt ist die Berechnung des Phasenverlaufs nötig. Das Argument des komplexen Basisbands ist jedoch auf einen Bereich zwischen $-\pi$ und π begrenzt. Die Eliminierung der dadurch entstehenden Phasensprünge ist mit Standardfunktionen nicht möglich, weil die Phasensprünge des gemessenen Signals stark verrauscht sind. Für diesen Fall wurde eine gleitende Phasenkorrektur implementiert, die über einen Bereich von vielen Abtastwerten den optimalen Phasensprung detektiert und korrigiert.

4.5 Erstellung präziser AM-AM- und AM-PM-Kennlinien

Nach der Verzögerungskompensation kann die Charakteristik des Verstärkers durch das Auftragen der Ausgangsbetragsamplitude und -phase über die Eingangsbetragsamplitude dargestellt werden. Bild 4.12 zeigt die somit erzeugten dynamischen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien.

Die Verwendung eines Zweitonsignals (Bild 4.6) zur Bestimmung von AM-AM- und AM-PM-Kennlinien hat folgende Vorteile:

- jedes Signal beinhaltet nur eine Modulationsfrequenz, leichte Erzeugung durch sinusförmige I- und Q-Signale
- kurze Periode ermöglicht kurze Aufnahmezeiten und hohe Rauschunterdrückung durch Mittelung über viele Perioden
- Einhüllende mit Nulldurchgängen ermöglicht Abdeckung des gesamten Amplitudenbereichs
- sinusförmige Leistung
- Auswertung der Intermodulationen
- Peak-to-Average-Ratio (PAR) / Crestfaktor ist 2 (3 dB)

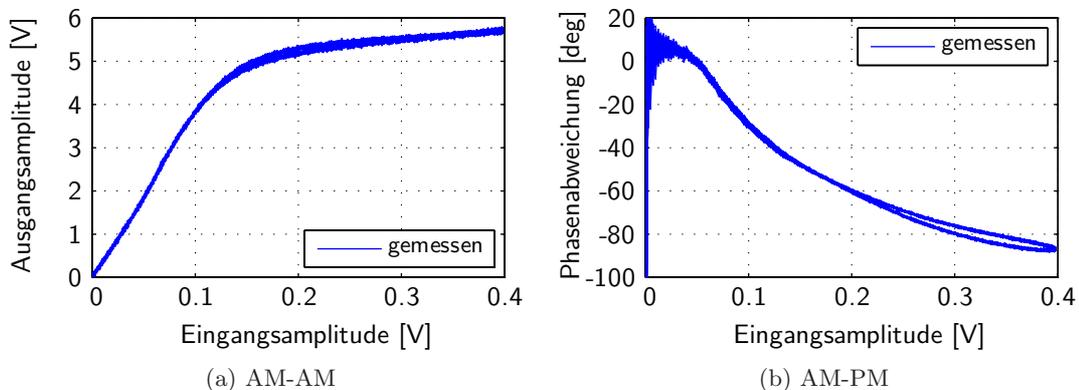


Abbildung 4.12: AM-AM- und AM-PM-Kurven der gemessenen demodulierten Kurvenverläufe eines Zweitonsignals mit einem Zweitonabstand von 100 kHz

Die einfachste Form, die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien zu erstellen, ist die „polyfit“-Funktion von MATLAB. Sie berechnet mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate über die QR-Zerlegung bei vorgegebener Ordnung die Polynomparameter. Bei einer vollständigen Charakterisierung bis in tiefe Kompression (> 6 dB) benötigt man eine sehr hohe Ordnung. Im ungünstigen Fall kann bei weiterer Erhöhung der Ordnung

keine Verbesserung bei der Annäherung an den tatsächlichen Verlauf mehr erzielt werden. Dieses Phänomen tritt besonders bei der Phase des untersuchten Verstärkers auf, da der Verlauf zwei Knicke enthält, die nur schwer mit einem Polynom angenähert werden können.

Die Erstellung diskreter Kennlinien, wie sie im Abschnitt 4.5.1 weiter unten beschrieben wird, erlaubt eine Erfassung der Kennlinien ohne die Verwendung von Polynomen und der damit verbundenen ungewollten Abhängigkeit von der Ordnung.

Im Bild 4.12 führt die Ungenauigkeit der kleinen Signalamplituden aufgrund der Auflösung und der Bandbreite des Messgerätes sowie des überlagerten Rauschens zur fehlerhaften Bestimmung der Kennlinien. Dieses Problem wird gelöst, indem man Messungen bei geringerer Leistung durchführt und somit die Genauigkeit für kleine Signalleistungen erhöht. Nach dem Teilabschnitt zur Erstellung diskreter Kennlinien wird die Erstellung der genauen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien detailliert beschrieben.

4.5.1 Erstellung diskreter Kennlinien

Eine diskrete AM-AM- bzw. AM-PM-Kennlinie ist eine Kennlinie, bei der die Ausgangsbetragsamplituden bzw. die $-$ phasen diskreten Eingangsbetragsamplituden zugeordnet werden. Die Beschreibungsform ist somit eine Wertetabelle. Die Genauigkeit ist nur von der Schrittweite der äquidistanten Eingangsbetragsamplituden abhängig. Der Verlauf hingegen kann beliebig sein. Das ist der entscheidende Vorteil gegenüber funktionsbasierten Beschreibungsformen (z.B. Polynome), bei denen der Verlauf in etwa der vorgegebenen Funktion entsprechen muss.

Bei der Berechnung der diskreten Kennlinien wird jeder Abtastpunkt ausgewertet. Dabei wird der Abtastwert des Eingangssignals mittels Rundung einem x -Achsen-Wert der diskreten Kennlinie zugeordnet. Der entsprechende Abtastwert des Ausgangssignals zu diesem Zeitpunkt wird dem y -Wert der Kennliniendarstellung zugeordnet. Im Zuge der Auswertung jedes Abtastwertes werden viele Ausgangswerte einem x -Achsen-Wert zugeordnet. Der mittlere Kennlinienwert wird durch Aufsummierung dieser Werte während des Durchlaufens aller Abtastwerte und dem abschließenden Teilen durch die Anzahl der aufsummierten Werte ermittelt. Liegen zwischen zwei Abtastpunkten mehrere diskrete x -Achsen-Werte der Kennlinie, werden die y -Werte mit Hilfe einer linearen Interpolation bestimmt. Dieses Verfahren führt aufgrund der interpolierten Werte zu einer höheren Glättung der berechneten Kennlinie und verhindert Lücken für nicht auftretende x -Achsen-Werte (insbesondere bei hoher Abtastrate).

Im Bild 4.13 sind das Signal in Form der dynamischen AM-AM- und AM-PM-Kennlinie und die aus diesem Signal berechneten diskreten Kennlinien dargestellt. Zum Vergleich wurden die Kennlinien der Modelle mit Polynomen 9. Ordnung hinzugefügt. Hierbei gibt es zwei Möglichkeiten, den PA zu modellieren, vgl. Abschnitt 3.1.1. Die erste Variante erstellt zwei Polynome, ein für die Betragsamplitude und ein für die Phasenabweichung. Die zweite Variante erstellt ein komplexes Polynom direkt aus den komplexen Basisbandsignalen.

Die diskreten Kennlinien geben den exakten Verlauf der Kennlinie wieder, der sich aus den gemessenen Daten ergibt. Damit ist sie zugleich eine Referenzkennlinie, die eine

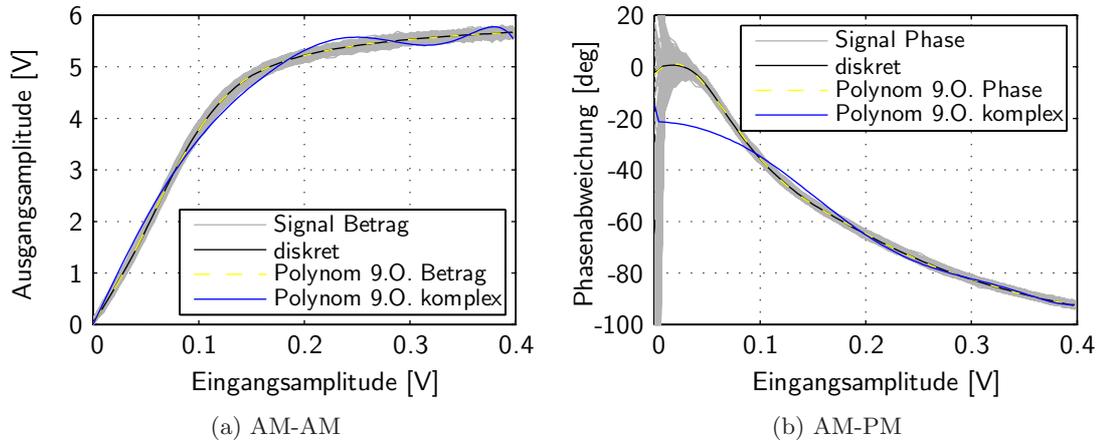


Abbildung 4.13: Darstellung der diskreten AM-AM- und AM-PM-Kennlinie mit dem dazugehörigen Signal und der Kennlinien der Polynome 9. Ordnung (O.)

Bewertung der Genauigkeit einer Polynommodellierung erlaubt.

Die Modellierung mit einem komplexen Polynom ist hier wesentlich ungenauer, obwohl die gleiche Anzahl an Koeffizienten verwendet wird. Die Ursache liegt darin, dass der Realteil des komplexen Polynoms die Beziehung des Realteils vom Ein- zum Ausgang modelliert und der Imaginärteil entsprechend den imaginären Teil. Aufgrund der starken Phasenabweichung enthalten die Beziehungen starke „Knicke“, die mit einem Polynom 9. Ordnung nicht modelliert werden können, siehe Bild 4.14.

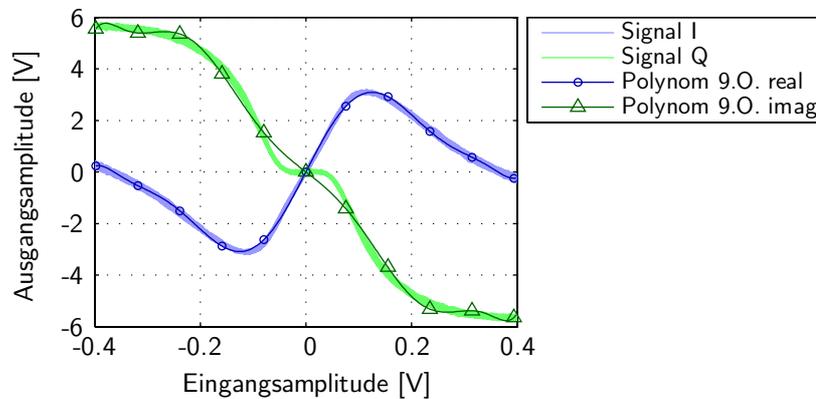


Abbildung 4.14: Darstellung der Real- und Imaginärteile eines Polynoms 9. Ordnung und die Beziehung zwischen Ein- und Ausgangssignal nach Imaginär- und Realteil

Für sehr kleine Eingangsamplituden (im Bild 4.13 nur schwer zu erkennen) knicken die Amplituden- und Phasenverläufe auf nicht physikalische Art und Weise ab¹⁴. Da-

¹⁴Als ein Grund dafür kann die Auflösung des Messgerätes angesehen werden oder ein DC-Offset.

her ist eine exakte Bestimmung des Amplituden- und Phasenverlaufs, insbesondere die Phasenabweichung von null bei kleinen Amplituden, mit einer Messung nicht möglich.

4.5.2 Erstellung einer Gesamtkennlinie aus Einzelkennlinien

Die präzise Charakterisierung und das angestrebte Vorverzerrungssystem erfordern eine hohe Genauigkeit der Charakteristik auch für kleine Amplituden. Ein Leistungsverstärker muss bis zur maximalen Leistung, die ein Übertragungssystem erfordert, charakterisiert werden. Um Energie einzusparen, wird jedoch die Ausgangsleistung in vielen Mobilfunkstandards den momentanen Verhältnissen angepasst. Das bedeutet, dass ein Vorverzerrungssystem für alle Eingangs- bzw. Ausgangsleistungen korrekt funktionieren muss.

Im vorangegangenen Abschnitt wurde die ungenaue Bestimmung der Phasenabweichung bei kleinen Eingangsamplituden herausgearbeitet. Die ungenauen Amplituden- und Phasenwerte werden in einer Darstellung mit logarithmischen Achsen deutlich sichtbar (vgl. Bild 4.16). Eine ungenaue Phase führt dazu, dass nicht sicher bestimmt werden kann, wann die Phasenabweichung von null erreicht wird. Diese Information ist für die präzise Korrektur der Phasenabweichung in einem Vorverzerrungssystem erforderlich. Eine ungenaue Bestimmung der Amplitude führt zu einer ungenauen Bestimmung der Kleinsignalverstärkung, welche für die Berechnung der inversen Kennlinie wichtig ist.

Dieses Problem wird mit der Erstellung einer Gesamtkennlinie aus mehreren Einzelkennlinien gelöst. Die Einzelkennlinien werden aus Messdaten bei unterschiedlichen Eingangsleistungen berechnet. Durch die automatische Dynamikbereichsanpassung des Messgerätes werden die Amplituden besser aufgelöst. Die Signale für einen Zweitonabstand von 625 kHz für Eingangsleistungen¹⁵ von -30 dBm bis 2 dBm sind im Bild 4.15 und im Bild 4.16 dargestellt. Zu beachten ist, dass bei der niedrigsten gemessenen Eingangsleistung die Kennlinie einen ausreichend großen linearen Bereich zur präzisen Bestimmung der Kleinsignalverstärkung besitzt. Außerdem sollte bei dieser Kennlinie für kleine Amplituden noch keine Phasenabweichung sichtbar sein, damit das Einsetzen der Phasendrehung eindeutig bestimmbar ist (Kennlinien unterhalb von -20 dBm Eingangsleistung).

Die berechneten diskreten Kennlinien sind im Bild 4.17 dargestellt.

Die Gesamtkennlinie wird ausgehend von der Kennlinie niedrigster Eingangsleistung um die Werte der nächst höheren Kennlinie ergänzt. Dabei wird ein Bereich angegeben, in dem mit linearer Gewichtung ein Übergang zwischen beiden Kurven erfolgt, siehe Bild 4.18. Da es sich um diskrete Kennlinien handelt, können die Werte der neuen Gesamtkennlinie in jedem Schritt mit Additionen und Multiplikationen¹⁶ aus den Werten der alten Gesamtkennlinie und der Kennlinie für die nächst höhere Eingangsleistung berechnet werden. Bevor mit diesem Algorithmus die Gesamtkennlinie berechnet wird, müssen alle Kurven für die Betragsamplitude und Phasenabweichung übereinander liegen.

¹⁵ $P_{in} = PEP_{in} - PAR$, mit $PAR=3$ dBm beim Zweiton.

¹⁶Multiplikation mit den Gewichtungswerten.

4 Messtechnik für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern

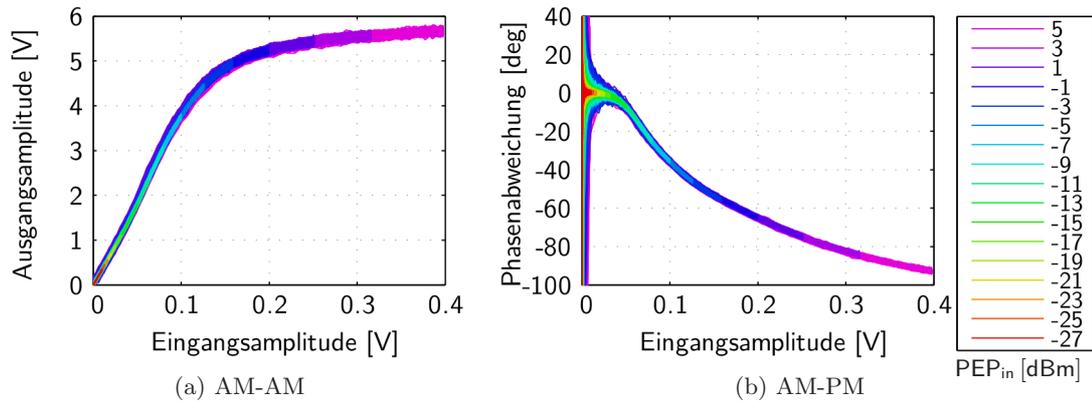


Abbildung 4.15: Darstellung der dynamischen AM-AM- und AM-PM-Kennlinie für Eingangsspitzenleistungen von -27 dBm bis 5 dBm.

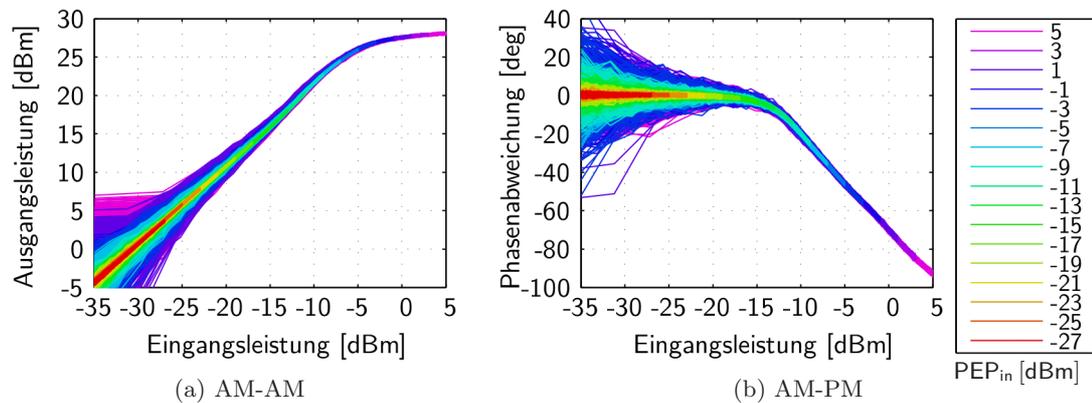


Abbildung 4.16: Logarithmische Darstellung der dynamischen AM-AM- und AM-PM-Kennlinie für Eingangsspitzenleistungen von -27 dBm bis 5 dBm.

Der zufällige Phasenversatz bei der Messung der I- und Q-Daten führt zu einem zufälligen Phasenoffset bei den Phasenkenlinien. Dieser Phasenoffset der Kennlinien untereinander wird durch eine iterative Offsetbestimmung benachbarter Kennlinien eliminiert. Dabei wird ein Bereich angegeben, in dem die Abweichung der zwei Phasenverläufe benachbarter Leistungen minimiert wird¹⁷. Abschließend bestimmt die Kennlinie niedrigster Eingangsleistung, bei der noch keine Phasenabweichung auftritt, den Referenzpunkt für die Phasenabweichung von null. Da alle Phasenverläufe übereinander liegen, ist damit auch die Phasenabweichung von null für alle anderen Eingangsleistungen sicher bestimmt. In Bild 4.15 und Bild 4.16 sind die Signale bereits um den zufälligen Phasenoffset korrigiert worden.

¹⁷In vielen Fällen ist die Verwendung des gesamten Bereichs aufgrund von Ungenauigkeiten bei kleinen Amplituden, störenden Memory- und Temperatureffekten nicht sinnvoll.

4.5 Erstellung präziser AM-AM- und AM-PM-Kennlinien

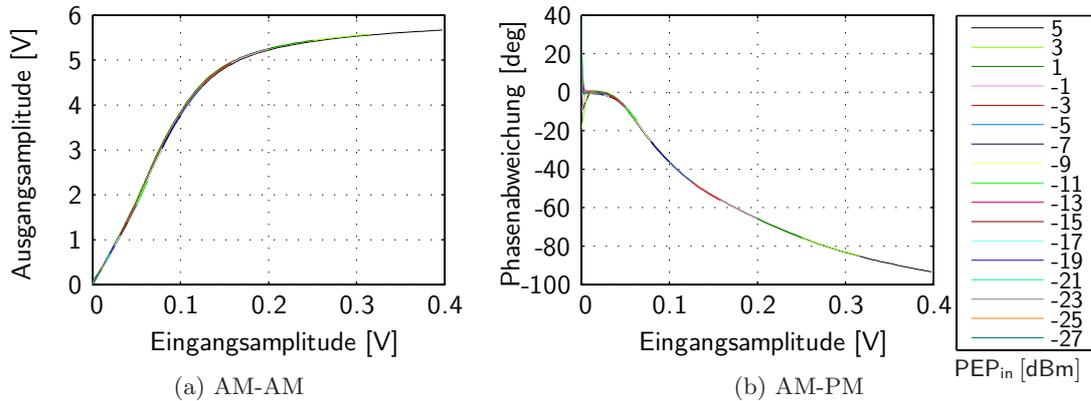


Abbildung 4.17: Diskrete AM-AM- und AM-PM-Kennlinien für Eingangsspitzenleistungen von -27 dBm bis 5 dBm.

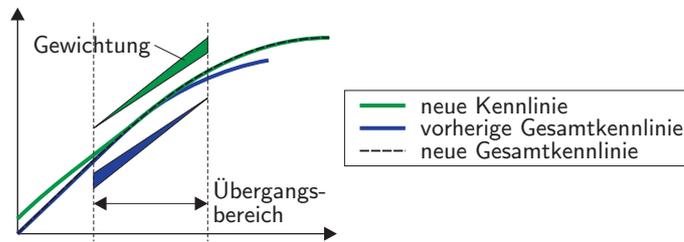


Abbildung 4.18: Berechnungsprinzip des Übergangs zwischen zwei Kennlinien

Analog dazu kann ein Bereich für die Amplitude definiert werden, indem die Verstärkung benachbarter Kurven entsprechend angepasst wird. Nötig wird die Verstärkungsanpassung, wenn die Amplitudeninformation der I- und Q-Daten ungenau ist. Dies ist der Fall für fehlende bzw. fehlerhafte Kalibrierung oder fehlerhaftes Messequipment.

Die aus den Einzelkennlinien berechneten AM-AM- und AM-PM-Gesamtkennlinien sind in Bild 4.19a und Bild 4.19b dargestellt. Der Anstieg bei den kleinsten Amplituden entspricht der Kleinsignalverstärkung. Die Phasenabweichung ist dort null. Damit erfüllt diese Kennlinie alle Voraussetzungen für eine speicherlose Vorverzerrung.

Berechnet man für die diskreten Gesamtkennlinien Polynome 9. Ordnung für die Amplitude und Phase, so sind diese Polynome zwar genauer als die, welche aus der Einzelkennlinie bei der maximalen Eingangsleistung berechnet wurden, jedoch weichen auch diese von dem tatsächlichen Verlauf bzw. von der diskreten Kennlinie ab. An welchen Stellen die Kennlinie durch die Polynome ungenau wiedergegeben wird, ist in den Bildern zur Gesamtkennlinie farblich unterlegt. Der Fehler bzw. der Amplitudenquotient und die Phasendifferenz sind entsprechend ihrer Größe eingefärbt.

Abschließend ist festzustellen, dass nur die diskreten Gesamtkennlinien eine genaue Charakterisierung des Verstärkers erlauben und die Anforderungen an ein Vorverzerrungssystem erfüllen.

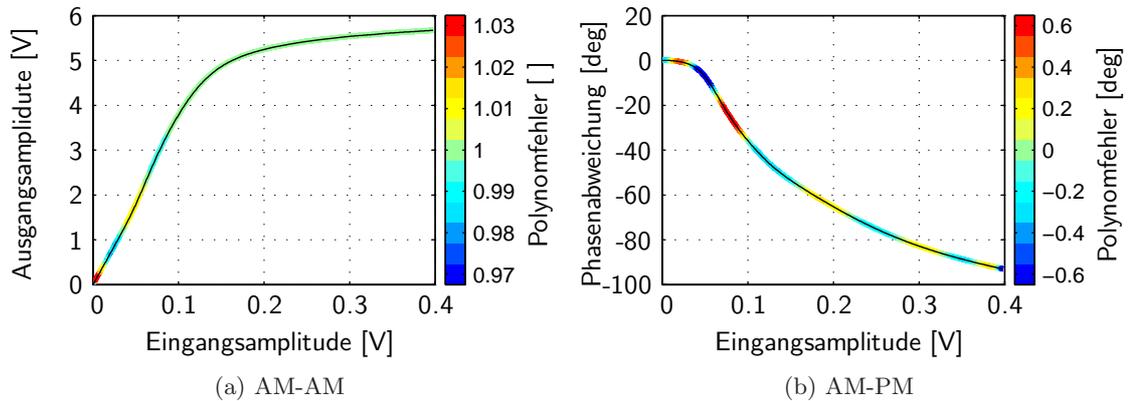


Abbildung 4.19: Diskrete AM-AM- und AM-PM-Gesamtkennlinie, berechnet aus den Einzelkennlinien unterschiedlicher Eingangsleistungen. Farblich markiert sind die Abweichungen (Polynomfehler), wenn man diese Kennlinien mit Polynomen 9. Ordnung approximiert.

Weiterhin erlaubt dieses Vorgehen, Kennlinien mit extremen Kurvenverläufen (vgl. Abschnitt 6.4) zu berechnen. Darüber hinaus können auf diese Weise auch die fehlenden Informationen für kleine Amplituden ergänzt werden, wenn modulierte Signale ohne Nulldurchgänge (z.B. GSM-EDGE) für die Berechnung der Kennlinien herangezogen werden. Den untersten Punkt der Gesamtkennlinie bestimmt dann die Kennlinie bei der kleinsten gemessenen Eingangsleistung (lineares Verhalten). Für den noch fehlenden Bereich bis null kann linear interpoliert werden.

4.6 Speicherlose digitale Vorverzerrung

Die Schlussfolgerungen aus dem vorangegangenen Abschnitt bestimmten die Wahl für eine geeignete Umsetzung eines speicherlosen Vorverzerrungssystems. Polynome sind ungeeignet, einen beliebigen Verlauf der Kennlinie präzise nachzubilden. Im Umkehrschluss trifft dies auch für die Vorverzerrungsfunktion zu, welche die Inverse der PA-Charakteristik ist, siehe Abschnitt 3.3.

Somit kommt nur eine LUT-basierte Umsetzung in Frage, welche wie die diskreten Kennlinien wertediskret ist. Die geeignetste Variante ist aufgrund der Einfachheit ein LUT-basierter Gain-based-Vorverzerrer, siehe Abschnitt 3.3.2.

Das Blockbild eines solchen Systems ist im Bild 4.20 dargestellt. Die Ansteuerung des I/Q-Modulationsgenerators (AMIQ) und des Signalgenerators (SMIQ) übernimmt ein Vorverzerrungsmodul. Dieses Modul ersetzt das IQ-Quellen-Modul und das Signalgenerator-Modul in der Messsoftware, die im Abschnitt 4.2.1 beschrieben wurde. Es gibt jedoch eine Einschränkung bei der direkten Umsetzung: Damit der volle Dynamikbereich von 16 bit des AMIQ (R&S AMIQ, 2006) ausgenutzt werden kann, muss die Leistung des vorverzerrten Signals mit dem SMIQ gesetzt werden. Untermauert wird diese Vor-

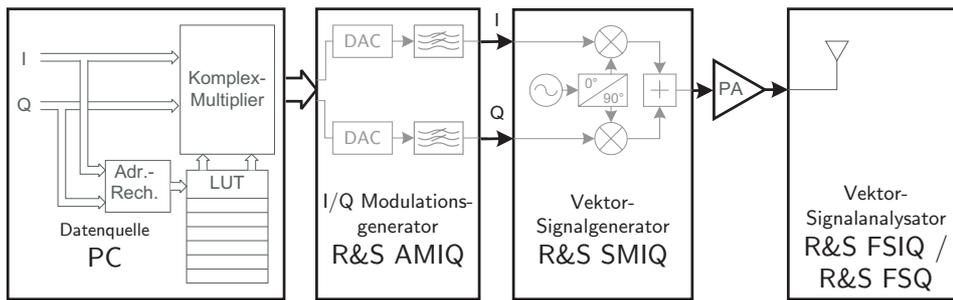


Abbildung 4.20: Blockbild für die LUT-basierte Vorverzerrung unter Verwendung von Messgeräten

gehensweise dadurch, dass der AMIQ im normalen Betrieb normierte I- und Q-Signale erzeugt.

Die konkrete Umsetzung der Ansteuerung ist im Bild 4.21 dargestellt. Dem Modul

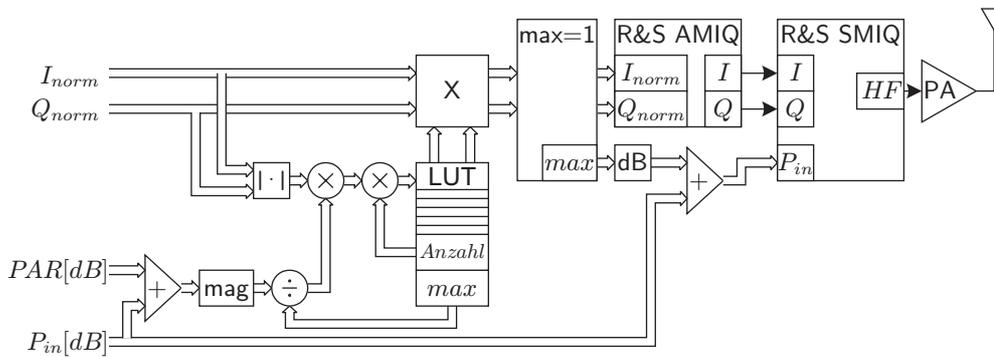


Abbildung 4.21: Prinzip der LUT-basierten Vorverzerrung bei Umsetzung mit Messgeräten.

werden die normierten Signaldaten (I_{norm} , Q_{norm}) und die LUT, mit der die Vorverzerrung durchgeführt wird, übergeben. Aus P_{in} und PAR wird die eingestellte Eingangsspitzenleistung bestimmt. Daraus wird dann die Signalspitzenamplitude ermittelt (mag). Entsprechend der momentanen normierten Signalamplitude, der maximal adressierbaren Eingangsamplitude der LUT und der Signalspitzenamplitude wird die Adressierung der LUT vorgenommen. Nach der komplexen Multiplikation mit den Werten aus der LUT muss das vorverzerrte Signal für die Ansteuerung des AMIQ wieder normiert werden ($max=1$). Der SMIQ wird mit der um den Normierungsfaktor korrigierten Eingangsleistung angesteuert.

4.6.1 Berechnung der LUT-Werte

Die Signaldaten liegen in Form von I- und Q-Daten vor. Für die nötige komplexe Multiplikation ist es daher sinnvoll, auch die Werte der LUT in Form von Real- und Imaginärteil bereitzustellen.

Die LUT-Werte werden mit Hilfe der Polynome für die Betragsamplitude und für die Phasenabweichung erstellt. Die Polynome wiederum wurden aus den diskreten Kennlinien bzw. den Gesamtkennlinien berechnet. Dies ermöglicht es, den Einfluss der Ordnung des Polynoms auf die Vorverzerrungsergebnisse zu untersuchen. Für eine präzise Vorverzerrung ist die Ordnung des Polynoms entsprechend hoch zu wählen. Wenn ein Polynom die Kennlinien nicht mehr nachbilden kann, ist eine direkte Berechnung der LUT-Werte aus der diskreten Kennlinie möglich. Die LUT-Werte erhält man dann durch das Tauschen der x- und y-Achsen der auf eine Verstärkung von Eins normierten diskreten Kennlinie mit Hilfe von Interpolationsalgorithmen.

Das Prinzip der Invertierung der Betragsamplituden und Phasenkenlinien ist im Bild 4.22 dargestellt. In der folgenden Beschreibung wird die Betragsamplitude als Am-

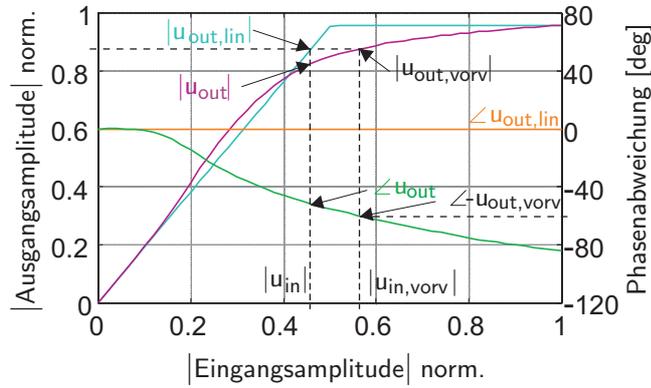


Abbildung 4.22: Berechnungsprinzip der Vorverzerrung

plitude bezeichnet. Die Eingangsamplituden $|u_{in}|$ führen aufgrund der nichtlinearen Kennlinie nicht zu den gewünschten Ausgangsamplituden $|u_{out}| \neq |u_{out,lin}|$, die einem linearen Betrieb entsprechen.

$$u_{out,lin} = G \cdot u_{in} \quad (4.17)$$

Die vorverzerrten Eingangsamplituden $|u_{in,vorv}|$ sind somit jene Amplituden, bei der die gewünschten Ausgangsamplituden erreicht werden. Wenn f_{PA} die Charakteristik des Verstärkers ist, gilt:

$$u_{out,vorv} = f_{PA}(u_{in,vorv}) \quad (4.18)$$

Die vorverzerrte Eingangsamplitude ist jene Amplitude, bei der die Ausgangsamplitude den Wert annimmt, der einem linearen Betrieb entsprechen würde. Kombiniert man die Gleichungen (4.17) und (4.18), gilt somit:

$$u_{in,vorv} = f_{PA}^{-1}(G \cdot u_{in}) \quad (4.19)$$

Weil der Betrag von f_{PA} als Polynom vorliegt und $|u_{out,vorv}| = |u_{out,lin}|$ gilt, liefert die Subtraktion der Gleichung (4.17) von Gleichung (4.18) eine Berechnungsvariante für die vorverzerrten Betragsamplituden:

$$f_{PA,Betrag}(|u_{in,vorv}|) - G \cdot |u_{in}| = 0 \quad (4.20)$$

Eine im Wertebereich liegende, reelle Nullstelle der Gleichung (4.20) liefert den Vorverzerrungswert $|u_{in,vorv}|$ für einen gegebenen Wert $|u_{in}|$.

Die Amplitude des Eingangssignals muss dann um folgenden Faktor vorverzerrt werden:

$$|f_{vorv}| = \frac{|u_{in,vorv}|}{|u_{in}|} \quad (4.21)$$

Die erforderliche Phasenvorverzerrung muss entgegengesetzt zur Phasenverschiebung des Verstärkers erfolgen, die bei einer Ansteuerung mit der vorverzerrten Amplitude entsteht. Der statische Phasenoffset $\angle f_{PA}(0)$ wird dabei nicht korrigiert. Es gilt somit:

$$\angle f_{vorv} = \angle f_{PA}(0) - \angle f_{PA}(u_{in,vorv}) \quad (4.22)$$

Somit sind Betrag und Phase der komplexen Vorverzerrungsfunktion gegeben (siehe Bild 4.23a), und die LUT-Werte können durch die Umrechnung in Real- und Imaginärteil berechnet werden:

$$LUT_{real} = \Re\left(|f_{vorv}|(\cos(\angle f_{vorv}) + j \sin(\angle f_{vorv}))\right) \quad (4.23)$$

$$LUT_{imag} = \Im\left(|f_{vorv}|(\cos(\angle f_{vorv}) + j \sin(\angle f_{vorv}))\right) \quad (4.24)$$

Die Werte der LUT, die aus der Kennlinie in Bild 4.19 berechnet wurden, sind in Bild 4.23b dargestellt.

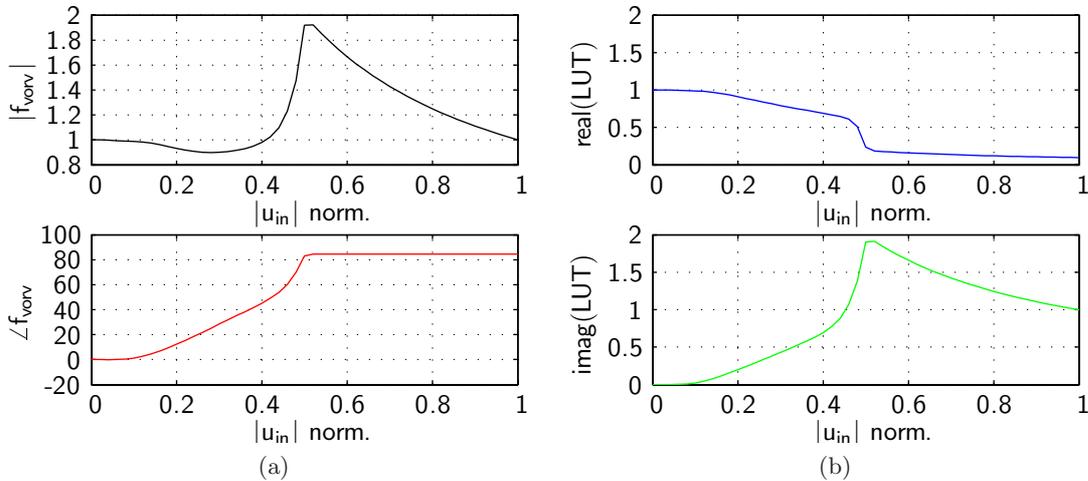


Abbildung 4.23: (a) Der Betrag und die Phase der Vorverzerrungsfunktion berechnet mit der Kennlinie aus Bild 4.19.
(b) Die aus Teilbild (a) bestimmten LUT-Werte. Es wurde eine LUT mit 50 Werten berechnet.

Die Überprüfung der Richtigkeit der erstellten LUT erfolgt mit der Vorverzerrung einer linearen Rampe als Eingangssignal. Das vorverzerrte Eingangssignal $u_{in,vorv}$ wird mit der

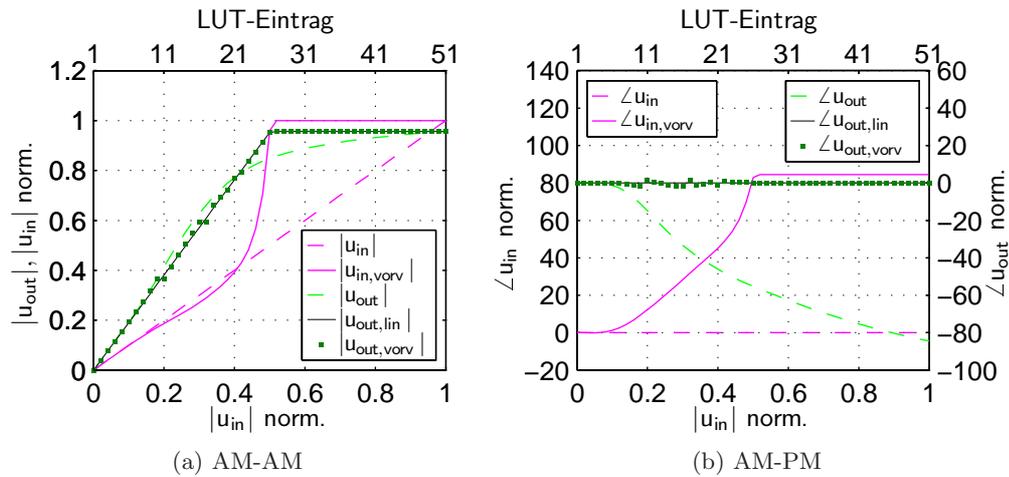


Abbildung 4.24: Mathematische Überprüfung der Vorverzerrung mit einer 50-wertigen LUT. Die dargestellten Werte sind wie im Bild 4.22 gewählt.

PA-Charakteristik nochmals verzerrt. Das somit erzeugte Ausgangssignal $u_{out,vorv}$ wird mit dem idealen linearen Verlauf $u_{out,lin}$ verglichen, siehe Bild 4.24.

Wird die LUT zu klein gewählt, wie Bild 4.24 zur Veranschaulichung der Problematik zeigt, entstehen Quantisierungsfehler bei der Berechnung des vorverzerrten Signals. Damit weicht auch das berechnete Ausgangssignal $u_{out,vorv}$ von den idealen Werten $u_{out,lin}$ ab. In einem Vorverzerrungssystem muss daher untersucht werden, wieviel Quantisierungsrauschen das System „verkräften“ kann, um alle Spezifikationen einzuhalten. Dies stellt die Minimalanforderung an die Größe der LUT dar.

4.6.2 Messergebnisse der speicherlosen Vorverzerrung

Die LUT-Werte für die Vorverzerrung im Bild 4.21 wurden, wie im vorangegangenen Abschnitt erläutert, mit einem Zweitonsignal erstellt. Der Zweitonsabstand von 625 kHz stellt sicher, dass keine Memoryeffekte die Kennlinien verfälschen, vgl. Kapitel 5. Bei der Erstellung der Gesamtkennlinie wurde die Option genutzt, zusätzlich die Kleinsignalverstärkung zu skalieren. Damit erreicht man, dass die Änderung der Kleinsignalverstärkung mit Variation der Eingangsleistung nicht zu einer künstlichen Krümmung der Kennlinie führt¹⁸.

¹⁸Detaillierte Ausführungen hierzu im Abschnitt 6.2.

Die Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Vorverzerrung erfolgt am besten mit der Darstellung der dynamischen Kennlinien bei unterschiedlichen Eingangsleistungen.

Als vorzuverzerrendes Eingangssignal wurde zunächst ein Zweitonsignal gewählt, siehe Bild 4.25. Der Zweitonabstand wurde mit 625 kHz genau so wie bei den Signalen für die Erstellung der LUT gewählt. Das garantiert zum Einen, dass die Messergebnisse nicht durch Memoryeffekte verfälscht werden, und zum Anderen einen direkten Vergleich mit den nicht vorverzerrten Messergebnissen in Bild 4.15a und Bild 4.15b.

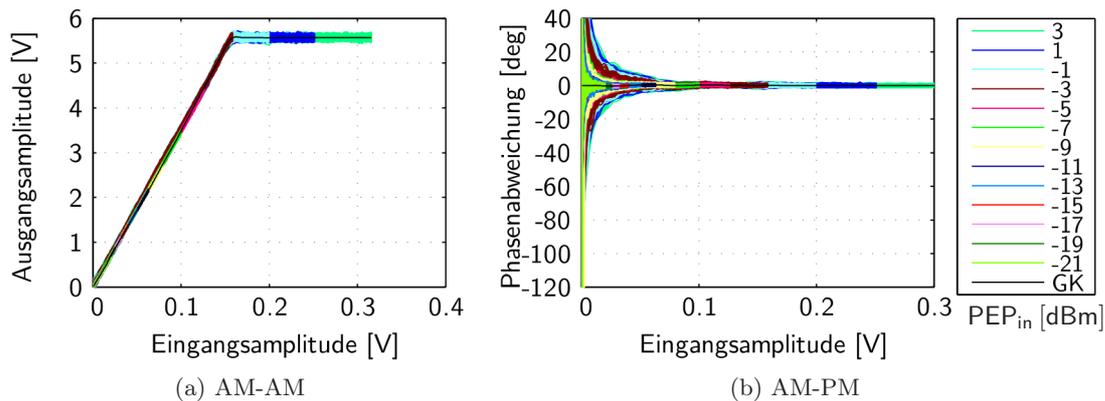


Abbildung 4.25: Dynamische Kennlinien bei unterschiedlichen Eingangsspitzenleistungen und diskrete Gesamtkennlinie (GK) des vorverzerrten Zweitonsignals mit einem Zweitonabstand von 625 kHz

Die dynamischen Kennlinien zeigen, dass die Vorverzerrung für alle Eingangsleistungen korrekt funktioniert. Aufgrund des Temperatureinflusses sind die Vorverzerrungsergebnisse leicht schlechter für den mittleren PEP-Bereich von -11 dBm bis -5 dBm. Hier ist vor allem die Kleinsignalverstärkung etwas geringer, was sich jedoch nicht auf die Linearitätsperformance auswirkt.

Exemplarisch wird die quantitative Bewertung anhand der Kennlinie bei einer Eingangsspitzenleistung von -1 dBm durchgeführt, siehe Bild 4.26. Die Abweichung von den idealen Werten ist farblich hervorgehoben. Für die prozentuale Abweichung bei der AM-AM-Kennlinie wurde die maximale Amplitude als Referenz benutzt. Die Abweichung der AM-AM-Kennlinie ist kleiner als 0,6%. Die Abweichung bei der AM-PM-Kennlinie ist kleiner als $0,5^\circ$. Für Eingangsspannungen kleiner als 0,02 V wird die Abweichung überwiegend durch messtechnische Ungenauigkeiten bestimmt.

Offen bleibt die Frage, inwieweit sich mit der zusätzlichen Skalierung der Eingangsleistung, wie sie im Abschnitt 6.2 beschrieben wird, der Fehler weiter reduzieren lässt.

Als Nächstes wird die Vorverzerrungsperformance für modulierte Signale untersucht. Da die Charakterisierung und Vorverzerrung für die Entwicklung neuer Vorverzerrungstechniken, insbesondere für Mobiltelefone, durchgeführt wird, erfolgt die Untersuchung der Vorverzerrung anhand des EDGE-, WCDMA- und des WLAN-Standards. Aufgrund

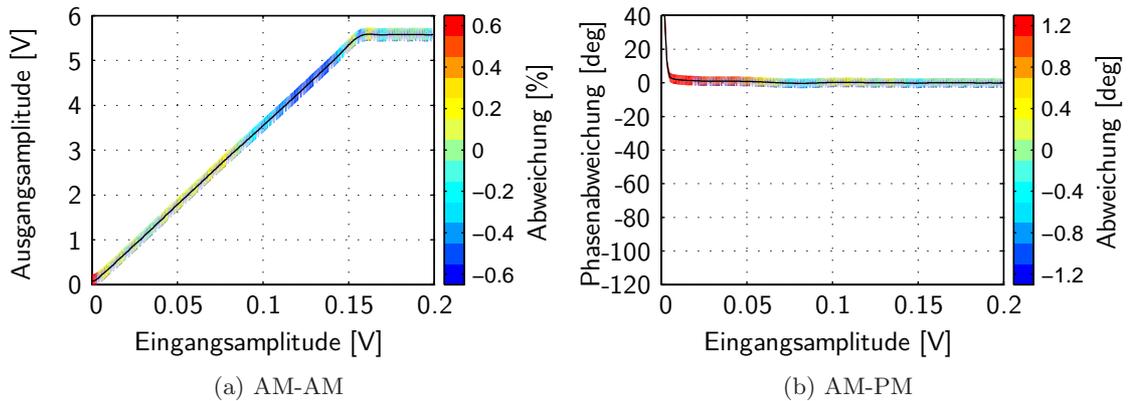


Abbildung 4.26: Diskrete Kennlinien bei einer Eingangsspitzenleistung von -1 dBm und deren Abweichung zur idealen Kennlinie, die für die Erstellung der LUT verwendet wurde.

der unterschiedlichen Bandbreiten der untersuchten Standards (EDGE: 200 kHz, WCDMA: 5 MHz, WLAN: 20 MHz) kann zusätzlich der Einfluss der Bandbreite bzw. der Memoryeffekte auf die Performance der vorgestellten präzisen speicherlosen Vorverzerrung untersucht werden. Dazu werden die dynamischen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien unterschiedlicher Leistungen eines jeden Standards mit und ohne Vorverzerrung gegenübergestellt.

Die Ergebnisse für das EDGE- und WLAN-Signal sind im Bild 4.27 dargestellt. In allen Abbildungen ist zusätzlich die Gesamtkennlinie (GK) dargestellt, die aus allen diskreten Einzelkennlinien der verschiedenen Eingangsleistungen berechnet wurde. Anhand dieser Gesamtkennlinie ist sehr gut zu erkennen, dass der Verlauf mit und ohne Vorverzerrung trotz des Vorhandenseins von Memoryeffekten dem der memoryeffektlosen Kennlinien in Bild 4.19 und Bild 4.25 in guter Näherung entspricht. Besonders bei den WLAN-Ergebnissen ist dies hervorzuheben, da scheinbar die dynamischen Kennlinien auf den ersten Blick einen anderen Verlauf zeigen. Durch die Mittelwertbildung der diskreten Gesamtkennlinien nähert sich dann der Verlauf der speicherlosen Kennlinie an.

Die entsprechenden nicht vorverzerrten und vorverzerrten Signale des WCDMA-Voice-Signals sind im Bild 4.28 dargestellt. In der Literatur ist die Darstellung der Kennlinien mit Punkten weit verbreitet. In den Teilbildern Bild 4.28c und Bild 4.28d sind auszugswise drei Eingangsleistungen für diese Form der Darstellung ausgewählt worden. In solchen Abbildungen ist die Amplitudenverteilung gut darstellbar, jedoch sind die Auswirkungen der Memoryeffekte (hier die Kurvenverbreiterungen vornehmlich bei niedrigen Amplituden) kaum sichtbar. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit die Darstellung der dynamischen Kennlinien als kontinuierliche Linie bevorzugt.

Bei dieser Messung mit einem WCDMA-Signal wurden gleichzeitig zur Aufzeichnung der I- und Q-Daten die Werte für die Nachbarkanalleistung und des Vektorfehlers aufgenommen. Das erlaubt einen direkten Vergleich der dynamischen Kennlinien in Bild 4.28a

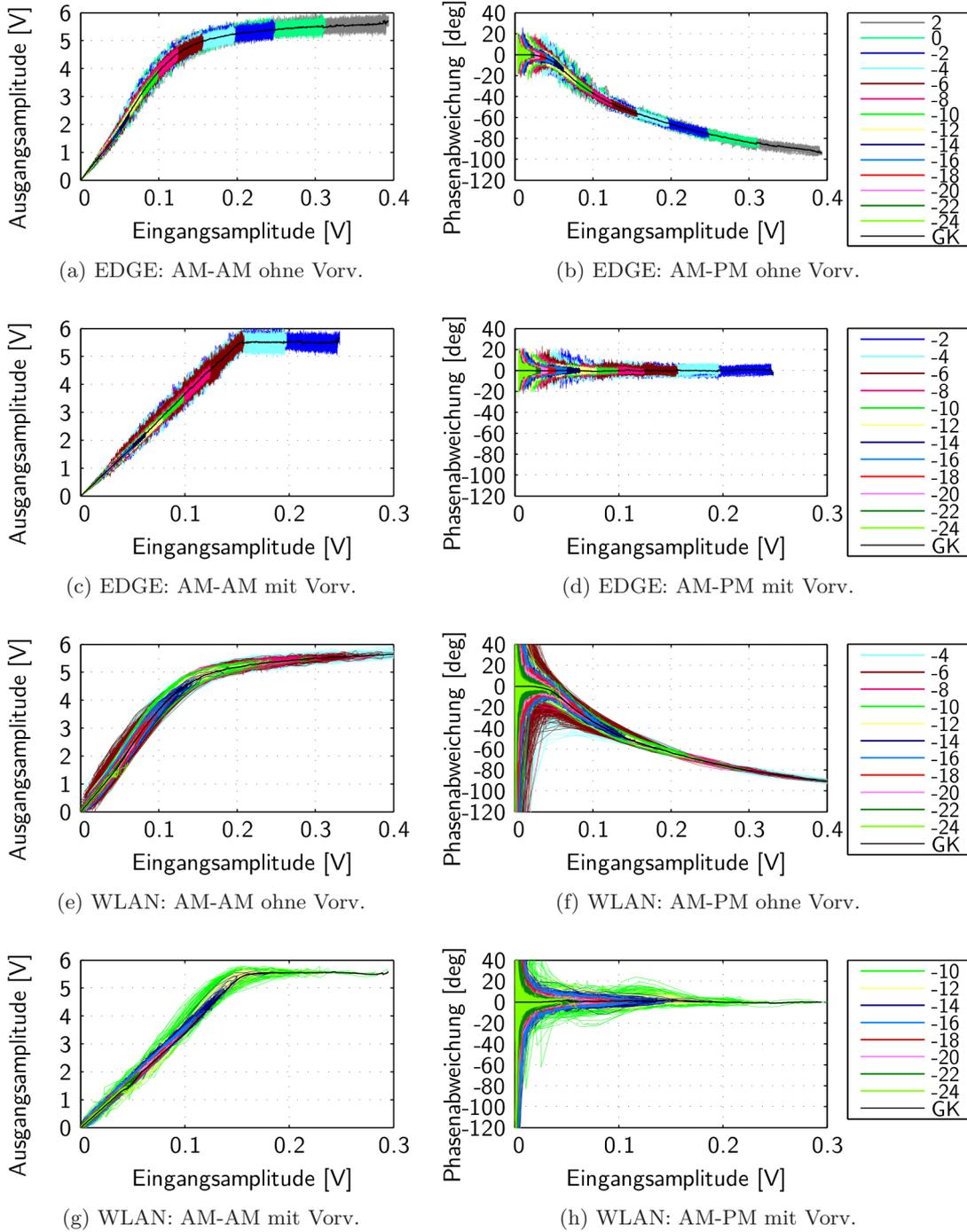


Abbildung 4.27: Dynamische Kennlinien mit und ohne Vorverzerrung bei unterschiedlichen Eingangsleistungen für EDGE- und WLAN-Signale (Legende: RMS-Werte in dBm). Für eine bessere Bewertung wurde zusätzlich die berechnete Gesamtkennlinie (GK) eingezeichnet.

4 Messtechnik für die Charakterisierung von Leistungsverstärkern

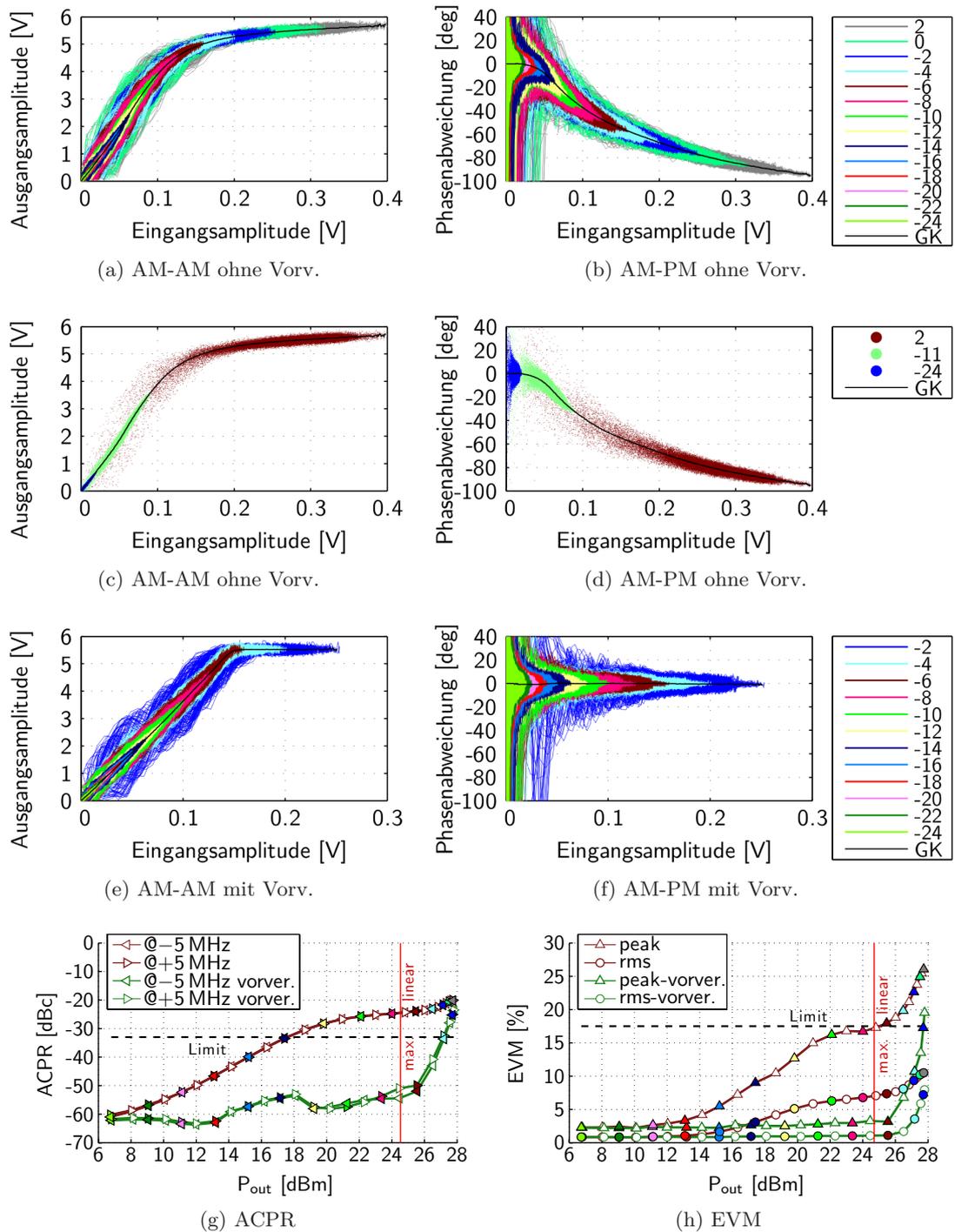


Abbildung 4.28: Dynamische Kennlinien eines WCDMA-Signals mit und ohne Vorverzerrung bei unterschiedlichen Eingangsleistungen (Legende: RMS-Werte in dBm). Teilbild (c) und (d) zeigen exemplarisch 3 Eingangsleistungen mit der weit verbreiteten Punktdarstellung. Teilbild (g) und (h) stellen die erreichten Spezifikationswerte dar mit farblicher Markierung der Kurven in (a), (b), (e) und (f). GK ist die berechnete Gesamtkennlinie.

und Bild 4.28b für den nicht vorverzerrten Fall sowie in Bild 4.28e und Bild 4.28f für den vorverzerrten Fall mit den damit verbundenen Spezifikationswerten. In Bild 4.28g und Bild 4.28h sind die relative Nachbarkanalleistung (ACPR) und der Vektorfehler (EVM) über der Ausgangsleistung aufgetragen. Damit die Zuordnung erfolgen kann, wurden die Messpunkte mit den Farben der dynamischen Kennlinien in den Teilbildern darüber markiert.

Die maximal erlaubten Werte, die in der Spezifikation für Terminals definiert werden und als Limit in den Grafen eingezeichnet wurden, werden sowohl für die ACPR- als auch für die EVM-Werte mit Abstand eingehalten. Im Falle der Vorverzerrung unterhalb der Amplitudenbegrenzung (max. linear) bleiben die ACPR-Werte trotz des vorhandenen Memoryeffektes unterhalb von -50 dBc. Die EVM-Werte bleiben hier nahezu konstant bei einem kleinen Wert, der bei linearem Betrieb mit geringer Eingangsleistung vorherrscht.

4.7 Zusammenfassung

Kapitel 4 behandelte alle Aspekte der präzisen Charakterisierung und Vorverzerrung von Leistungsverstärkern - der Grundstein für die folgenden Kapitel. Detailliert wurde auf den verwendeten Messaufbau und auf die entwickelte Messsoftware eingegangen. Im Vordergrund der Betrachtungen standen dabei folgende Punkte:

- die Reproduzierbarkeit der Messungen
- ein auf die Vorverzerrung abgestimmtes Kalibrationskonzept
- die Fehlerbehandlung
- die Erweiterbarkeit der Messsoftware
- benutzerfreundliche Bedienung

Mit dem entwickelten Messaufbau und der generischen Messsoftware ist es nun möglich, beliebige Basisbandsignale für jede Betriebsbedingung präzise zu messen. Es zeigte sich jedoch, dass das Standardverfahren für die Verzögerungskompensation zwischen Ein- und Ausgangssignal (Kreuzkorrelation) und die Standarddarstellung der Kennlinien als Polynome mit der Berechnung über die Methode der kleinsten Quadrate für eine Erstellung präziser Kennlinien nicht ausreichend ist. Dies gilt insbesondere bei starken Nichtlinearitäten und/oder Memoryeffekten. Mit den in diesem Kapitel vorgestellten neuen Verfahren wurden diese Herausforderungen gelöst. Die wichtigsten sind:

- mehrstufige Verzögerungskompensation
- genaue Differenzenkorrelation mit amplitudenbegrenztem Ein- und Ausgangssignal
- Erstellung von diskreten Kennlinien direkt aus dem Ein- und Ausgangssignal ohne die Verwendung von Polynomen

- Erstellung präziser Gesamtkennlinien aus Einzelkennlinien verschiedener Eingangsleistungen

Weiterhin beschrieb dieses Kapitel die Umsetzung einer speicherlosen LUT-basierten Vorverzerrung mit Hilfe von Messgeräten und die dafür nötige Erstellung der LUT-Einträge aus den Kennlinien.

Die erreichten, exzellenten Resultate der speicherlosen Vorverzerrung für Zweiton-, EDGE-, WCDMA- und WLAN-Signale bestätigten den Erfolg der konsequenten Minimierung von Messfehlern, die zu neuen Methoden für die Verzögerungskompensation und die Kennlinienerstellung führten. Für das WCDMA-Signal wurden zusätzlich die Spezifikationswerte den dynamischen Kennlinien gegenübergestellt. Hier zeigte sich, dass die präzise speicherlose Vorverzerrung zu Ausgangssignalen führt, welche die Spezifikation mit großem Abstand erfüllen.

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

Die „Nichtlinearität“ von Leistungsverstärkern ist ein weiter und allgemeiner Begriff. Die im 2. Kapitel vorgestellten Nichtlinearitäten ohne Berücksichtigung einer Zeitabhängigkeit werden als statische bzw. quasi-statische Nichtlinearitäten eines Verstärkers bezeichnet, vgl. auch Abschnitt 3.1.1.

Das Verhalten des Verstärkers wird jedoch nicht nur durch dessen statische Nichtlinearität bestimmt, sondern hängt auch von der Vergangenheit des Eingangssignals ab. Damit ist die Charakteristik des Verstärkers zeitabhängig. Dieser Speichereffekt wird in der vorliegenden Arbeit in Anlehnung an den englischen Begriff *memory effect*, der sich in der Literatur durchgesetzt hat, als „Memoryeffekt“ bezeichnet, siehe auch Abschnitt 3.1.2.

Für ein Vorverzerrungssystem ist es von entscheidender Bedeutung, ob ein Verstärker signifikante Memoryeffekte aufweist. Wenn die Memoryeffekte vernachlässigbar oder tolerierbar sind, kann auf wesentlich einfachere Vorverzerrungsmethoden zurückgegriffen werden, siehe Abschnitt 3.3.2. Das ist die zentrale Motivation für die genaue Untersuchung von Memoryeffekten¹.

Als Memoryeffekte werden im Allgemeinen alle zeitabhängigen Effekte eines Verstärkers zusammengefasst, die sich nicht mit einem quasi-statischen Verhalten beschreiben lassen. Meist unterteilt man die Effekte auch nach Dauer der beeinflussenden Vorgeschichte des Signals in zwei Kategorien, die Kurzzeit- und Langzeiteffekte, da die Memoryeffekte bzw. die zugrundeliegenden Prozesse frequenzabhängig sind. Daraus entsteht eine weitere wichtige Motivation für die Untersuchung von Memoryeffekten. Neben dem Vorhandensein von Memoryeffekten muss zusätzlich genau untersucht werden, welche Memoryeffekte bei welchen Modulationsfrequenzen dominant sind, denn die gängigen Implementierungen der Modelle zur Kompensation der Memoryeffekte (Abschnitt 3.1.2) können nur die Kurzzeiteffekte (hochfrequente Memoryeffekte) kompensieren².

Dieses Kapitel stellt eine neue Messmethode vor, mit der die Memoryeffekte bei unterschiedlichen Modulationsfrequenzen gemessen und quantifiziert werden können. Durch diese Messmethode werden die kompletten Signale im Zeitbereich für die Quantifizierung der Effekte herangezogen. Damit gibt es keinen Informationsverlust wie vergleichsweise bei der Messung von einzelnen Intermodulationsprodukten. Eine wesentlich genauere Bewertung der Effekte in Bezug auf die Amplitude und die Phase wird somit durch die Auswertung der Veränderungen der Zeitverläufe ermöglicht.

Für die weitere Identifikation des zugrundeliegenden Prozesses werden die Verstärkungs- und Phasenschwankungen des Memoryeffektes im Zeitbereich dargestellt. Mit dieser Technik gelingt es, den zeitlichen Verlauf der Amplituden- und Phaseneffekte zu

¹Dem Autor ist zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit keine Veröffentlichung bekannt, die eine Kompensation der Memoryeffekte beschreibt und zugleich aufführt, um welche Art von (physikalischen) Effekten es sich handelt, welcher Wirkmechanismus zugrunde liegt und in welchem Umfang die Effekte kompensiert wurden.

²Meist werden nur wenige Abtastwerte unmittelbar vor dem aktuellen Abtastzeitpunkt berücksichtigt.

extrahieren, was die Untersuchungsmöglichkeiten des zugrundeliegenden Wirkmechanismus erheblich erweitert. Aus diesen zeitlichen Verläufen ist es möglich, das Verhalten mit Impulsantworten zu beschreiben, was der Modellierung mit einer Übertragungsfunktion entspricht.

Bevor auf das Kernthema dieses Kapitels eingegangen wird, werden zuerst die möglichen Ursachen von Memoryeffekten beleuchtet.

5.1 Ursachen für Memoryeffekte

Im Wesentlichen unterscheidet man zwei Arten von Memoryeffekten: die thermischen und die elektrischen Memoryeffekte (Vuolevi, 2000). Da sich die thermischen Memoryeffekte auf Modulationsfrequenzen von null bis zu einigen kHz auswirken, werden sie den Langzeiteffekten zugeordnet. Im Gegensatz dazu sind die elektrischen Memoryeffekte Kurzzeiteffekte aufgrund der kleinen Zeitkonstanten der zugrundeliegenden Prozesse. Im Folgenden werden die in der Literatur beschriebenen Ursachen zusammengefasst.

5.1.1 Thermische Memoryeffekte

Thermische Memoryeffekte werden durch eine dynamische Verlustleistung des Leistungsverstärkers verursacht. Diese wird in Wärme umgewandelt, und die damit verbundene Temperaturänderung beeinflusst wiederum die Charakteristik des Verstärkers, siehe Bild 5.1. In der Literatur wird dieses Thema unter dem Stichwort „elektro-thermische Rückkopplung“ (engl.: *thermal power feedback* (TPF)³) oder allgemeiner unter dem Stichwort „Selbsterwärmung“ (engl.: *self heating*) behandelt.

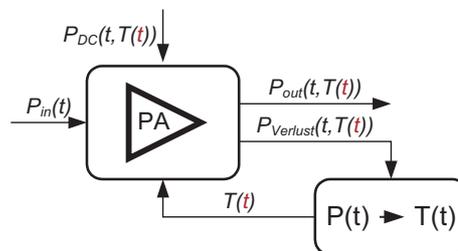


Abbildung 5.1: Blockbild der elektro-thermischen Rückkopplung

Jedes Material besitzt die Fähigkeit, Wärme zu leiten und Wärme zu speichern. Damit existieren ein thermischer Widerstand und eine thermische Kapazität, die zu einem Tiefpassverhalten führen, siehe Bild 5.2. Dabei wird das thermische Verhalten wie eine elektrische Schaltung modelliert, vgl. (Boumaiza, 2003). Die jeweiligen Entsprechungen sind in der Tabelle 5.1 aufgeführt.

Für das einfachste Modell aus Bild 5.2 ergibt sich folgende Differentialgleichung:

³z.B. (Vuolevi, 2001b)

Tabelle 5.1: Elektrische Entsprechungen des elektro-thermischen Modells

$P_{Verlust}$	Verlustleistung	I	Strom
T	Temperatur	V	Spannung
R_{th}	therm. Widerstand	R	Widerstand
C_{th}	therm. Kapazität	C	Kapazität

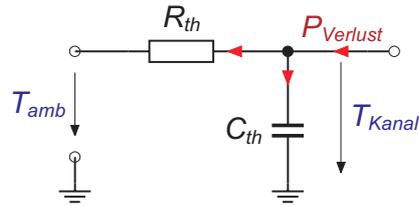


Abbildung 5.2: Einfachstes Modell

$$\frac{T_{Kanal}(t) - T_{Amb}}{R_{th}} + C_{th} \frac{\partial T_{Kanal}(t)}{\partial t} = P_{Verlust}(t)$$

$$\frac{1}{R_{th}C_{th}} T_{Kanal}(t) + \frac{\partial}{\partial t} T_{Kanal}(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}} (R_{th}P_{Verlust}(t) + T_{Amb}) \quad (5.1)$$

Und in den s-Bereich transformiert ergibt sich⁴:

$$\frac{1}{R_{th}C_{th}} T_{Kanal}(s) + s T_{Kanal}(s) - T_{Amb} = \frac{1}{R_{th}C_{th}} R_{th} P_{Verlust}(s) + \frac{1}{s} \frac{1}{R_{th}C_{th}} T_{Amb}$$

$$\rightarrow \Delta T_{Kanal}(s) = P_{Verlust}(s) R_{th} \frac{1}{1 + s R_{th} C_{th}} \quad (5.2)$$

mit $\Delta T_{Kanal}(s) = T_{Kanal}(s) - \frac{1}{s} T_{Amb}$

Dieses einfache Modell führt zu einem Tiefpassverhalten mit einer Zeitkonstanten von $R_{th}C_{th}$. Die Zeitkonstanten für diesen Effekt sind meist länger als eine Millisekunde, vgl. Abschnitt 5.4. Weitergehende Modelle findet man z.B. in (Dai, 2003) und (Skadron, 2002). Exemplarisch sind die entsprechenden Ersatzschaltbilder aus (Dai, 2003) in Bild 5.3 dargestellt.

Für zwei- und mehrstufige Verstärker sind unbedingt die thermischen Kopplungen zwischen den Stufen zu berücksichtigen. Diese Kopplungen können zu einem Resonanzverhalten führen. Aufgrund der benachbarten Lage beider Stufen ist mit einem Memoryeffekt zu rechnen, der bei höheren Modulationsfrequenzen auftritt als der globale thermische Tiefpasseffekt (der im Wesentlichen das thermische Verhalten des gesamten Chips mit Gehäuse und dessen Aufbau abbildet).

5.1.2 Elektrische Memoryeffekte

Elektrische Memoryeffekte entstehen durch frequenzabhängige Impedanzen der Verstärkerschaltung sowie der Quelle und der Last. Besonders für hohe Modulationsfrequenzen ist es schwer, die Quell- und Lastimpedanzen aufgrund der begrenzten Bandbreite konstant zu halten. Schmalbandige Anpassungsnetzwerke sind somit eine potentielle Quelle

⁴ $a y(t) + \frac{\partial}{\partial t} y(t) = x(t) \circ \bullet a Y(s) + s Y(s) - y(0) = X(s); k \circ \bullet \frac{1}{s} k$

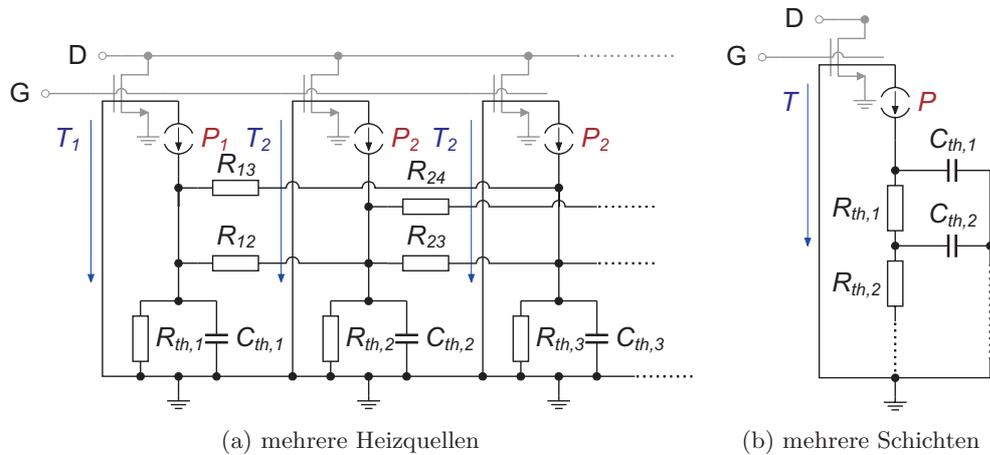


Abbildung 5.3: Erweiterte Ersatzschaltbilder für elektro-thermische Modelle (Dai, 2003)

von Memoryeffekten. Betrachtet man ein unmoduliertes Signal (Trägersignal), erhält man somit ein frequenzabhängiges Verhalten des Verstärkers, das im Allgemeinen als Frequenzgang des Verstärkers bezeichnet wird. Ist der Frequenzgang nicht konstant, ist dies die Hauptursache für hochfrequente Memoryeffekte, siehe Abschnitt 5.2.4.

In einer nichtlinearen Schaltung, z.B. einem Leistungsverstärker außerhalb des A-Betriebs, entstehen Intermodulationsprodukte auch im Bereich der Modulationsfrequenzen (Frequenzen der Einhüllenden, (Vuolevi, 2000)) und bei den harmonischen Frequenzen. Existieren weitere nichtlineare Prozesse, wie es in einer Verstärkerschaltung der Fall ist, spielen die Impedanzen bei den Modulationsfrequenzen und den harmonischen Frequenzen ebenfalls eine Rolle (Vuolevi, 2001b). Durch diese zusätzlichen nichtlinearen Prozesse werden die Anteile bei den Modulationsfrequenzen und den harmonischen Frequenzen auf den Bereich der Fundamentalfrequenz gemischt und beeinflussen somit das Ausgangssignal. Weitere Betrachtungen dazu werden im Abschnitt 5.2.4 gemacht.

Als Beispiel für eine solche Kaskadierung nichtlinearer Prozesse wurde in (Vuolevi, 2001a) ein Bipolar-Verstärker genannt, bei dem das Signal durch die Nichtlinearität des Basis-Emitterwiderstandes das erste Mal und durch die r_{pi} -Nichtlinearität ein zweites Mal verzerrt wird. Die Simulation der elektrischen Nichtlinearitäten setzt ein exaktes Modell des Verstärkers voraus, bei welchem die Modellierung neben der fundamentalen Frequenz auch die Frequenzen der Einhüllenden und der Harmonischen berücksichtigt.

Im Falle des Bipolar-Verstärkers wurde in (Vuolevi, 2001b) gezeigt, dass die Impedanz am Kollektor aufgrund der Induktivität und einer Kapazität nach Masse eine Resonanzstelle besitzt, die für den Memoryeffekt bei ca. 1 MHz verantwortlich ist, siehe Bild 5.15. Durch Variation des LC-Produktes konnte dieser Zusammenhang bestätigt werden.

In der gleichen Veröffentlichung wurde für einen MOS-Verstärker ein Zusammenhang zwischen der Impedanz bei den Modulationsfrequenzen am Gate- und Drain-Knoten und den auftretenden Memoryeffekten hergestellt. Der resonante Memoryeffekt bei 500 kHz

wurde der Abweichung der Impedanz am Drain-Knoten und der höherfrequente Memoryeffekt der Impedanzänderung am Gate-Knoten zugewiesen, siehe Bild 5.16.

5.1.3 Leitfaden für die Zuordnung möglicher Ursachen

Im Folgenden werden drei mögliche Eigenschaften der Memoryeffekte aufgezeigt, die eine Zuordnung der Memoryeffekte zu den in den vorangegangenen Abschnitten betrachteten Ursachen ermöglicht:

- *Unabhängigkeit von der Leistung des Eingangssignals:* Ist der Effekt relativ unabhängig von der Leistung des Eingangssignals und bei sehr kleinen Eingangsleistungen noch vorhanden, so handelt es sich dabei um einen linearen zeitinvarianten Effekt, gepaart mit der inhärenten Nichtlinearität. Einflussgröße ist hier nur die Frequenz (verursacht z.B. durch Impedanzänderungen im Übertragungsband). Beschreibbar ist dieser Effekt mit Hilfe des Volterra-Serien-Modells und dessen Modellvereinfachungen (z.B. Wiener-Modell), siehe Abschnitt 3.1.2.
- *Abhängigkeit von der Verlustleistung:* Hierbei handelt es sich um einen thermischen Effekt. Bei hoher statischer Verlustleistung im Vergleich zur dynamischen Verlustleistungsschwankung müssen die Effekte gering sein. Bei größeren Schwankungen der dynamischen Verlustleistung sind die Effekte entsprechend stärker ausgeprägt. Eine Arbeitspunkteinstellung in Richtung A-Betrieb reduziert den Memoryeffekt⁵, und eine Arbeitspunkteinstellung in Richtung B-Betrieb vergrößert den Effekt. Bei kleinen Eingangsleistungen verschwindet der Effekt.
- *Abhängigkeit von Intermodulationen:* In diesem Fall sollten bei Betriebsweisen, die zu einem linearen Verhalten des Verstärkers führen (z.B. bei geringer Aussteuerung oder geeigneter Last), die Effekte verschwinden. Ist ein solches Verhalten zu beobachten, liegt die Ursache in der Kaskadierung nichtlinearer Prozesse.

5.2 Identifikation von frequenzabhängigen Memoryeffekten

In diesem Abschnitt wird eine neue Messmethode vorgestellt, die es ermöglicht, abhängig von der Modulationsfrequenz die Stärke des Memoryeffektes zu messen. Möglich wird dies durch die Verwendung eines Zweitonsignals als Testsignal, dessen demoduliertes Inphase- (I) und Quadratursignal (Q) nur eine Frequenz besitzt (sinusförmiges Signal mit der halben Frequenz des Zweitonsabstandes = Modulationsfrequenz), siehe Abschnitt 4.3.1. Damit ist es möglich, bei jeder Modulationsfrequenz im Bereich der (für eine Signalübertragung) erforderlichen Modulationsbandbreite die Charakteristik des Verstärkers zu bestimmen.

Im Gegensatz zur Methode von (Vuolevi, 2000), (Vuolevi, 2001b), die nur die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung auswertet und damit nur einen Teil des Spektrums betrachtet, werden hier die kompletten Signale und damit alle zur Verfügung stehenden

⁵Die zunehmende statische Verlustleistung dominiert gegenüber der dynamischen Verlustleistung.

Informationen genutzt. Folglich gibt es keinen Informationsverlust (somit auch keine Sweet-Spot-Problematik).

Im idealen Fall, ohne das Vorhandensein eines Memoryeffektes, sind alle Charakteristiken bzw. die zugrundeliegenden Ausgangssignale gleich, da sich die Eingangssignale nur in der Modulationsfrequenz bzw. der Zweitonfrequenz unterscheiden und kein zeitabhängiger Prozess möglich ist. Folglich ist auch der Frequenzgang in dem zu betrachtenden Frequenzbereich (Signalbandbreite) konstant. Ein realer Verstärker besitzt jedoch zeitabhängige Eigenschaften, wie z.B. das Temperaturverhalten. Damit muss auch das Ausgangssignal einen zeitabhängigen Verlauf aufweisen. Bei dem gemessenen CMOS-Leistungsverstärker ist dieser Effekt sehr eindrucksvoll z.B. bei einem Zweitonabstand von 50 kHz zu sehen, siehe Bild 5.4.

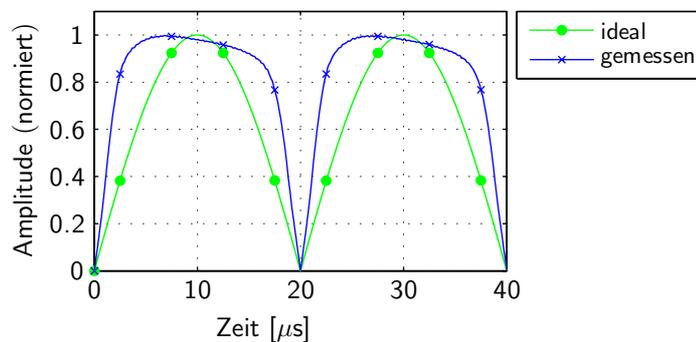


Abbildung 5.4: Zeitverlauf der Amplitude eines demodulierten Zweitonsignals mit einer Zweitonfrequenz von 50 kHz

In diesem Bild 5.4 wurde zur besseren Darstellung das Ein- und Ausgangssignal auf eine maximale Amplitude von Eins normiert. Das ideale Ausgangssignal entspricht jetzt aufgrund der Normierung dem Eingangssignal. Gäbe es keine zeitabhängigen Effekte, müssten für gleiche Eingangsamplituden (ideales Signal) immer dieselben Ausgangsamplituden erreicht werden. Wenn man sich an den Markierungen orientiert, müssten die Markierungen der Ausgangswerte (gemessenes Signal) für gleiche Eingangsamplituden auf derselben Höhe liegen. Ganz allgemein ausgedrückt sind im Falle der Abwesenheit von Memoryeffekten die steigenden und fallenden Kurvenanteile spiegelsymmetrisch um $10 \mu\text{s}$, $30 \mu\text{s}$, $50 \mu\text{s}$ usw. Der gemessene Kurvenverlauf zeigt, dass bei dieser Zweitonfrequenz ein Memoryeffekt vorhanden ist, welcher durch die Asymmetrie der ansteigenden und abfallenden Anteile sichtbar wird.

5.2.1 Memorykurven als Maß für Memoryeffekte

Trägt man nun die Ausgangsamplitude über die Eingangsamplitude auf, erhält man eine dynamische AM-AM-Kennlinie, siehe Bild 5.5a.

Der Memoryeffekt bzw. die Asymmetrie in Bild 5.4 führt zu einer Schleifenbildung in der Kennlinie. Für die AM-PM-Kennlinie im Bild 5.5b gilt das Gleiche. Auch hier wird

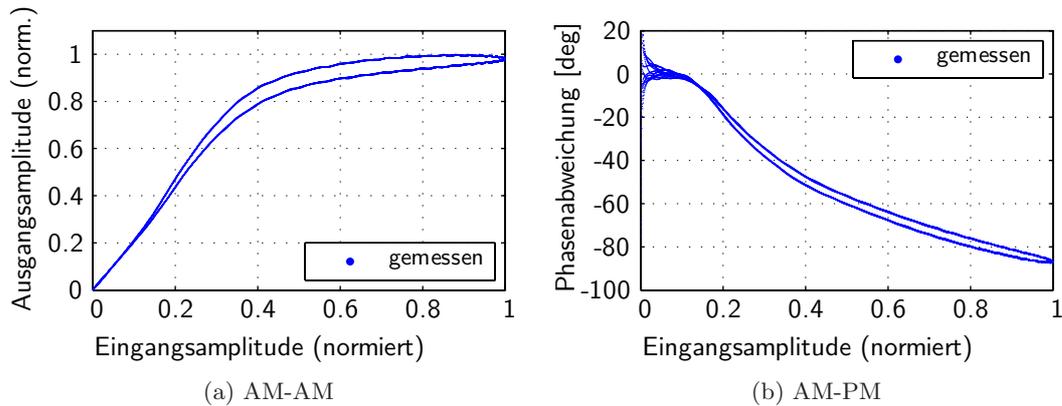


Abbildung 5.5: AM-AM- und AM-PM-Kurven der gemessenen demodulierten Kurvenverläufe eines Zweitonsignals mit einem Zweitonabstand von 50 kHz (Messpunkte liegen sehr dicht beieinander und wirken daher wie eine Linie)

der Memoryeffekt durch eine Schleife sichtbar. Für den dargestellten Fall bei 50 kHz ist bei der AM-AM-Kennlinie eine maximale Amplitudenabweichung bzw. Schleifenöffnung von 10 % bezogen auf den Maximalwert zu beobachten. Die AM-PM-Kennlinie zeigt eine maximale Abweichung von 4° . Damit ist die Höhe der Schleifenöffnung ein Maß für den Memoryeffekt bei der gemessenen Modulationsfrequenz.

Da im Bild 5.5 die Ausgangssignalverläufe über die Eingangssignalverläufe aufgetragen sind, ist hier die Schleifenöffnung nur zu sehen, wenn die Öffnung größer als das überlagerte Rauschen der Signale ist. Der tatsächliche Wert der Schleifenöffnung ist somit nicht verfügbar. Würde man die diskrete Kennlinie (vgl. Abschnitt 4.5.1) berechnen, hätte man zwar genaue Amplituden- und Phasenwerte bei den entsprechenden Eingangsamplitudenwerten, jedoch würde aufgrund der Mittelwertbildung die Schleifenöffnung verschwinden.

Das Problem der genauen Ermittlung der Schleifenöffnung wurde durch das separate Berechnen der diskreten Kennlinien für die steigenden und fallenden Abschnitte der demodulierten Signalverläufe gelöst, siehe Bild 5.6. Die diskreten Kennlinien sind sehr präzise, wenn die Signallängen viele Perioden umfassen. Die Berechnung der Schleifenöffnung mit Hilfe der diskreten Kennlinien gestaltet sich sehr einfach, indem die steigende Kennlinie von der fallenden Kennlinie subtrahiert wird. Dieses Verfahren wird sowohl für die AM-AM- als auch für die AM-PM-Kennlinie angewandt.

Im Bild 5.7 sind exemplarisch die Ergebnisse von zwei verschiedenen Zweitonabständen ausgewählt worden (50 kHz und 20 kHz). Da die Schleifenöffnungskurven (farblich unterlegte Kurven in Bild 5.7) ein Maß für den Memoryeffekt darstellen, werden sie im Folgenden als „Memorykurven“ bezeichnet. Wie bereits für die Zweitonabstände von 20 kHz und 50 kHz zu sehen war, weichen die Memorykurven stark von einander ab. Bei 50 kHz ist der ansteigende Teil der Amplitudenkennlinie im gesamten Bereich größer als der abfallende Teil. Die Fläche unterhalb der Memorykurve wird entsprechend der Höhe

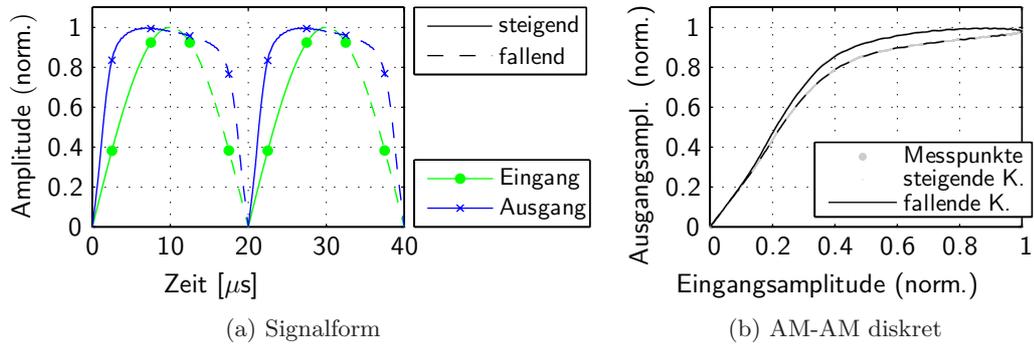


Abbildung 5.6: (a) Normierter Signalverlauf des Ein- und Ausgangssignals mit Hervorhebung der steigenden und fallenden Anteile
(b) Berechnete diskrete Kennlinien der ansteigenden und fallenden Anteile

eingefärbt. Die Memorykurve ist im gesamten Bereich positiv, was der roten Einfärbung der Fläche entspricht. Für die Phase gilt das Entgegengesetzte. Die Fläche für negative Werte wurde blau eingefärbt.

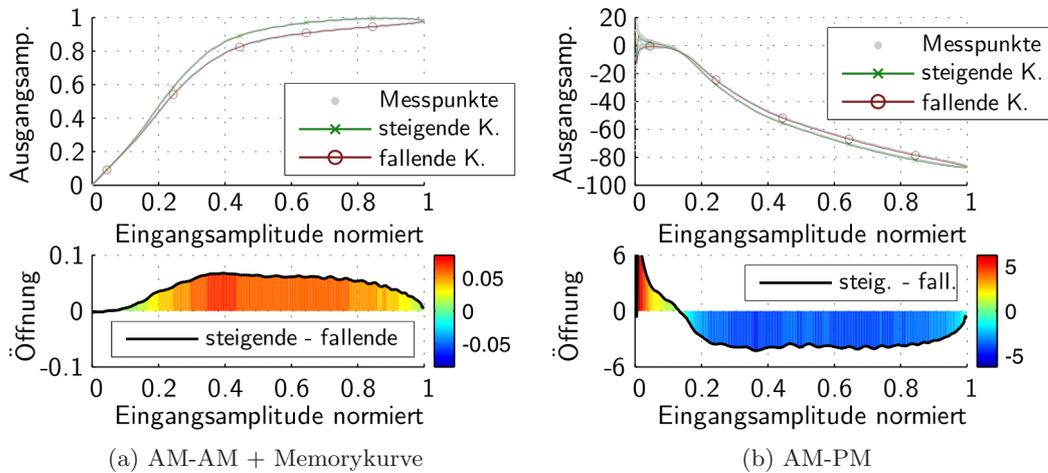
Für den Fall eines Zweitonabstandes von 20 kHz liegt bei der AM-AM-Kennlinie im zweiten Teil die steigende Kennlinie unterhalb der fallenden Kennlinie, was zu einer negativen Memorykurve in diesem Teil führt, siehe Bild 5.7c. Die AM-PM-Kennlinie zeigt ein umgekehrtes Verhalten. Hier ist die Phasenmemorykurve erst positiv und dann negativ, siehe Bild 5.7d.

Dieses Ergebnis bei 20 kHz ist in sofern bemerkenswert, da es mit einfachen Prozessen, die zu Memoryeffekten führen, nicht zu erklären ist. Als Beispiel für einen solchen „einfachen“ Prozess kann das Temperaturverhalten herangezogen werden. Wenn sich mit steigender Ausgangsleistung und damit verbundener steigender Verlustleistung der Verstärker erhitzt, sinkt infolge dessen die Ausgangsleistung mit einer gewissen Zeitverzögerung (wenn die Verstärkung mit steigender Temperatur abnimmt). Je nach Verzögerung kann die Memorykurve entweder positiv oder negativ werden, jedoch nie beides zugleich.

Nun stellt sich die Frage, wie die Memorykurven für andere Modulationsfrequenzen bzw. Zweitonabstände aussehen. Dafür wurde der Verstärker mit Zweiton сигналами für Zweitonfrequenzen von 1 kHz bis 14 MHz (was Modulationsfrequenzen von 0,5 kHz bis 7 MHz entspräche) charakterisiert und die Memorykurven für die Phase und Amplitude berechnet. Höhere Zweitonfrequenzen als 14 MHz sind auf Grund der Bandbreitebegrenzung von 50 MHz des Vektorsignalanalysators nicht sinnvoll, siehe Abschnitt 5.2.3. Messgeräte mit größerer Bandbreite waren zum Zeitpunkt der Messungen noch nicht verfügbar.

Die berechneten Memorykurven bei einer Eingangsspitzenleistung von 3 dBm, die eine starke Kompression des Verstärkers sicherstellt, sind für die Amplitude in Bild 5.8a und für die Phase in Bild 5.8b dargestellt. Die Memorykurven sind nun vertikal abgebildet. Die Höhe der Schleifenöffnung in Abhängigkeit von der momentanen Eingangsamplitude

50 kHz Zweittonabstand



20 kHz Zweittonabstand

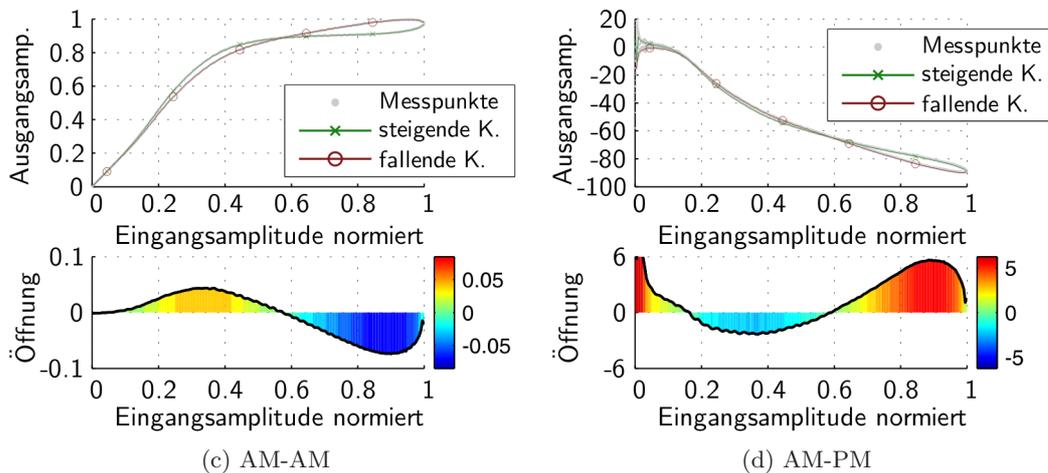


Abbildung 5.7: AM-AM- und AM-PM-Charakteristiken bei zwei verschiedenen Zweittonfrequenzen. Die dazugehörigen Memorykurven (Schleifenöffnungen) sind unter den Kennlinien dargestellt und die Höhe der Öffnung zusätzlich farblich hervorgehoben. (Resultate bei einer Eingangsspitzenleistung von 5 dBm).

sind mit dem gleichen Farbschema aus Bild 5.7 dargestellt.

Die Memorykurven wurden nicht nur bei einer Spitzeneingangsleistung von 3 dBm gemessen, sondern für weitere Eingangsspitzenleistungen zwischen -15 dBm und 5 dBm. Diese Messungen wurden jedoch erst bei einem Zweittonabstand von 6 kHz begonnen. Für kleiner Zweittonfrequenzen sind keine Messwerte vorhanden. Bei diesen Messungen wurde eine starke Eingangsleistungsabhängigkeit deutlich. Desweiteren zeigen die Memorykurven für Eingangsspitzenleistungen kleiner als -5 dBm nicht mehr das Phänomen,

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

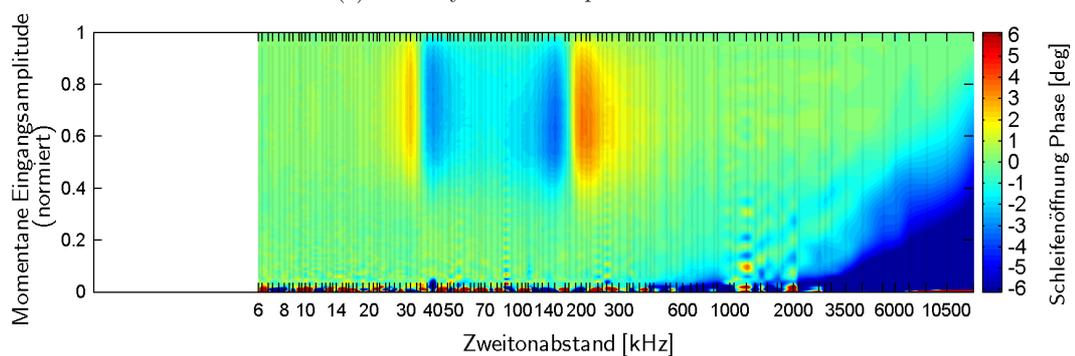
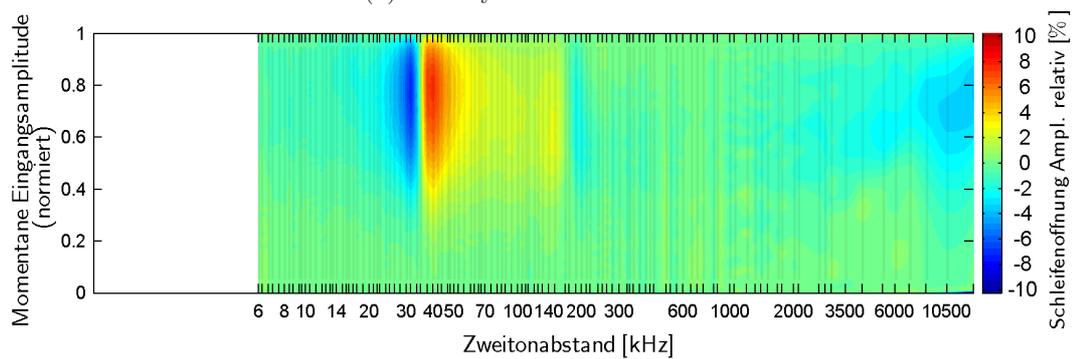
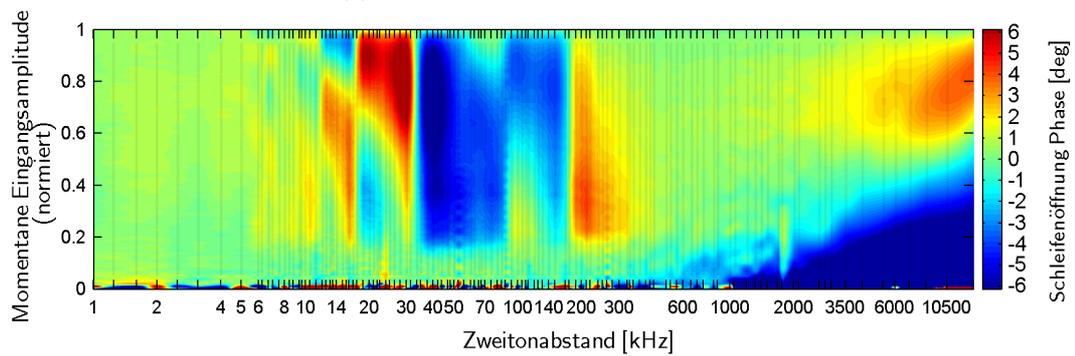
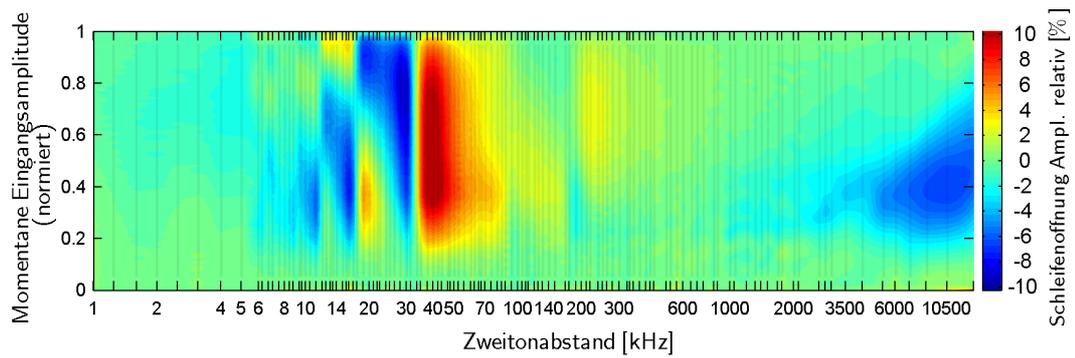


Abbildung 5.8: Memorykurven für Zweittonabstände von 6 kHz bis 14 MHz. Dargestellt sind die Memorykurven getrennt für Amplitude (relativ zur Maximalamplitude) und Phase bei zwei unterschiedlichen Eingangsleistungen.

dass die Memorykurven zugleich positive und negative Bereiche besitzen. Aus diesem Grund sind die Memorykurven in diesem Übergangsbereich zusätzlich dargestellt, siehe Bild 5.8c und Bild 5.8d. Die Memorykurven für die dazwischenliegenden Eingangsleistungswerte entsprechen prinzipiell einem kontinuierlichen Übergang zwischen beiden Bildern. Für Werte kleiner als -5 dBm nähern sie sich allmählich einer grünen Fläche (fast keine Schleifenöffnung) an, die bei ca. -15 dBm erreicht wird. Unterhalb von -15 dBm ist keine Schleifenöffnung mehr detektierbar.

Alle in diesem Kapitel gezeigten Messergebnisse wurden gepulst gemessen mit einem Tastverhältnis (*engl.: Duty cycle*) von 5%, damit eine definierte Messsituation gewährleistet und der Selbsterwärmungseffekt minimiert wird (vgl. Abschnitt 6.3). Die Einschwingeffekte des Pulsens wurden aus den Kennlinien mit der Verwerfung der ersten 200 μs des Pulsausschnittes eines jeden Signals eliminiert.

5.2.2 Interpretation der Memorykurven

Ausgehend von den Memorykurven für verschiedene Zweitonfrequenzen im Bild 5.8 können die Abbildungen grob in vier Bereiche unterteilt werden. Die Interpretation erfolgt getrennt nach den vier Bereichen:

- **1 kHz - 6 kHz**

Dieser Bereich ist gekennzeichnet durch vernachlässigbare bzw. durch die Abwesenheit von Memoryeffekten. Langzeiteffekte in dieser Größenordnung sind nicht vorhanden. Das in jedem Verstärker vorhandene Tiefpassverhalten aufgrund der Verlustleistungsänderung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung ist demnach erst unterhalb von 1 kHz zu erwarten. Oberhalb von 6 kHz ist es auch nicht vorhanden, wie es die weiteren Punkte zeigen. Zudem hat der gemessene Verstärker einen hohen DC-Strom und damit eine geringe Verlustleistungsschwankung, die einen schwachen (thermischen) Memoryeffekt erwarten lässt. Das vorhandene Tiefpassverhalten ist in Abschnitt 5.4 dargestellt.

- **6 kHz - 400 kHz**

In den Bildern für Eingangsspitzenleistungen von -5 dBm sind deutlich zwei Memoryeffekte zu sehen. Ein Effekt bei 34 kHz und der zweite bei 170 kHz. Weiterhin ist festzustellen, dass der Effekt bei 34 kHz wesentlich stärker bei der Amplitude (größer als 10%) als bei der Phase sichtbar ist. Dieser Effekt wird daher in dieser Arbeit als „Amplitudeneffekt“ definiert. Im Gegensatz dazu ist der Effekt bei 170 kHz ein „Phaseneffekt“, da hier hauptsächlich die Phase beeinflusst wird⁶.

Für höhere Eingangsleistungen (Bild 5.8a und Bild 5.8b) gibt es Artefakte aufgrund eines Überschwingverhaltens (Abschnitt 5.3), die zu scheinbaren Memoryeffekten führen ($\frac{170}{2}$ kHz, $\frac{34}{2}$ kHz, $\frac{34}{3}$ kHz, ...). Beide Effekte überlagern sich gegenseitig im Bereich von 40 kHz bis 400 kHz. Im Bereich von 100 kHz bis 400 kHz führt es sogar

⁶Nach dem Erkenntnisstand des Autors ist eine Unterscheidung in Amplituden- und Phaseneffekt bisher nicht in der Literatur zu finden.

dazu, dass die Amplitudenkurven das Vorzeichen wechseln und damit Amplituden- und Phasenmemorykurven das gleiche Vorzeichen besitzen.

- **400 kHz - 1,4 MHz**

Dieser Bereich ist wie der erste Bereich gekennzeichnet durch vernachlässigbare Memoryeffekte. Der Bereich um 600 kHz kann als memoryeffektfrei bezeichnet werden, da keine Memoryeffekte in unmittelbarer Nachbarschaft zu finden sind und die vorhandenen bis zu dieser Frequenz abgeklungen sind. Somit kann die Amplituden- und Phasenkenmlinie für die Zweittonfrequenz von 625 kHz als ideale memoryeffektfreie Kurve bezeichnet werden.

- **1,4 MHz - 14 MHz**

Die Interpretation der Memorykurven im Bezug auf Memoryeffekte gestaltet sich in diesem Bereich schwierig. Die zunehmende Messungenauigkeit mit steigendem Zweittonabstand, siehe Abschnitt 5.2.3, stört zunehmend die Quantifizierung möglicher Memoryeffekte. Damit kann in diesem Bereich nur eine qualitative Aussage über mögliche Memoryeffekte und deren Stärke getroffen werden. Die Auswirkungen des hier zu beobachtenden Effekts sind jedoch nicht so stark wie im Bereich von 20 kHz bis 200 kHz. Anderenfalls würde eine schlechte Performance für sehr breitbandige Signale (wie z.B. das WLAN-Signal) zu erwarten sein, welches nicht der Fall ist. Entsprechende Ergebnisse sind in Abschnitt 5.5 dargestellt. Die Simulationsergebnisse im Abschnitt 5.2.4 bestätigen das Vorhandensein eines Memoryeffektes aufgrund des Frequenzverhaltens des Verstärkers im Bereich der Grundfrequenz (Frequenzgang des Verstärkers).

Weiterhin können die Effekte in der vorgestellten Darstellung einem Tiefpassverhalten oder Bandpass- bzw. Resonanzverhalten zugeordnet werden. Bei den zwei detektierten Memoryeffekten im kHz-Bereich handelt es sich um ein Bandpass- bzw. Resonanzverhalten. Ein Resonanzverhalten erkennt man daran, dass sich die Schleifenöffnung bei der Resonanzfrequenz schließt, da sich an diesem Punkt die Verhältnisse der ansteigenden und abfallenden Kennlinie umdrehen. Tiefpass- und Hochpasseffekte würden ein solches Verhalten nicht zeigen. Bei der Grenzfrequenz würde die Schleifenöffnung am größten sein und die Verhältnisse der ansteigenden und abfallenden Kennlinie würden sich nicht umkehren.

5.2.3 Messungenauigkeiten für große Zweittonabstände

Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, ist für große Zweittonabstände eine genaue Auswertung der Zweittonmessungen nicht möglich, da hier Messfehler präsent sind, die im Folgenden erläutert werden.

Ein stark limitierender Faktor ist die Bandbreitenbegrenzung des Messgerätes, mit der das HF-Signal demoduliert, abgetastet und dem Benutzer in digitaler Form zur Verfügung gestellt wird. Die nötigen Messungen für Bild 5.8 wurden mit dem Vektor-Signal-Analysator R&S FSQ8 mit der B72-Option durchgeführt. Für Frequenzen kleiner

als 1 MHz wurden die Signale mit einer Bandbreite von 20 MHz aufgenommen. Aufgrund der Abtastrate von 81,6 MHz ist hier das Zwischenbandfilter vor der Abtastung des Signals mit 20 MHz gewählt worden (Rohde & Schwarz, a). Für Signale mit einem Zweitonabstand von 1 MHz und größer wurde die B72-Option verwendet, die eine spezifizierte Bandbreite von 50 MHz besitzt und darüber hinaus, aufgrund der wesentlich höheren Zwischenfrequenz⁷, Abtastraten von bis zu 326,4 MHz unterstützt.

Für Signale mit einer Eingangsspitzenleistung von 5 dBm ergibt sich eine Verletzung der spezifizierten Bandbreite von 50 MHz (-25 MHz bis 25 MHz) aufgrund der starken Nichtlinearitäten schon ab einem Zweitonabstand von 1 MHz (Bild 5.9a). Ab dieser Zweitonfrequenz sind Spektralanteile des Signals außerhalb der spezifizierten Bandbreite größer als das Grundrauschen und somit im Spektrum sichtbar.

Für die kleinere Eingangsspitzenleistung von -5 dBm ist der Verstärker weniger nicht-linear, und das Spektrum ist erst bei einem Zweitonabstand von 2,8 MHz breiter als 50 MHz, siehe Bild 5.9b.

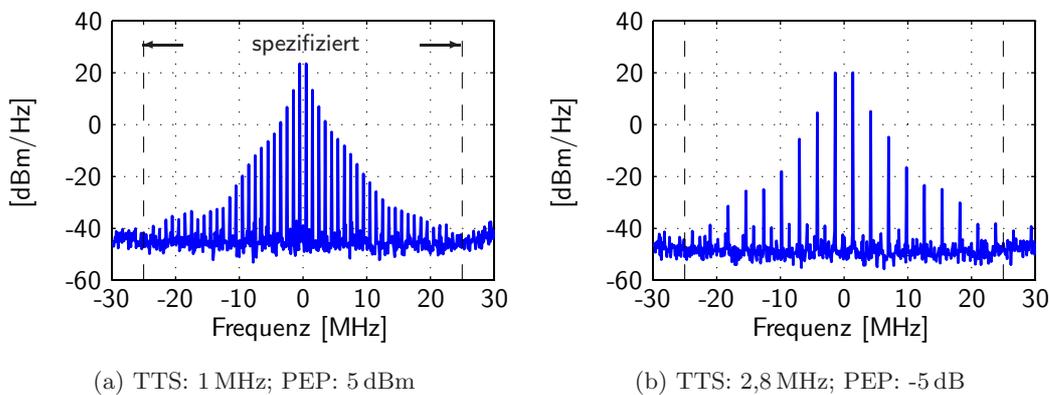


Abbildung 5.9: Spektren von zwei Signalen mit unterschiedlicher Zweitonfrequenz und mit jener Eingangsleistungen (PEP), bei denen die spezifizierte Bandbreite gerade noch erfüllt wird.

Die Auswirkungen der Bandbreitebegrenzung auf die Schleifenöffnung werden im Folgenden experimentell analysiert. Die Spektren der Signale bei 1,05 MHz und 10,5 MHz sind im Bild 5.10a dargestellt. Das 1,05 MHz-Signal ist in dem dargestellten Bereich von -10 MHz bis 10 MHz durch das Messgerät nicht bandbegrenzt. Das Grundrauschen ist im gesamten Bereich konstant. Das 10,5 MHz-Signal jedoch ist wesentlich größer als die spezifizierte Bandbreite (-25 MHz bis 25 MHz). Innerhalb der spezifizierten Bandbreite ist das Grundrauschen konstant, außerhalb zeigt es größere Abweichungen. Ab ca. +/- 40 MHz wirkt sich die Bandbegrenzung sehr stark aus: Die Abweichungen der Töne im Vergleich zum 1,05 MHz-Signal sind größer als 10 dB und das Grundrauschen nimmt hier aufgrund des Bandpasscharakters stark ab.

Im nächsten Schritt werden beide Signale auf eine Bandbreite von 8 MHz bzw. 80 MHz

⁷Das Blockschaltbild der Aufnahmeeinheit ist in (Rohde & Schwarz, a) zu finden.

(im Bild von -40 MHz bis 40 MHz) begrenzt, so dass das Spektrum nur noch Anteile bis zur siebten Intermodulation (IM7) enthält. Das bandbegrenzte 1,05-MHz- und 10,5-MHz-Signal zeigen das für ein bandbegrenztes Signal typische Schwingverhalten mit einer Frequenz des maximalen Frequenzanteils ($1,05/2 \cdot 7 = 3,675$ MHz bzw. $10,5/2 \cdot 7 = 36,75$ MHz), siehe Bild 5.10b. Die Frequenzanteile des 10,5-MHz-Signals fallen außerhalb der 80-MHz-Bandbreite stark ab, und somit beeinflusst die 80-MHz-Bandbegrenzung nur geringfügig das Schwingverhalten des 10,5-MHz-Signals. Damit kann auch das 10,5-MHz-Originalsignal als 80-MHz-bandbegrenzt aufgefasst werden. Dieser Zusammenhang ist im Bild 5.10b bei den Zeitverläufen deutlich zu erkennen.

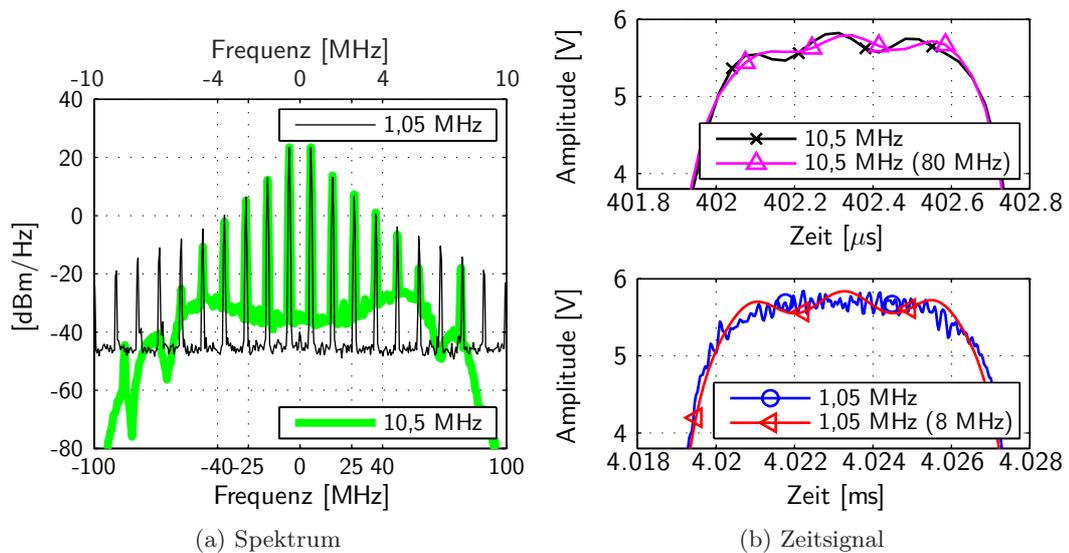


Abbildung 5.10: (a) Spektrum des 10,5-MHz-Zweitonsignals mit Überlagerung des gestreckten Spektrums des 1,05-MHz-Signals.
 (b) Signalform im Zeitbereich mit zusätzlicher Darstellung der entsprechenden bandbegrenzten Signale.

Für alle vier Signale wurden die Amplitudenkennlinien im Bild 5.11a und die Amplitudenmemorykurven im Bild 5.11b berechnet. Vergleicht man die 1,05-MHz-Kennlinie mit und ohne Bandbegrenzung, ist zunächst zu bemerken, dass eine Bandbreitenbegrenzung zu einer starken Abweichung der Kennlinienform führt. In abgeschwächter Weise ist dieses Verhalten auch für das 10,5-MHz-Signal zu beobachten. Die Form der Memorykurven verändert sich ebenfalls stark infolge einer Bandbegrenzung.

Die wesentliche Aussage von Bild 5.11b ist jedoch, dass die Höhe der Schleifenöffnung durch die Bandbegrenzung nur minimal verändert wird, im Gegensatz zu deren Form. Damit ist die Information über die Höhe der Schleifenöffnung in den ersten sieben Intermodulationsprodukten bereits in guter Näherung enthalten. Plausibel ist dieses Verhalten, da die Leistung der Intermodulationstöne mit zunehmender Ordnung abfällt und somit die Leistungsunterschiede der Intermodulationstöne kleinerer Ordnung einen wesentlich

stärkeren Beitrag zur Schleifenöffnung leisten als die größeren Leistungsunterschiede bei höherer Ordnung mit vergleichsweise geringer Leistung.

Weiterhin ist zu beachten, dass eine Nichteinhaltung der spezifizierten Bandbreite bei der Messung der I- und Q-Signale zu einer Änderung des Spektrums des gemessenen Signals führt. Der somit durch das Messgerät verursachte Frequenzgang führt zu einem Memoryeffekt, der nicht dem Verstärker zuzuschreiben ist.

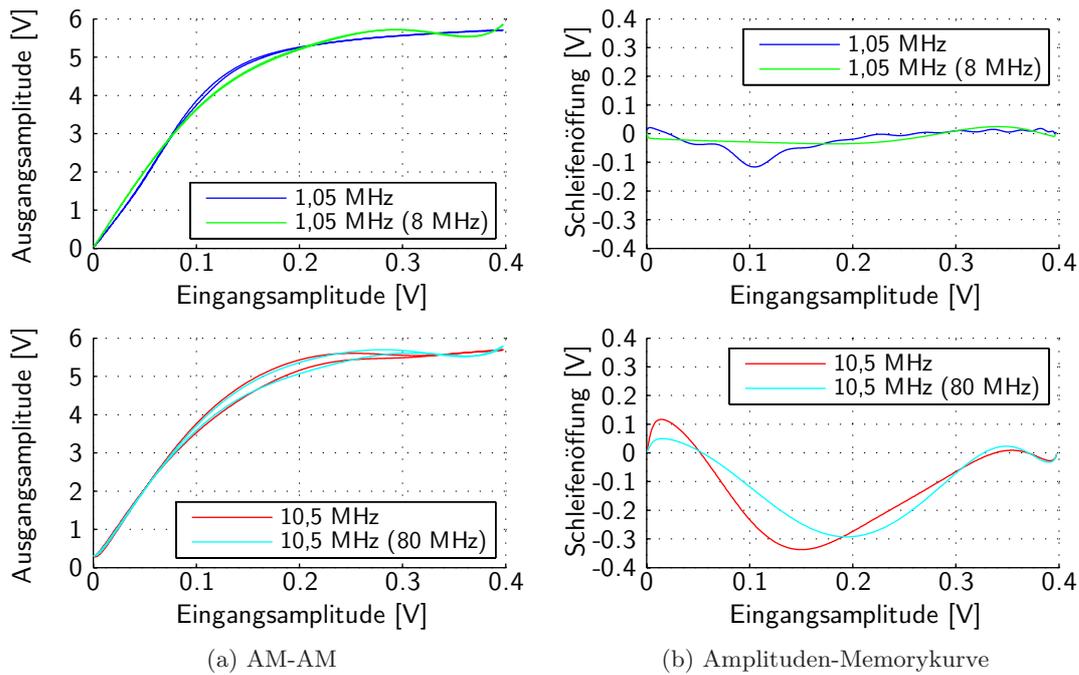


Abbildung 5.11: Auswirkungen einer Bandbegrenzung bei Zweitonsignalen von 1,05 MHz und 10,5 MHz. In Klammern ist die begrenzte Bandbreite angegeben.

5.2.4 Vergleich mit anderen Messmethoden

Messung der Träger von Zweitonsignalen

Bereits 1989 wurde eine Messmethode vorgestellt, die mit Hilfe von zwei Netzwerkanalysatoren und abstimmbaren Oszillatoren die Phase und Amplitude der zwei Töne messen kann. Damit wurden Memoryeffekte durch eine Veränderung der mit diesem Verfahren erstellten AM-AM- und AM-PM-Kennlinien nachgewiesen (Bosch u. Gatti, 1989).

Zusätzlich wurde für eine gewählte Eingangsleistung der Zweittonabstand geändert, indem einer der beiden Träger in der Frequenz variiert wurde. Als ein Ergebnis dieser Messung konnte ein Resonanzverhalten bei einem bestimmten Zweittonabstand festgestellt werden. An dieser Stelle ist zu beobachten, dass die Amplituden- und Phasendifferenz beider Träger zueinander das Vorzeichen wechseln.

Für den Vergleich mit diesem Messverfahren können die für den untersuchten CMOS-Verstärker aufgenommenen I- und Q-Daten herangezogen werden. Mit Hilfe einer inversen Fouriertransformation (IFT/IFFT) des komplexen Basisbandsignals ($I(t) + jQ(t)$) kann die Amplitude bzw. in den folgenden Darstellungen die Leistung und die Phase der beiden Träger mit guter Genauigkeit bestimmt werden.

Bei der Berechnung der Fouriertransformation ist zu beachten, dass die Länge des Signals für die Fouriertransformation ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastwerte pro Periode des Basisbandsignals (Hälfte des Zweitonabstands) beträgt, damit die berechneten Frequenzpunkte ein ganzzahliges Vielfaches der Frequenz des Basisband-Sinussignals bzw. des ganzzahligen Bruchteils davon (bei Längen von mehreren Perioden) sind. Somit ist sichergestellt, dass die gewünschten Frequenzen auch im berechneten Spektrum vorhanden sind. Bei sehr kleinen Zweitonfrequenzen und gleichzeitig kurzer Aufnahmezeit ist von Filtern zur Periodisierung (z.B. Hanningfilter) abzusehen, da die Bandbreite des Filters dann die berechneten Werte verfälscht.

Die berechneten Mittelwerte (IM1) der Leistungen beider Töne (unterer Ton IM1L; oberer Ton IM1H) sind in einer 3D-Darstellung im Bild 5.12a gezeigt, wobei das Gebirge entsprechend der Abweichung zum Mittelwert aller Zweitonfrequenzen für die jeweilige Eingangsleistung eingefärbt wurde (IM1 Abweichung). Folgende Gleichungen beschreiben die dargestellten Größen:

$$IM1_k = \frac{IM1L_k + IM1H_k}{2} \quad (5.3)$$

$$IM1_{Abweichung,k} = \frac{IM1_k}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N IM1_n} \quad (5.4)$$

N : Anzahl der gemessenen Zweitonfrequenzen

k : betrachtete Zweitonfrequenz

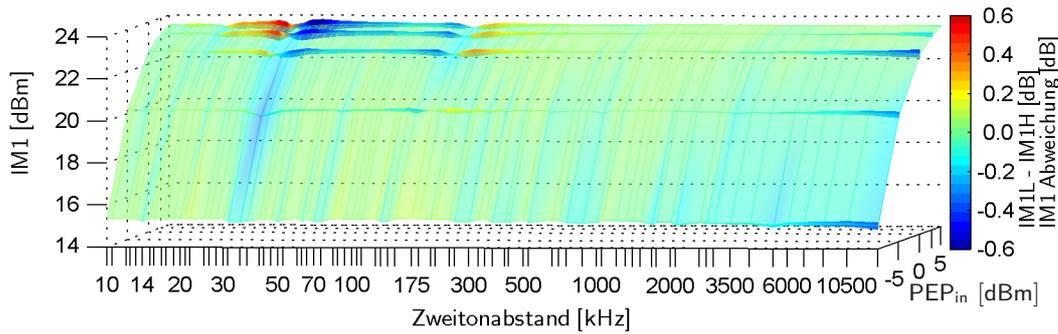
Somit gibt die Einfärbung des Gebirges Aufschluss über mögliche Memoryeffekte, die den Mittelwert aus beiden Tönen beeinflussen. Überlagernd dazu wurden zusätzlich die jeweiligen Leistungen der beiden Töne dargestellt. Der Leistungsunterschied (IM1L-IM1H) der beiden Töne wurde entsprechend dem Quotienten (in dB) eingefärbt (horizontal verlaufende Farbbänder). Die Einfärbung des Leistungsunterschiedes der Töne ermöglicht die Identifikation von Memoryeffekten, die eine Abweichung der Töne zueinander verursachen.

Die Leistungsunterschiede beider Töne in Abhängigkeit von der Zweitonfrequenz und Eingangsleistung (PEP_{in}), dargestellt als Farbbänder im Bild 5.12a, sind separat in einer Konturgrafik (Bild 5.12b) veranschaulicht.

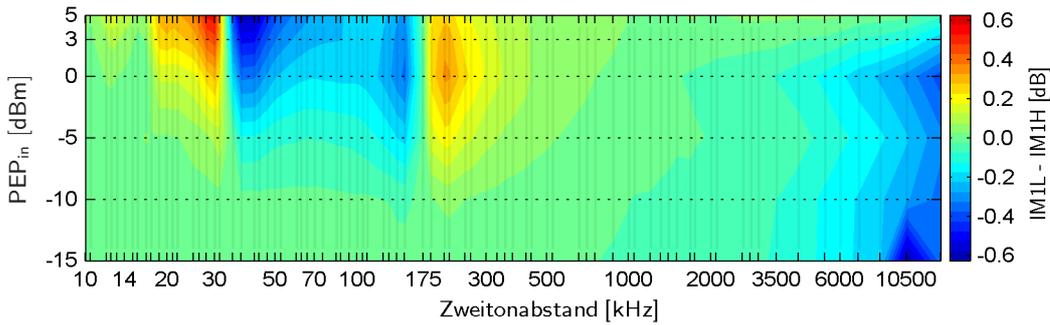
Für die Bestimmung der Phase der Töne ist eine Phasensynchronisation zwischen Ein- und Ausgangssignal zwingend erforderlich. Nicht nur die genaue Verzögerungskompensation (Abschnitt 4.4), sondern auch die Phasenbeziehung zwischen dem I- und Q-Signal ist hier entscheidend. Mit Hilfe des im Abschnitt 4.5 vorgestellten Verfahrens können auch die Phasenverläufe bei hohen Ausgangsleistungen exakt bestimmt werden⁸. Da

⁸Bei großen Phasenverzerrungen (bei großen Eingangsleistungen) sind die Phasenwerte für kleine momentane Eingangsleistungen sehr ungenau, vgl. Abschnitt 4.5.2.

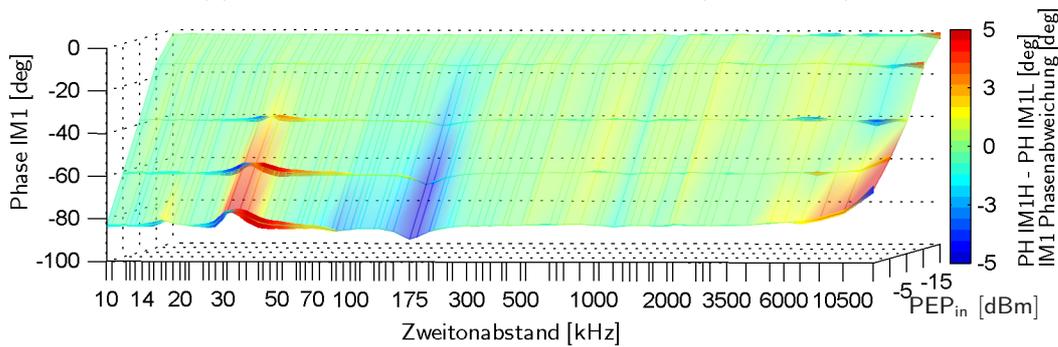
5.2 Identifikation von frequenzabhängigen Memoryeffekten



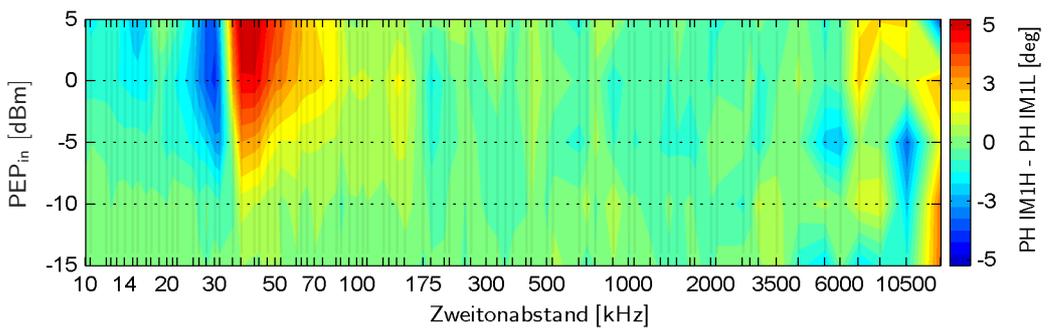
(a) Mittelwert und Abweichung der Leistung der zwei Träger



(b) Abweichung der Leistung der zwei Träger (IM1L, IM1H)



(c) Mittelwert und Differenz der Phasen der zwei Träger



(d) Differenz der Phasen der zwei Träger (PH IM1L, PH IM1H)

Abbildung 5.12: Darstellung der mittleren Leistung der Träger (a) und des Leistungsunterschieds der Träger zueinander (a) und (b); sowie der Phase (c) und Phaseverschiebung (c) und (d) unter Variation des Zweitonabstandes. Im Bild (c) ist die PEP_{in} -Achse invers dargestellt!

ein optimales Übereinanderlegen der Phasenverläufe unterschiedlicher Eingangsleistungen für die Erstellung der präzisen Gesamtkennlinie erforderlich ist, wird somit auch der Phasenoffset jeder AM-PM-Kennlinie bestimmt. Dieser Phasenoffset ist die messbedingte zufällige Phasenbeziehung zwischen dem I- und Q-Signal. Die um diesen Phasenoffset korrigierten und verzögerungskompensierten Ausgangssignale (Bild 5.13a) liefern mit den sinusförmigen I- und Q-Eingangssignalen eine Kennlinie, die eine Phasenabweichung von null für sehr kleine Eingangsleistungen aufweist, siehe Bild 5.13b. Ohne dieses Verfahren zur Bestimmung präziser Kennlinien könnte aufgrund des Rauschens bei den Phasensprüngen keine genaue Kompensation der Phasenbeziehung der I- und Q-Signale erfolgen. Aus dem phasensynchronisierten Ausgangssignal wird das Phasenspektrum mit Hilfe der inversen Fouriertransformation berechnet. Daraus werden die Phasen bei den Tonfrequenzen abgelesen.

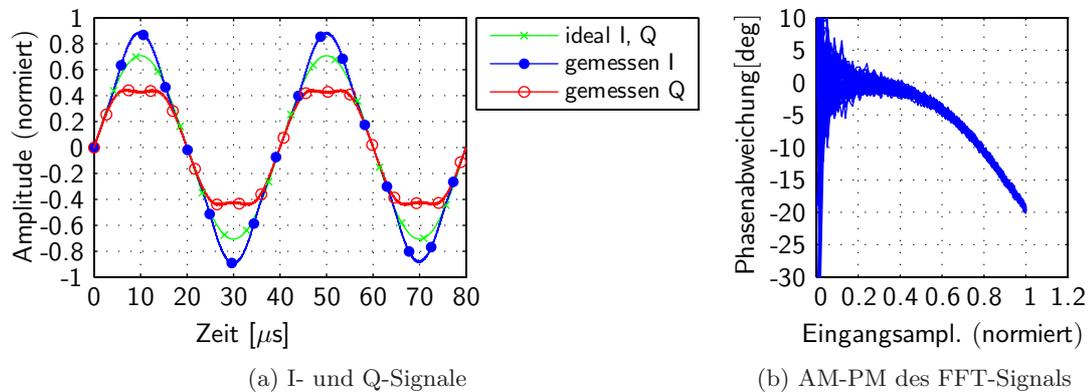


Abbildung 5.13: I- und Q-Signal mit korrigierter Phasenbeziehung und deren dynamische Kennlinie.

Die Phasenwerte der Träger (Mittelwert aus beiden Trägern) in Abhängigkeit von der Eingangsspitzenleistung (PEP_{in}) und der Zweittonfrequenz sind im Bild 5.12c dargestellt, wobei das Gebirge entsprechend der Phasenabweichung zum Mittelwert aller Zweittonabstände eingefärbt wurde. Die Phasen der einzelnen Töne sind zusätzlich dargestellt, wobei hier wieder der Zwischenraum entsprechend der Phasendifferenz eingefärbt wurde (horizontale Farbbänder). Die Phasendifferenz ist noch einmal separat in einer Konturgrafik im Bild 5.12d gezeigt. Die dargestellten Phasen des rechten und linken Trägers wurden entsprechend um 45° und -135° korrigiert, da das synchronisierte Signal, siehe Bild 5.13a, sinusförmig und nicht cosinusförmig ist und die Amplitude auf die I- und Q-Signale aufgeteilt ist⁹.

Die Messergebnisse im Bild 5.12 des untersuchten Verstärkers zeigen zwei Resonanzstellen bei 34 kHz und 170 kHz. Deutlich ist die Auswirkung des Effekts bei 170 kHz in der Amplitudenabweichung (Bild 5.12b) und bei 34 kHz in der Phasenabweichung (Bild 5.12d) zu beobachten. Die bereits vorgestellte Messmethode (Abschnitt 5.2.1) zeigt

⁹Die Phase von Null der Töne entspricht $I(t) = \cos(\omega t)$ und $Q = 0$.

te, dass der Effekt bei 34 kHz ein Amplitudeneffekt und der bei 170 kHz ein Phaseneffekt ist. Somit kann mit Hilfe des Unterschiedes der Amplituden der Träger ein Phaseneffekt und mit dem Unterschied der Phasen der Träger ein Amplitudeneffekt gemessen werden.

Zusätzlich lässt die Abweichung der mittleren Leistungen und Phasen beider Träger im Vergleich zu den mittleren Werten im gesamten Bereich (Färbung der 3D-Graphen) auf einen Memoryeffekt schließen. Jedoch kann hierbei keine Unterscheidung in Phasen- und Amplitudeneffekt vorgenommen werden. Bei der Phase (Bild 5.12c) sind die Mittelwertschwankungen wesentlich deutlicher ausgeprägt als bei der Leistung (Bild 5.12a). Beispielsweise ist der Phaseneffekt bei niedrigen Eingangsleistungen (≤ -5 dBm) nicht mehr mit der Abweichung der mittleren Leistung beider Träger zu bestimmen, siehe Bild 5.12a.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass die Leistungsabweichung und Phasendifferenz beider Töne zueinander wesentlich besser zur Identifikation von Memoryeffekten geeignet sind, als die Betrachtung von Mittelwertsschwankungen der Leistung und der Phase beider Töne.

Messung der Intermodulationsprodukte

Die Idee dieser Messmethode ist die Bestimmung von Amplitude und Phase der Intermodulationsprodukte dritter oder höherer Ordnung, um Memoryeffekte zu detektieren. Auch hier gilt der Ansatz, dass ohne die Anwesenheit von Memoryeffekten die Intermodulationen unverändert bleiben, wenn man den Zweittonabstand ändert. Die im vorangehenden Abschnitt erwähnte Messmethode (Bosch u. Gatti, 1989) kann nicht verwendet werden, um die Phase der Intermodulationsprodukte zu messen, weil ein Netzwerkanalysator die Phasenbeziehung nur bei einer Frequenz und nur zwischen den beiden Ports bestimmen kann.

Im Jahr 2000 wurde von Joel Vuolevi eine Messmethode vorgestellt (Vuolevi, 2000), die indirekt die Phase der Intermodulationen 3. Ordnung messen kann. Die Phase wird hierbei nicht am Ausgang des Verstärkers gemessen, sondern am Eingang des zusätzlich eingepprägten Intermodulationstons, siehe Bild 5.14.

Ausgehend von der Phase Null, die zuvor mit Hilfe eines geeigneten Kalibrationsverfahrens bestimmt wurde (unterer Spektrum-Analysator in Bild 5.14), wird der eingepprägte Intermodulationston ($2w_1 - w_2$) in Amplitude und Phase so verändert, dass am Ausgang der entsprechende Intermodulationston verschwindet. Als Ergebnis dieser Messung erhält man nicht Amplitude und Phase des Intermodulationstons am Ausgang, sondern die am Eingang. Das Prinzip ist hier folglich eine Vorverzerrung. Die Messung des anderen Intermodulationstones erfolgt in analoger Weise. Der Messalgorithmus verlangt zwei Optimierungen mit iterativen Suchalgorithmen, die mehrere Messungen erfordern. Der Zeitaufwand dieses Messalgorithmus ist damit sehr hoch. Weitere Details sind in (Joel Vuolevi, 2003), (Vuolevi, 2001b) und (Vuolevi, 2000) nachzulesen.

Diese Messmethode wurde von Vuolevi an zwei Verstärkertypen angewandt. Die in Bild 5.15 dargestellten Messergebnisse des Verstärkers Philips BFG 11 (Bipolar) zeigen bei der Variation des Zweittonabstandes von 32 kHz bis 32 MHz eine Resonanzfrequenz bei 1 MHz, bei der die Phase abnimmt, dann sprunghaft zunimmt, um dann wieder auf den

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

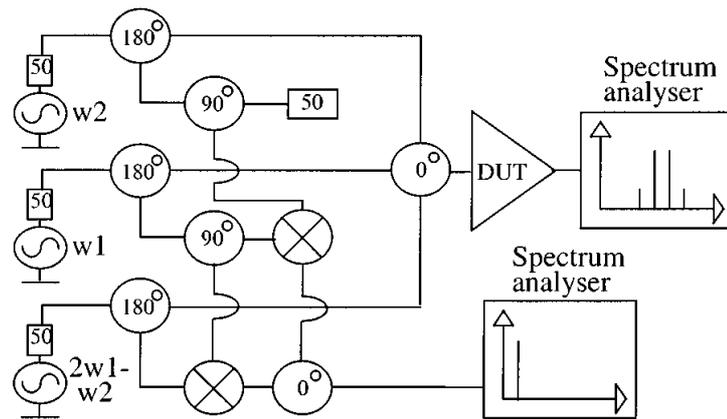


Abbildung 5.14: Messmethode für Amplitude und Phase der Intermodulation 3. Ordnung nach (Vuolevi, 2001b)

ursprünglichen Wert abzufallen. Für Zweittonabstände vor der Resonanzstelle nehmen die

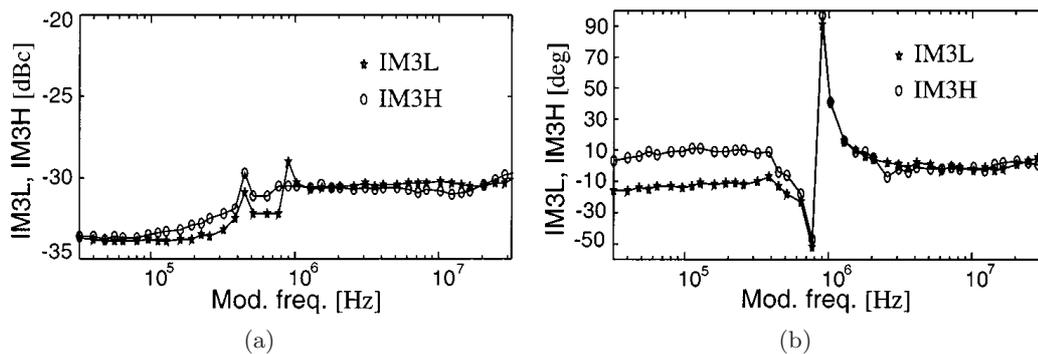


Abbildung 5.15: Amplitude (a) und Phase (b) der Intermodulationstöne 3. Ordnung für optimale Vorverzerrung eines Philips BFG 11 Bipolar-Leistungsverstärkers, (Vuolevi, 2001b).

Amplituden der Intermodulationsprodukte ab und weisen eine leichte Öffnung auf. Bei der Phase im Bild 5.15b ist vor der Resonanzstelle eine Phasendifferenz zu beobachten. Der Effekt vor der Resonanzstelle wurde dem thermischen Tiefpassverhalten und die Resonanzstelle der Impedanzänderung (bei den Harmonischen) am Kollektor zugeordnet.

Der zweite untersuchte Verstärker (MESFET) zeigt dieses Verhalten nicht, siehe Bild 5.16. Hier ist der Verlauf der Amplituden der Intermodulation 3. Ordnung nahezu konstant mit gleichem Amplitudenwert. Die Phase hingegen läuft ab 1 MHz auseinander und erreicht beim maximal gemessenen Zweittonabstand von 32 MHz eine Phasendifferenz von 40° bzw. insgesamt 80° zwischen dem linken und dem rechten Seitenton. Weiterhin gibt es bei 500 kHz eine lokale Differenz von 20° .

Zusammenfassend ist festzustellen, dass Memoryeffekte eine Abweichung der Ampli-

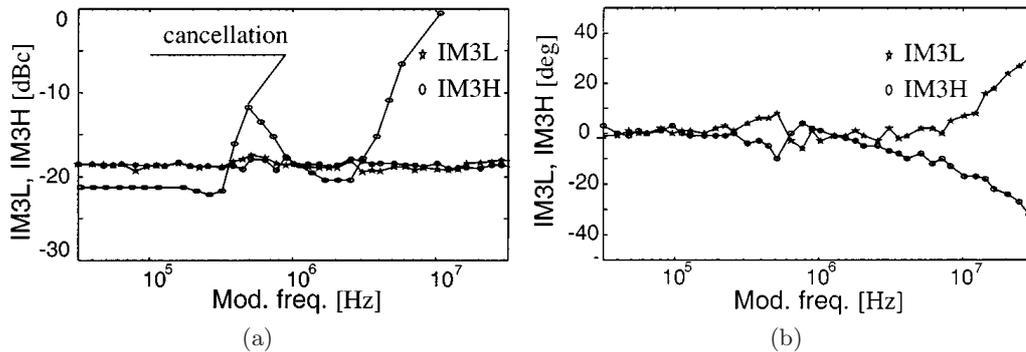


Abbildung 5.16: Amplitude (a) und Phase (b) der Intermodulationstöne 3. Ordnung für optimale Vorverzerrung eines Infineon CLY2 MESFET-Leistungsverstärkers, (Vuolevi, 2001b).

tuden und Phasen der Intermodulationen verursachen. Dabei gibt es gleiche und entgegengesetzte Kurvenverläufe der rechten und linken Intermodulationen.

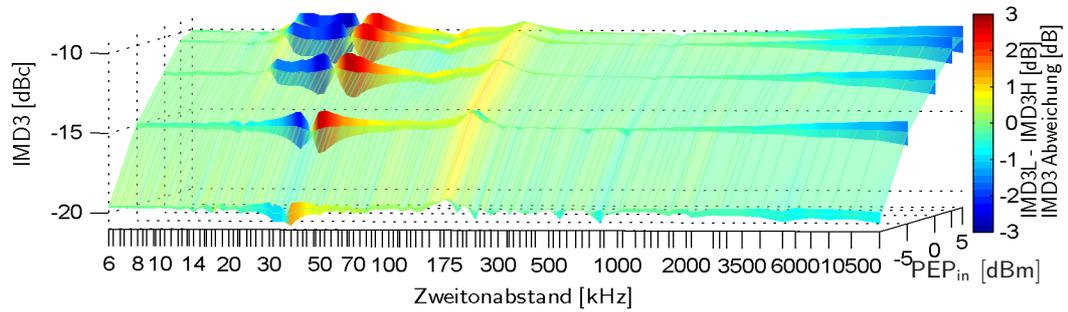
Im Folgenden werden nun die Intermodulationsprodukte des in dieser Arbeit untersuchten Verstärkers (siehe Abschnitt 4.1) berechnet und ausgewertet. Die Bestimmung von Amplitude und Phase der Intermodulationstöne kann auf wesentlich einfachere Weise aus den gemessenen I- und Q-Signalen erfolgen. Die detaillierte Beschreibung der Berechnung des Spektrums erfolgte bereits im vorangegangenen Abschnitt 5.2.4. Aus dem berechneten Spektrum werden die Leistungen und Phasen der Intermodulationstöne bestimmt. Diese Methode hat zudem den Vorteil, dass man direkt die Werte des Ausgangssignals und nicht die Werte für den eingespeisten Intermodulationston am Eingang erhält.

Die berechneten Leistungen und Phasen der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung sind im Bild 5.17a und Bild 5.17b dargestellt¹⁰, wobei zusätzlich der Leistungsunterschied bzw. die Phasendifferenz der Töne zueinander gesondert durch horizontale Farbbänder (IMD3L - IMD3H bzw. PH IMD3L - PH IMD3H) hervorgehoben sind (analog zum Bild 5.12a und Bild 5.12c).

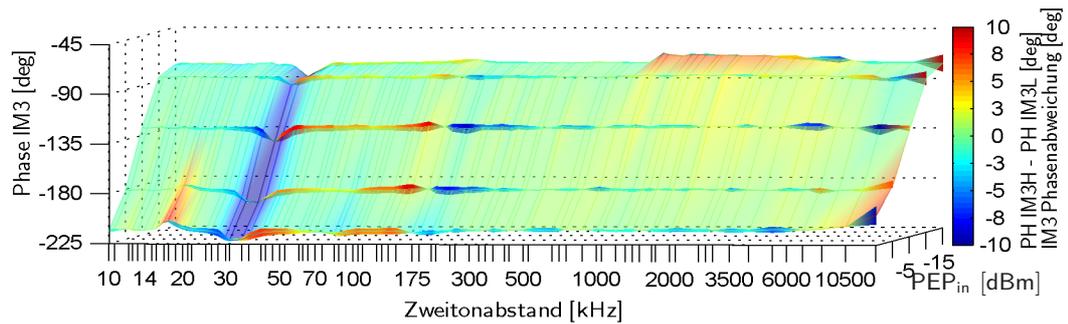
Bereits bei der Darstellung der IMD3-Leistungen (Bild 5.17a) sind die beiden identifizierten Memoryeffekte deutlich zu sehen. Der Amplitudeneffekt bei 34 kHz führt zu einer gegenläufigen Änderung der Amplitude bzw. Leistung der Seitentöne, wobei die mittlere Leistung in diesem Bereich konstant bleibt. Somit gibt der Leistungsunterschied Aufschluss über einen vorhandenen Amplitudeneffekt. Da sich dieser Effekt auch moderat auf die Phase auswirkt, ist ebenfalls eine leichte Phasenverschiebung beider Töne zueinander festzustellen. Der Haupteinfluss des Amplitudeneffektes ist jedoch die starke Beeinflussung des Mittelwertes beider Phasen der Seitentöne (Eindellung des 3D-Gebirges bei 34 kHz).

¹⁰Die Phasen beginnen erst bei einem Zweitonabstand von 10 kHz, weil hier min. eine Signalperiode nötig ist, im Gegensatz zur halben Periode beim Betrag. Die Aufnahmelänge begrenzte hier die untere Zweitonfrequenz.

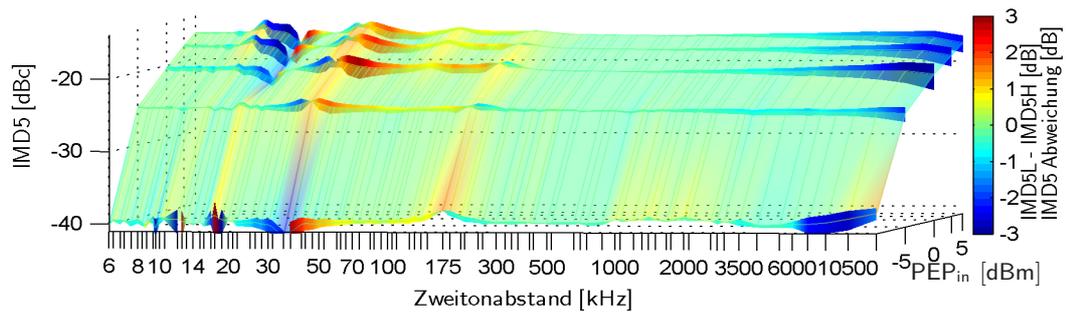
5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern



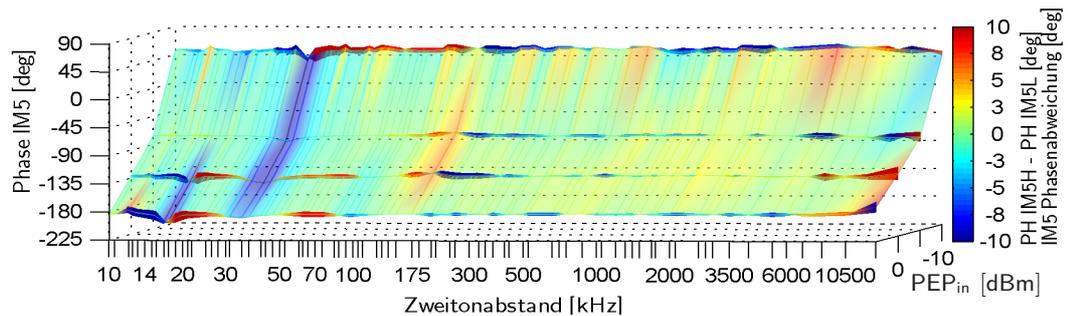
(a) Mittelwert und Abweichung der IMD3-Leistungen



(b) Mittelwert und Differenz der IMD3-Phase



(c) Mittelwert und Abweichung der IMD5-Leistung



(d) Mittelwert und Differenz der IMD5-Phase

Abbildung 5.17: Gemeinsame Darstellung der mittleren Leistung der IMD-Töne und des Leistungsunterschieds der IMD-Töne zueinander in (a) und (c) sowie der mittleren Phase und der Phasendifferenz in (b) und (d) unter Variation des Zweitonabstandes und der Eingangsleistung. Darstellung erfolgt getrennt nach dritter (a), (b) und fünfter Ordnung (c), (d) der Intermodulationen. Im Bild (b) und (d) sind die PEP_{in} -Achsen invers dargestellt!

5.2 Identifikation von frequenzabhängigen Memoryeffekten

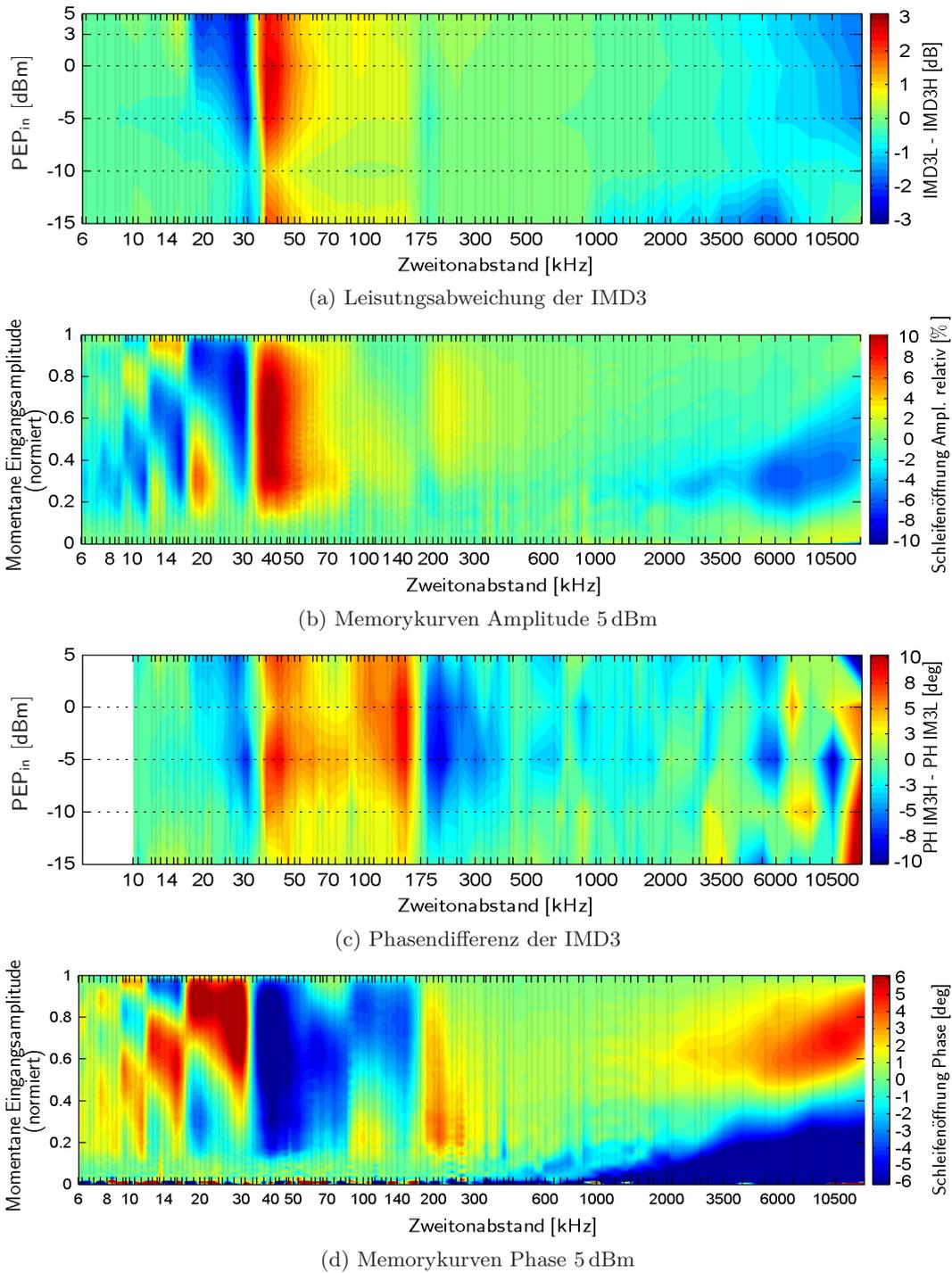


Abbildung 5.18: Vergleich der Abweichung der Leistung und Phase der Intermodulation dritter Ordnung mit den Memorykurven bei 5 dBm

Für den Phaseneffekt beim Zweitonabstand von 170 kHz drehen sich die Verhältnisse um. Hier bleibt die mittlere Phase unverändert, wohingegen die mittlere Leistung beider Intermodulationstöne ansteigt. Der Leistungsunterschied der Töne zueinander ist hier sehr schwach und die Phasendifferenz sehr stark ausgeprägt.

Der thermisch bedingte Tiefpasseffekt, dessen theoretische Auswirkungen auf das IMD3 in (Vuolevi, 2000) beschrieben wurden, ist in Bild 5.17a nicht zu identifizieren. Auch die Memorykurven in Bild 5.8a zeigten keinen Tiefpasseffekt. Dieser Effekt wäre weit unterhalb von 1 kHz zu sehen, vgl. Abschnitt 5.4.

Ergänzend dazu werden die Amplituden und Phasen der Intermodulationsprodukte 5. Ordnung in Bild 5.17c und Bild 5.17d dargestellt. Hier gilt für die zu beobachtenden entgegengesetzten Amplituden- und Phasenverläufe die gleiche Interpretation wie für die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung. Die mittlere Leistung (IMD5) und Phase (Phase IMD5) werden hier bei beiden Effekten beeinflusst, im Gegensatz zu den IMD3-Ergebnissen. Dadurch ist der Unterschied zwischen Amplituden- und Phaseneffekt nicht so stark ausgeprägt. Weiterhin ist ein Auslöschung der Phasen der IMD5-Töne bei einer Eingangsspitzenleistung von -5 dBm für den Amplitudeneffekt festzustellen, die auf einen Sweet-Spot zurückzuführen ist.

Für sehr große Zweitonabstände ist ein Auseinanderlaufen der Amplituden festzustellen, welches auf einen hochfrequenten Memoryeffekt hindeutet. Jedoch ist hier der Effekt im Gegensatz zu den Ergebnissen in Bild 5.16 bei der Amplitude festzustellen. Die Ergebnisse für die Phase (Bild 5.17d ab 2 MHz) lassen aufgrund von starken Streuungen der Werte keine Interpretation zu.

Eine Gegenüberstellung der Leistungsabweichung und Phasendifferenz der Intermodulation 3. Ordnung mit den Memorykurven erfolgt im Bild 5.18. Hier ist die deutlich höhere Messgenauigkeit der Memorykurven im Vergleich zur Intermodulationsmethode zu erkennen (die Wertestreuung der Kurven generell und der benachbarten Kurven zueinander ist bei den Memorykurven wesentlich geringer). Ein Vergleich ist zulässig, da für beide Methoden der gleiche Datensatz verwendet wurde. Zudem korrelieren die Intensitäten der Abweichungen im Bild 5.18a und Bild 5.18c mit denen der Memorykurven im Bild 5.18b und Bild 5.18d. Durch diese Bilder ist der Zusammenhang bestätigt, dass der Leistungsunterschied der IMD3 mit der Stärke eines Amplitudenmemoryeffektes und die Phasendifferenz der IMD3 mit der Stärke eines Phasenmemoryeffektes verbunden sind.

Simulationsergebnisse der Intermodulationsmethode

Der Nachweis von Memoryeffekten mit Hilfe der Intermodulationsmethode kann sehr einfach mit einem Schaltungssimulator durchgeführt werden. Die verbreitete Variante, mit der Leistungsverstärker simuliert werden, ist die Simulation der fundamentalen und harmonischen Frequenzen. Mit einem geeigneten Simulationsverfahren (z.B. ADS Harmonic-Balance-Simulation (HB)) wird für diese Frequenzen ein eingeschwungener Zustand der Schaltung berechnet. Die HB-Simulation erlaubt zusätzlich die Simulation mehrerer Grundfrequenzen und deren Mischprodukte. Damit ist eine Zweitonsimulation auf einfache Weise möglich.

Mit dieser Schaltungssimulation können ausschließlich elektrische Memoryeffekte identifiziert werden. Thermische Größen können nicht simuliert werden¹¹. Für den Fall, dass gemessene Memoryeffekte eindeutig den elektrischen Effekten zugeordnet werden können und mit einer Simulation nicht nachweisbar sind, entspricht die Modellierung des Verstärkers und dessen peripherer Beschaltung nicht den tatsächlichen Verhältnissen. Eine detailliertere Modellierung ist in diesem Fall erforderlich.

Die mit ADS erlangten IMD3-Simulationsergebnisse für die Leistung und Leistungsabweichung sind im Bild 5.19a und für die Phase und Phasenabweichung im Bild 5.19b dargestellt. Da bei dieser Simulation die gleichen Werte für die Versorgungsspannung, die Frequenz, die Arbeitspunkteinstellung und die Eingangsleistungen wie bei der Messung für Bild 5.17a und Bild 5.17b gesetzt wurden, sind diese Abbildungen direkt vergleichbar.

Die simulierten Leistungs- und Phasenwerte bestätigen den Memoryeffekt, der bei einem Zweitonabstand von 1 MHz beginnt und mit größer werdendem Zweitonabstand zunimmt. Dieser Effekt fällt in der Simulation sogar größer aus als in der Messung und wirkt sich sowohl in der Amplituden- als auch in der Phasendifferenz aus. Die Memoryeffekte bei 34 kHz und bei 170 kHz können nicht in der Simulation nachgewiesen werden. Dies deutet darauf hin, dass es sich um thermische Effekte handelt.

Für die Ursachenanalyse des hochfrequenten elektrischen Memoryeffektes wurde eine Eintonsimulation durchgeführt, um das Frequenzverhalten des Verstärkers zu simulieren. Im Bild 5.19c wurden die Ergebnisse der Eintonsimulation den Ergebnissen der Zweitonsimulation gegenübergestellt. Die Leistungen der zwei Grundtöne des Zweitonsignals folgen mit guter Übereinstimmung dem Frequenzverlauf des Eintonsignals (im Abstand von 3 dB). Auch die Intermodulationstöne 3. Ordnung ($2w_1 - w_2$ und $2w_2 - w_1$) folgen bis zu einem Abstand von 50 MHz dem Eintonsverlauf. Für größere Abstände ist der gleiche Verlauf nur noch grob gegeben. Folglich ist die Ursache für den hochfrequenten Memoryeffekt das Frequenzverhalten des Verstärkers im Bereich der Grundfrequenz (Trägerfrequenz). Somit könnte durch ein geeignetes Design des Verstärkers und der Anpassungsstufen der Memoryeffekt reduziert werden. Konkret bedeutet das, den Verstärker breitbandig zu entwerfen.

Zusammenfassung der Messmethoden

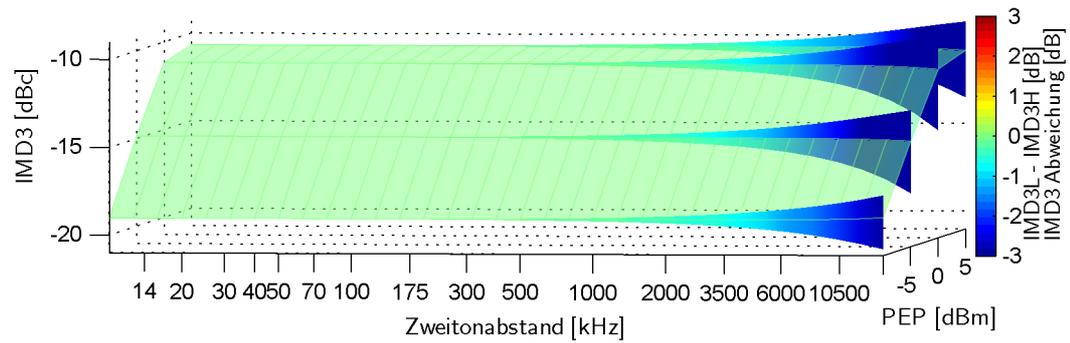
Die Vor- und Nachteile sowie die wichtigsten Eigenschaften des neuen Messverfahrens im Vergleich mit den beiden bisherigen Methoden sind in der folgenden Tabelle 5.2 abschließend zusammengefasst.

Zusätzlich ist in der Tabelle aufgeführt, wie ein Amplituden- und Phaseneffekt detektiert werden kann. Dies eröffnet die Möglichkeit, mit nur einem Spektrum-Analysator Amplituden- und Phaseneffekte zu identifizieren: Während der Variation des Zweitonabstandes werden die Leistungsunterschiede der Haupttöne (Phaseneffekt) und die Leistungsunterschiede der IMD3-Töne (Amplitudeneffekt) gemessen. Die entscheidenden Vorteile bei diesem Vorgehen sind:

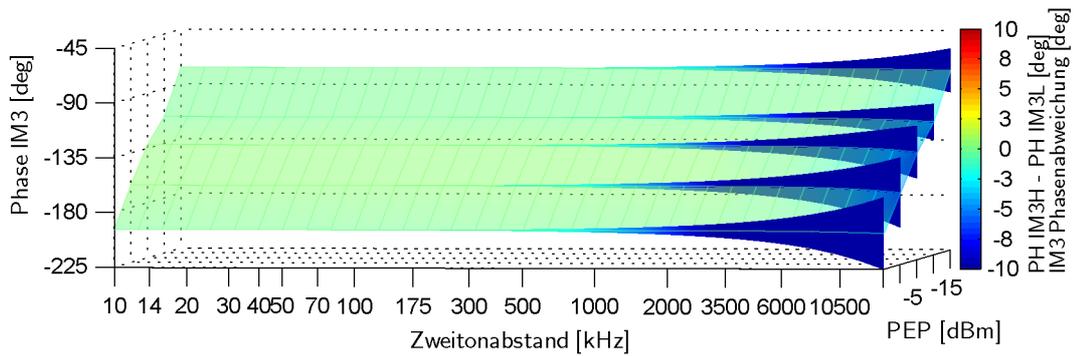
- keine Phasenmessung nötig

¹¹Bei Verwendung von Standardtransistormodellen - BSIM.

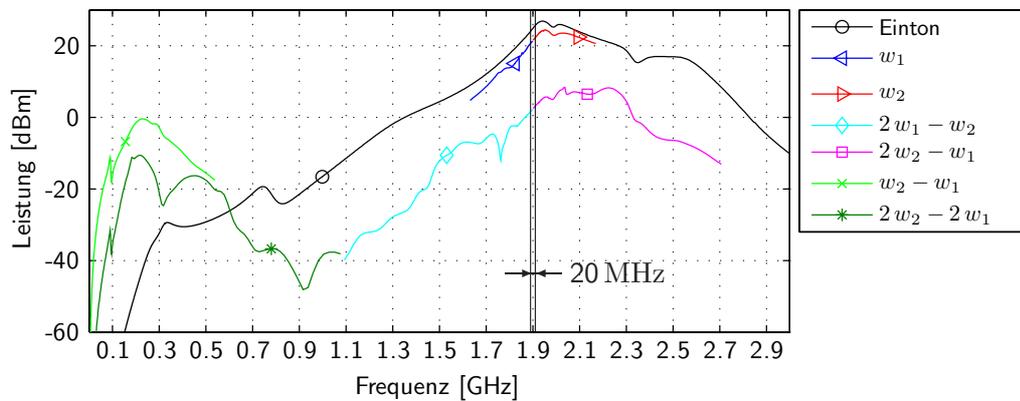
5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern



(a) IMD3 Mittelwert und Abweichung



(b) IMD3 Phase Mittelwert und Abweichung



(c) Vergleich Frequenzgang Einton ($PEP_{in}=15$ dBm) mit Zweiton

Abbildung 5.19: Ergebnisse der Zweitonsimulation des untersuchten CMOS-Leistungsverstärkers

- geringer Kalibrationsaufwand, weil Leistungsverhältnisse gemessen
- kurze Messdauer für die Auswertung des Spektrums

Zu beachten ist, dass die Leistung des Zweitonsignals variiert werden muss, um Sweet-Spots zu vermeiden. Für eine fundierte Auswertung ist in jedem Fall ein Vergleich mit den genauen Memorykurven zu empfehlen.

Messmethode	Memorykurven	Messung der Haupttöne	IMD3 (Vuolevi)
Vor- und Nachteile	+ hohe Genauigkeit; getrennte Darstellung für Amplituden und Phasen – limitiert durch die Bandbreite der Aufnahmeeinheit	+ geeignet für die Messung hoher Zweitonabstände – Einschränkung des Netzwerkanalysators für nichtlineare Systeme	+ Messung der IMD3-Phase – Messung der Phase nur indirekt mit Suchalgorithmen und mäßiger Genauigkeit möglich
Messaufbau	Einfacher Standardaufbau für Messungen des Basisbandsignals mit einem Vektor-Signal-Analysator	Phasenmessung erfordert zwei Netzwerkanalysatoren	Sehr aufwendiger Messaufbau mit Signalgeneratoren, Mischern sowie Leistungsteilern und -kombinieren
Amplitudeneffekt	Amplituden-Memorykurven	$\angle(IM1_H) - \angle(IM1_L)$	$ (IM3_L) / (IM3_H) $
Phaseneffekt	Phasen-Memorykurven	$ (IM1_L) / (IM1_H) $	$\angle(IM3_L) - \angle(IM3_H)$

Tabelle 5.2: Vergleich der Messmethoden für Memoryeffekte und die Eignung für die Identifikation von Amplituden- und Phaseneffekt.

5.3 Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Zeitbereich

Bei der Darstellung der Memorykurven in Abhängigkeit vom Zweitonabstand zeigten sich ab einer Eingangsspitzenleistung von -5 dBm Artefakte, bei welcher die Schleifenöffnungen sowohl positiv als auch negativ sein können. Die Ursache für solche Artefakte und darüber hinaus der generelle Wirkmechanismus eines detektierten Memoryeffektes kann am besten im Zeitbereich untersucht werden. Hier ist der Memoryeffekt als zeitabhängige Verstärkungs- und Phasenschwankung sichtbar.

Die gemessenen Basisbandsignale sind jedoch eine Überlagerung der Memoryeffekte und der Nichtlinearitäten. Das Extrahieren der Memoryeffekte ist nicht ohne weiteres möglich. Die Interpretation der Messergebnisse in Abschnitt 5.2.2 zeigte, dass es einen schmalen Zweitonbereich um 625 kHz gibt, bei dem keine Memoryeffekte sichtbar sind. Eine Kennlinie in diesem Bereich kann als ideale memoryeffektfreie Kennlinie des Verstärkers angesehen werden. Mit dieser Kennlinie sind die Nichtlinearitäten des Verstärkers bekannt und folglich kann der zeitliche Verlauf ohne Memoryeffekte berechnet werden¹².

Dazu wird ein Ausgangsbasisbandsignal unter Verwendung der memoryeffektfreien Kennlinie erstellt. Die Berechnung der zeitlichen Amplitudenverstärkungsschwankung $\Delta G(t)$ und der Phasenschwankung $\Delta\varphi(t)$ erfolgt mittels einer Division des gemessenen komplexen Basisbandsignals $u_{gemessen}(t)$ durch das memoryeffektfreie Basisbandsignal $u_{memorylos}(t)$:

¹²Es gilt hier die Annahme, dass Memoryeffekt und Nichtlinearität vernachlässigbar interagieren.

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

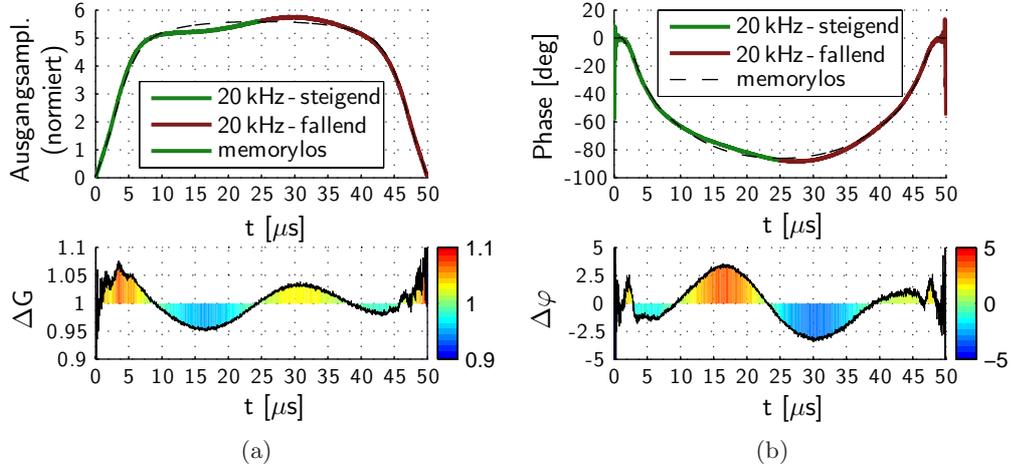


Abbildung 5.20: Verstärkungsabweichung der Amplitude ΔG (a) und Phasenabweichung $\Delta\varphi$ (b) des 20 kHz-Zweitonsignals. Darstellung erfolgt im Zeitbereich.

$$memory_{complex}(t) = \frac{u_{gemessen}(t)}{u_{memorylos}(t)} \quad (5.5)$$

$$\Delta G(t) = |memory_{complex}(t)|$$

$$\Delta\varphi(t) = \arg(memory_{complex}(t))$$

Die mit Gleichung (5.5) errechneten Zeitverläufe sind aufgrund des hohen Rauschens (gemessene Signale) nicht für die Auswertung geeignet. Die Berechnung des Zeitsignals für die Dauer einer Periode ist aber für die Auswertung ausreichend. Durch die Mittelwertbildung über viele Perioden wird das Rauschen stark unterdrückt. In dieser Arbeit wurde jedoch eine weitere Möglichkeit für die Berechnung der Zeitverläufe verwendet. Hierbei wird auf die Berechnung der diskreten Kennlinien (siehe Abschnitt 4.5.1) zurückgegriffen, die sehr präzise Resultate liefert. Für eine Kennlinienerstellung werden die diskreten Eingangswerte äquidistant gewählt. Wählt man die Abstände jedoch entsprechend einem Sinussignal, so entspricht die errechnete Kennlinie für den ansteigenden Teil exakt dem ansteigenden zeitlichen Signal. Der abfallende Teil wird über die abfallende diskrete Kennlinie berechnet. Die Ergebnisse für einen Zweitonabstand von 20 kHz sind im Bild 5.20 dargestellt. Für die Zeitachse wurden 2000 Punkte verwendet. In diesem Bild ist zu sehen, dass es sich bei dem Memoryeffekt um eine abklingende sinusförmige Schwingung handelt. Am Anfang und zum Ende einer Periode ist der Verlauf stark gestört, weil hier das Rauschen des gemessenen Signals durch die kleine Amplitude des idealen speicherfreien Signals dividiert wird.

Die komplette Darstellung aller berechneten zeitlichen Verläufe der Verstärkungs- und Phasenschwankungen erfolgt mit Hilfe der Konturplots im Bild 5.21. Für einen direkten Vergleich mit den Memorykurven in Bild 5.8 wurden für diese Bilder Eingangsspitzen-

leistungen PEP_{in} von 3 dBm und -5 dBm gewählt. Die Einfärbung erfolgte entsprechend der Höhe der momentanen Verstärkungs- und Phasenschwankung.

Für kleine Eingangsspitzenleistungen (kleiner -5 dBm) haben die auf eine halbe Periode skalierten Zeitverläufe in weiten Bereichen ähnliche Verläufe, siehe Bild 5.21c und Bild 5.21d. Nur im Bereich der Memoryeffektfrequenzen von 34 kHz und 170 kHz ändert sich der Verlauf stark. Im gesamten Bereich zeigen die zeitlichen Verläufe ausschließlich eine Abhängigkeit entsprechend der Signalperiode. Ein Schwingverhalten wie im Bild 5.21a bzw. Bild 5.21b oder auch in Bild 5.20 ist nicht festzustellen. Die maximalen Verstärkungs- und Phasenschwankungen legen die Resonanzfrequenzen der beiden Memoryeffekte bei 34 kHz und 170 kHz fest. Vergleichend zu den Memorykurven im Bild 5.8, wo die Schleifenöffnung im Zentrum der Effekte verschwindet (aufgrund der Symmetrie), kann mit den Schwankungen im Zeitbereich gezeigt werden, dass dort die Auswirkungen maximal werden.

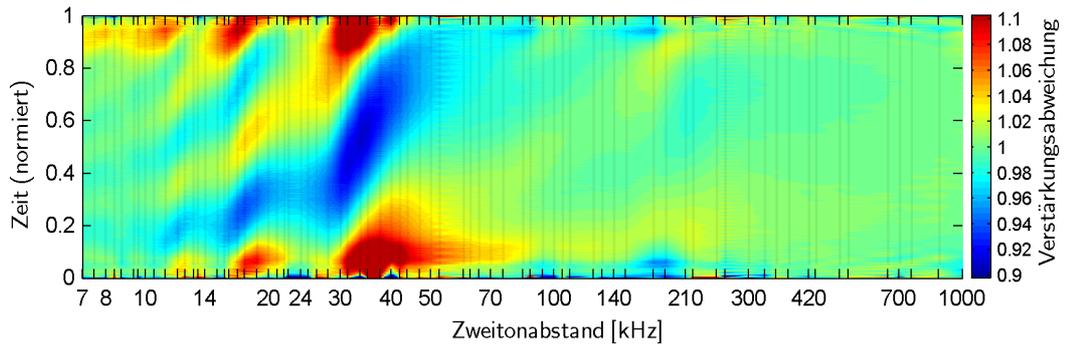
Bei Eingangsspitzenleistungen größer als -5 dBm ist ein Schwingverhalten zu beobachten, siehe Bild 5.21a und Bild 5.21b. Das Schwingverhalten ist in den Konturgrafiken durch den mehrfachen Wechsel zwischen positiven und negativen Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Bereich zwischen 7 kHz und 30 kHz und zwischen 70 kHz und 140 kHz gut zu beobachten. Zudem handelt es sich um eine abklingende Schwingung, weil mit zunehmender Zeit die Maxima und Minima schwächer ausgeprägt sind, siehe auch Bild 5.20. Die Frequenz des Schwingverhaltens ist also nicht abhängig vom Zweitonabstand, wie es die Zeitverläufe bei anderen Zweitonfrequenzen im Bild 5.21a und Bild 5.21b zeigen. Aus diesem Grund wird die zeitliche Skalierung auf eine halbe Periode in den folgenden Betrachtungen aufgehoben.

Im Bild 5.22 sind die zeitlichen Verläufe in der Nachbarschaft der Memoryfrequenzen aufgeführt. In den Bildern für eine Eingangsspitzenleistung von 3 dBm ist gut zu erkennen, dass die Abstände der positiven und negativen Bereiche konstant bleiben und sich nicht mit der Zweitonfrequenz ändern. Damit ist die Schwingfrequenz konstant. Weiterhin ist festzustellen, dass die Schwingfrequenz der Frequenz des Memoryeffektes entspricht. Denn wenn die Zweitonfrequenz gleich der Schwingfrequenz ist, sind die Auswirkungen maximal aufgrund der optimalen Anregung des Memoryeffektes. Zusammenfassend ist festzustellen, dass die Artefakte in den Memorykurven in Bild 5.8 durch einen Memoryeffekt entstehen, der ein Überschwingverhalten aufweist.

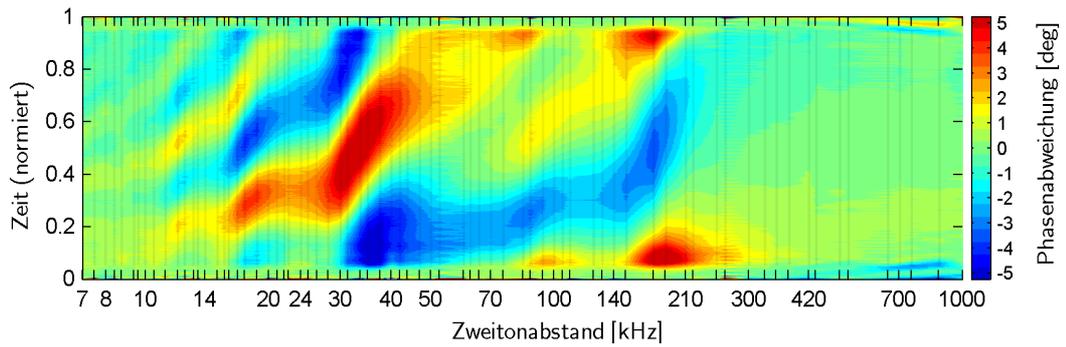
Auch der Phaseneffekt bei 170 kHz zeigt ein Überschwingverhalten. Unterhalb einer Zweitonfrequenz von 70 kHz wird dieser zusätzlich von dem Memoryeffekt bei 34 kHz überlagert, siehe Bild 5.22b und Bild 5.22d. Die Frequenz der Überschwinger, sichtbar im Bereich von 70 kHz bis 170 kHz, entspricht hier der Frequenz des Phaseneffektes (170 kHz).

Die Verstärkungs- und Phasenschwankungen für Eingangsspitzenleistungen von kleiner als -5 dBm (Bild 5.22e bis Bild 5.22h) bestätigen das Nichtvorhandensein eines Überschwingverhaltens. In diesen Bildern sind keine abklingenden Schwingungen mit einer Periode der Memoryeffekte sichtbar.

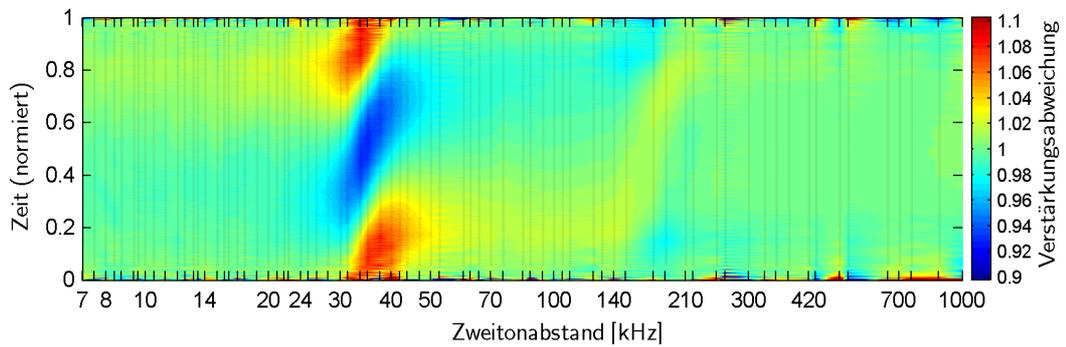
5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern



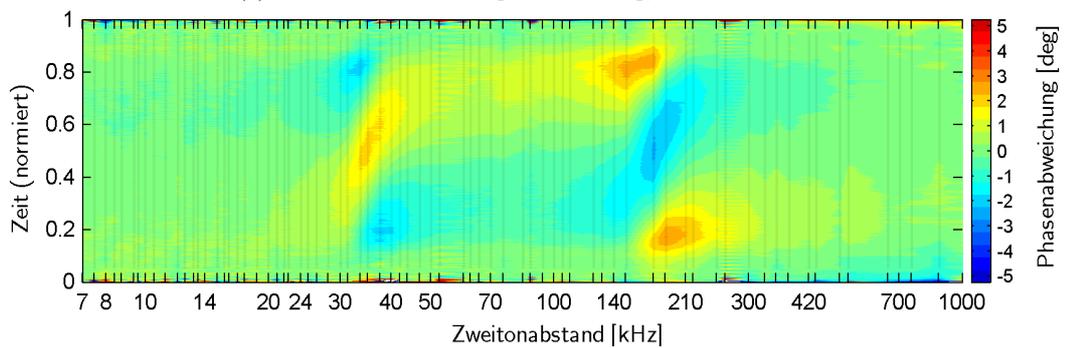
(a) Zeitliche Verstärkungsschwankung, $PEP_{in} = 3$ dBm



(b) Zeitliche Phasenschwankung, $PEP_{in} = 3$ dBm



(c) Zeitliche Verstärkungsschwankung, $PEP_{in} = -5$ dBm



(d) Zeitliche Phasenschwankung, $PEP_{in} = -5$ dBm

Abbildung 5.21: Verstärkungsschwankung der Amplituden und Phasenschwankung für Zweitonabstände von 7 kHz bis 1 MHz. Alle Verläufe sind normiert auf eine halbe Periode dargestellt.

5.3 Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Zeitbereich

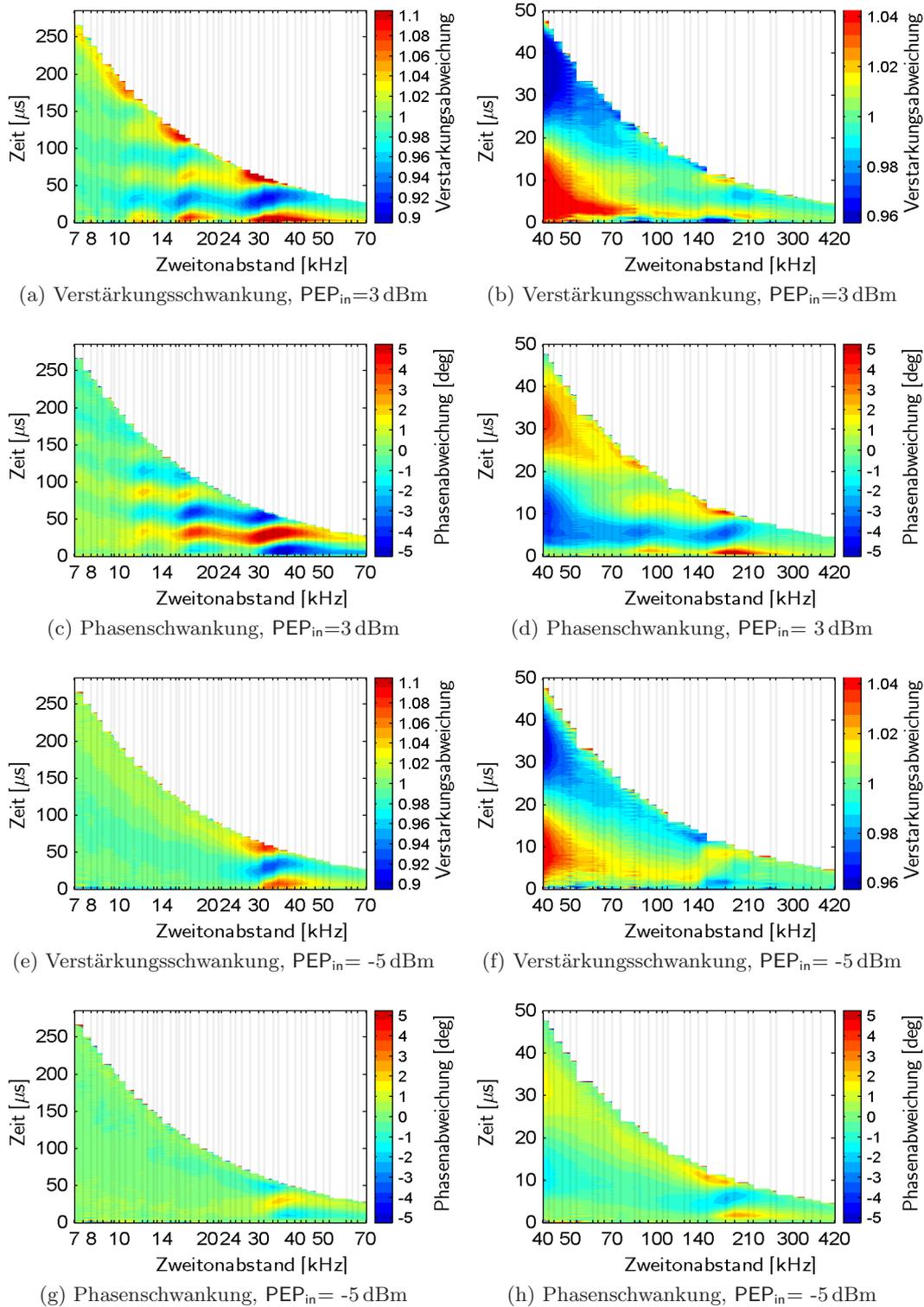


Abbildung 5.22: Zeitverläufe der Verstärkungs- und Phasenschwankungen für Zweittonabstände im Bereich der Memoryeffekte. Dargestellt sind die Schwankungen bei zwei Eingangsleistungen mit und ohne Überschwingverhalten.

Mögliche Ursache für das Überschwingerverhalten

Da die beiden im vorangegangenen Abschnitt analysierten Memoryeffekte niederfrequente Memoryeffekte sind, liegt die Vermutung nahe, dass es sich hierbei um thermische Memoryeffekte handelt. Zudem zeigte die Schaltungssimulation des Verstärkers keine Effekte unterhalb von 1 MHz, vgl. Abschnitt 5.2.4.

Ausgehend von einer Ein-Träger-Charakterisierung kann aus Strom, Spannung, Ein- und Ausgangsleistung die Verlustleistung wie folgt berechnet werden:

$$P_{Verlust}(P_{in}) = I_{DC}(P_{in}) \cdot U_{DD} + P_{in} - P_{out}(P_{in}) \quad (5.6)$$

Die berechnete Verlustleistung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung ist im Bild 5.23a dargestellt. Hier wird eine Besonderheit des untersuchten Verstärkers deutlich: Für steigende Eingangsleistungen sinkt die Verlustleistung zunächst und ab ca. -5 dBm steigt sie wieder. Ausgehend von (5.6) kann die momentane Verlustleistung berechnet werden.

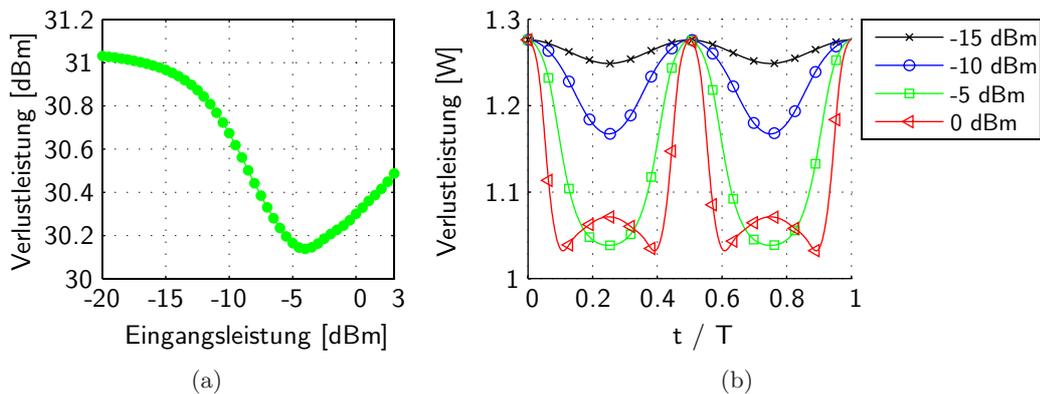


Abbildung 5.23: Die berechnete Verlustleistung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung (a) und die damit berechnete zeitliche Verlustleistungsschwankung für Zweitonsignale verschiedener Eingangsspitzenleistungen (b).

Die auf eine Periode normierten zeitlichen Verläufe sind im Bild 5.23b dargestellt.

Im Abschnitt 5.2.1 wurde gezeigt, dass die Memorykurven für Eingangsspitzenleistungen größer als -5 dBm Artefakte aufweisen, die durch ein Überschwingerverhalten des zugrundeliegenden Prozesses entstehen (wie es im vorangegangenen Abschnitt nachgewiesen wurde). Durch die Ab- und Zunahme der Verlustleistung entstehen Spitzen im zeitlichen Verlauf (Bild 5.23), die möglicherweise das Überschwingerverhalten auslösen. Dass es eine nicht zu vernachlässigende Beeinflussung der Verstärkung in Abhängigkeit der Eingangsleistung gibt, zeigt bereits das globale Verhalten bei Eingangsleistungsänderung, siehe Abschnitt 6.2. Als weitere Ursache wäre hier die Erzeugung von höherfrequenten Harmonischen aufgrund der Nichtlinearitäten zu erwähnen, die den Memoryeffekt anregen könnten.

5.4 Langzeiteffekte

Dieser Abschnitt behandelt nur kurz und in eingeschränkter Form die Langzeiteffekte. Es handelt sich hierbei um Effekte, die auf die Erwärmung des Chips und des Aufbaus (Platine und Anschlüsse) zurückzuführen sind und bei denen die zugrundeliegenden Prozesse Zeitkonstanten im kHz-Bereich und weit darunter aufweisen. Der untersuchte Verstärker zeigt das typisches Tiefpassverhalten, wie es in Abschnitt 5.1.1 in einem einfachen Modell aufgezeigt wird und darüber hinaus weitere Effekte.

Es wurden keine Langzeitmessungen durchgeführt, die den Langzeiteffekt direkt bestätigen. Insofern musste auf die Messreihe zurückgegriffen werden, bei dem das Tastverhältnis untersucht worden ist, vgl. Abschnitt 6.3. Hier wurden die Signale bis zu einer Länge von 6 ms bei einem Tastverhältnis von 60 % gemessen, siehe Bild 5.24. Für die dargestellte Messung wurde eine $PEP_{in} = 9 \text{ dBm}$ gewählt, damit keine Kompression die Auswertung verfälscht.

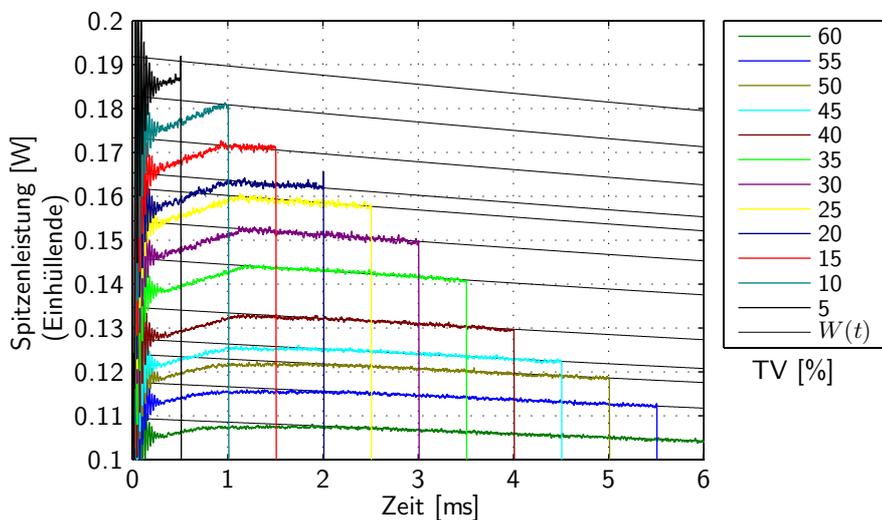


Abbildung 5.24: Zeitverläufe der maximalen Ausgangsleistung der Einhüllenden pro Periode unter Variation des Tastverhältnisses (TV) mittels Pulsweitenveränderung. Die Messergebnisse wurden mit der ermittelten Exponentialfunktion $W(t) = 0,05 \text{ W} + 0,15 \text{ W} e^{-\frac{t}{0,0658 \text{ s}}}$ überlagert.

Im Bild 5.24 sind zuerst das Einschwingverhalten, dann ein Anstieg und anschließend der zu erwartende Tiefpasseffekt zu sehen. Infolge der Aufheizung des Verstärkers durch die Verlustleistung sinkt die Ausgangsleistung mit der Zeit. Da keine Krümmung der Kurve sichtbar ist, kann man nicht direkt auf die Zeitkonstante des Langzeiteffektes schließen¹³.

Jedoch wurde hier eine Methode erarbeitet, die die Zeitkonstante τ und die zugrundeliegende Exponentialfunktion des Tiefpassverhaltens in Gleichung (5.7) bestimmen

¹³Ein Parameterschätzalgorithmus ist nicht anwendbar.

kann.

$$W(t) = W_{min} + \Delta W \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit } \Delta W = W_{max} - W_{min} \quad (5.7)$$

Da in 5 %-Schritten von 60 % bis zu einem Tastverhältnis von 5 % Messreihen zur Verfügung stehen, kann man auf die Leistung ohne Erwärmung¹⁴ durch Fortsetzen der Reihe schließen. Im Bild 5.24 ist eine Spitzenleistung von 0,2 W für einen verlustleistungsfreien Betrieb zu erwarten, damit ist $W_{max} = 0,2$ W. Bei einem Tastverhältnis von 50 % ist der Aufwärm- und Abkühlprozess gleich lang und die Leistung schwankt folglich um den Mittelwert W_{50} zwischen Minimum und Maximum, hier ist $W_{50} = 0,125$ W. Somit ist $W_{min} = W_{max} - 2(W_{max} - W_{50}) = 2W_{50} - W_{max} = 0,05$ W und folglich auch $\Delta W = 0,15$ W bestimmt. Die noch fehlende Zeitkonstante kann über den leicht zu bestimmenden Anstieg berechnet werden, es gilt:

$$W'(t) = \frac{d}{dt}W(t) = -\frac{1}{\tau}\Delta W e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5.8)$$

Stellt man nun Gleichung (5.8) nach τ um und setzt für t die umgeformte Gleichung (5.7) ein, erhält man:

$$\tau = -\frac{W(t) - W_{min}}{W'(t)} \quad (5.9)$$

Für die Messkurve bei einem Tastverhältnis von 50 % ergibt sich eine Steigung von $W'(t_{50}) = -1.14$ bei $W(t_{50}) = 0,125$. Damit ist τ zu 0,0658 s bestimmt, was einer Frequenz von 2,42 Hz entspricht. Die Ausschnitte der bestimmten Exponentialfunktion sind im Bild 5.24 als dünne Linien bereits eingezeichnet worden.

Bei der zweiten Messung des Tastverhältnisses wurde die Zeitdauer des Pulses konstant bei 1 ms belassen. Die Ergebnisse sind in Bild 5.25 dargestellt.

Für Tastverhältnisse kleiner als 50 % ist ein einheitliches Überschwingen und anschließendes Ansteigen der Leistung zu beobachten. Der Leistungsanstieg, der bis ca. 1 ms zu beobachten ist (siehe Bild 5.24), nimmt zu für kleiner werdende Tastverhältnisse und der daraus resultierenden längeren Abkühlzeit.

Für Tastverhältnisse größer gleich 50 % ist der Leistungsverlauf nach dem Einschwingprozess konstant. Jedoch ändert sich hier das Einschwingverhalten drastisch. Für Tastverhältnisse größer als 65 % verschwindet es nahezu. Die Ursachen für dieses Einschwingverhalten konnten im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht werden.

Das Einschwingverhalten kann aber in guter Näherung anhand einer Exponentialfunktion mit einem Sinusüberschwinger modelliert werden. Die entsprechende Sprung- und Impulsantwort ist mit der 50 %-Messkurve in Bild 5.26 dargestellt. Korrigiert man die Messkurve um die bestimmte Impulsantwort, ist das Überschwingen fast vollständig entfernbar, und man nähert sich der idealen Rechteckfunktion an. Die extrahierte Frequenz der Überschwinger von 35,42 kHz entspricht in etwa der Frequenz des Amplitudeneffektes, vgl. Abschnitt 5.2.2. Ob es sich hierbei um die gleiche Ursache handelt, konnte nicht abschließend geklärt werden.

Mit der erfolgten mathematischen Modellierung dieses Einschwingverhalten besteht nun die Möglichkeit, in einem Vorverzerrungssystem dieses Verhalten zu kompensieren.

¹⁴Dies würde einem Tastverhältnis von 0 % entsprechen.

5.5 Auswirkungen der Memoryeffekte auf Standards verschiedener Bandbreiten

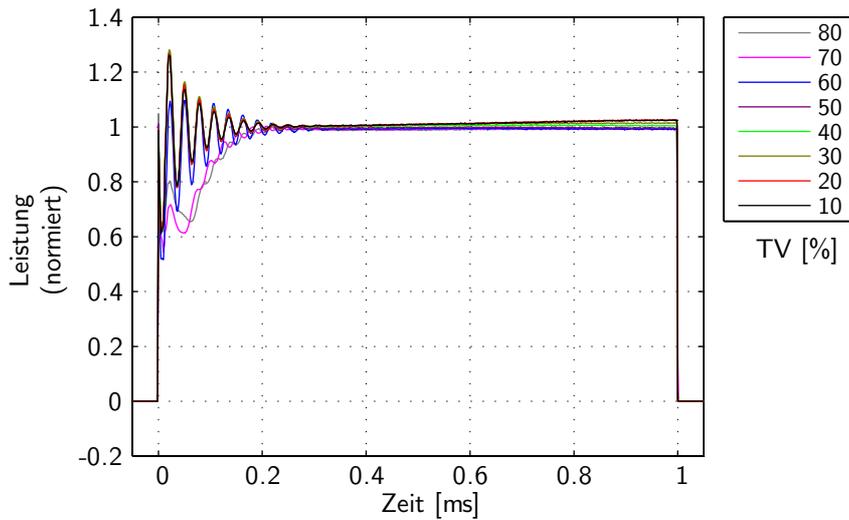


Abbildung 5.25: Zeitverläufe der maximalen Ausgangsleistung der Einhüllenden pro Periode unter Variation des Tastverhältnisses (TV) bei konstanter Pulsbreite von 1 ms

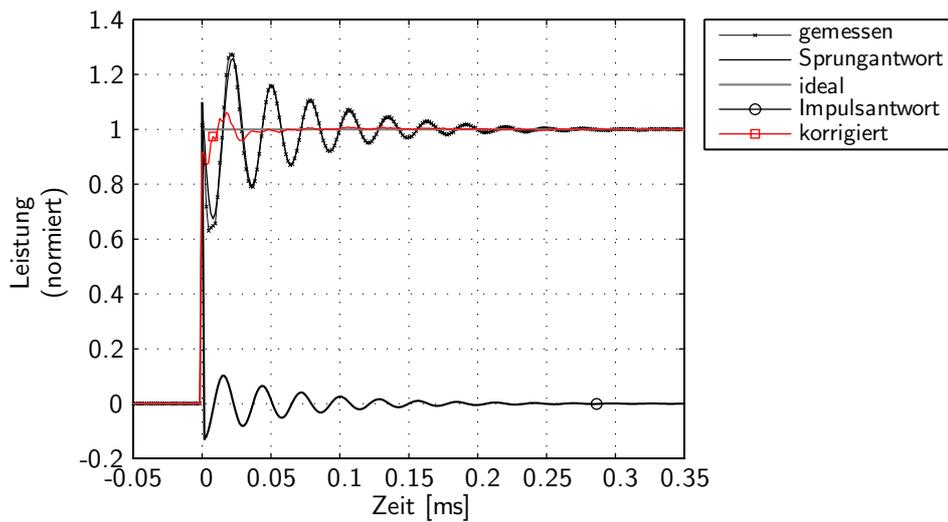


Abbildung 5.26: Darstellung des normierten Einschwingverhaltens mit angenäherter Sprungantwort $1 + 0,365e^{-2\pi 2600t} \sin(2\pi 35420t)$, die daraus berechnete Impulsantwort und das um die Impulsantwort korrigierte gemessene Signal.

5.5 Auswirkungen der Memoryeffekte auf Standards verschiedener Bandbreiten

Im Abschnitt 5.2 wurde die Identifikation von Memoryeffekten anhand eines CMOS-Verstärkers vorgestellt. Im Bild 5.8a und Bild 5.8b wurde gezeigt, dass die Memoryeffekte Amplitudenabweichungen von über 10% und Phasenabweichungen von über 10°

verursachen.

Weiterhin wurde ein Zweittonbereich festgestellt, bei dem keine Memoryeffekte auftreten. Damit ist es möglich, die ideale memoryeffektlose AM-AM- und AM-PM-Kennlinie zu berechnen. Mit diesen Kennlinien kann somit eine absolut memoryeffektlose Vorverzerrung mit Hilfe eines LUT-basierten Vorverzerrungssystems aus Abschnitt 4.6 durchgeführt werden¹⁵.

Das gemessene Ausgangssignal enthält dann nur noch die Memoryeffekte, da die Nichtlinearitäten des Verstärkers entfernt wurden. Ein LUT-basiertes Vorverzerrungssystem bietet außerdem den Vorteil, jede beliebige Nichtlinearität kompensieren zu können und nicht durch die Ordnung eines Polynoms beschränkt zu sein, siehe Abschnitt 4.5.

Mit diesem Vorgehen ist es nun möglich, die Auswirkungen der identifizierten Memoryeffekte auf Mobilfunkstandards unterschiedlicher Bandbreite zu untersuchen. Diese Untersuchung ist Voraussetzung für die Wahl eines geeigneten Vorverzerrungssystems. Wenn die Kompensation der Memoryeffekte für die Einhaltung der Spezifikation des gewünschten Mobilfunkstandards zwingend erforderlich ist, rechtfertigt es den erheblichen Mehraufwand für jene Vorverzerrungssysteme, die Memoryeffekte kompensieren können.

Der Messaufbau und das verwendete Messprogramm wurden im 4. Kapitel ausführlich beschrieben. Die Vorverzerrung wurde mit einem LUT durchgeführt, der je 5001 Einträge für die Korrektur des Inphase- und des Quadratursignals besitzt. Damit ist gewährleistet, dass keine Quantisierungseffekte das Messergebnis verfälschen. Die präzise Kennlinie wurde mit dem Verfahren in Abschnitt 4.5.2 aus den Kennlinien für verschiedene Eingangsleistungen berechnet. Die Erstellung eines Polynoms sehr hoher Ordnung (größer als 30) ermöglicht die Glättung der Kennlinie mit in diesem Fall sehr geringem Informationsverlust und dient gleichzeitig der Berechnung der inversen Kennlinie für die Berechnung der LUT-Einträge, Abschnitt 4.6.1. Ist die Erstellung des Polynoms aufgrund starker Nichtlinearitäten nicht mit gewünschter Genauigkeit möglich, sollten die LUT-Werte direkt aus der diskreten Kennlinie berechnet werden.

Mit dem Vorverzerrungssystem aus Abschnitt 4.6 wurden die Auswirkungen der Memoryeffekte auf den GSM-EDGE-, WCDMA- und WLAN-Standard untersucht. Die Bandbreiten der einzelnen Signale und die zu erfüllenden Spezifikationswerte für das Spektrum und den Vektorfehler sind in der Tabelle 5.3 zusammengefasst¹⁶.

Die identifizierten Memoryeffekte wirken sich im Wesentlichen bis zu Bandbreiten (Zweittonabständen) von 300 kHz aus. Erst ab ca. 4 MHz macht sich der hochfrequente Memoryeffekt bemerkbar, vgl. Bild 5.8. Damit wird für das schmalbandige EDGE-Signal nahezu die gesamte Bandbreite gestört. Für breitbandige Signale wie das WCDMA- oder das WLAN-Signal wird nur ein Teil der Bandbreite beeinflusst.

Die Untersuchung des WLAN-Signals mit seiner 20-MHz-Bandbreite ist von entscheidender Bedeutung. Sie gibt indirekt Aufschluss über mögliche Memoryeffekte bei hohen Modulationsfrequenzen, die mit der vorgestellten Messmethode (Memorykurven, siehe

¹⁵Die memoryeffektlose Kennlinie ist nicht gleich der Mittelwertkennlinie, die man für die Signale der einzelnen Standards berechnen könnte.

¹⁶In der Tabelle 5.3 sind die wichtigsten und die am schwersten zu erfüllenden Werte aufgeführt. In den Spezifikationen werden jedoch weitere Werte definiert, die ein Signal erfüllen muss, vgl. (3GPP 45.005; 3GPP 25.101; WLAN, 2007).

5.5 Auswirkungen der Memoryeffekte auf Standards verschiedener Bandbreiten

	EDGE	WCDMA (Voice)	WLAN (64 QAM)
Bandbreiten (Kanal)	200 kHz	5 MHz	20 MHz
Spektrum <i>ACLR</i>	-	@±5 MHz: 33 dB @±10 MHz: 43 dB	-
<i>Modulations- spektrum</i>	@±400 kHz: -54 dB @±600 kHz: -60 dB	-	Maske
EVM <i>peak</i>	30 %	17,5 %	-
<i>rms</i>	9 %	-	5,62 % (-25 dB)

Tabelle 5.3: Signalbandbreiten der untersuchten Standards sowie die Anforderungen an das Spektrum und den Vektorfehler (3GPP 45.005) (3GPP 25.101) (WLAN, 2007)

Abschnitt 5.2.1) identifiziert, aber aufgrund der Bandbegrenzung des Messgerätes nicht eindeutig quantifiziert werden konnten. Würde in diesem Bereich ein dominanter Memoryeffekt existieren, dessen Intensität größer ist als die der Memoryeffekte bei 34 kHz und 170 kHz, würden schlechtere Ergebnisse bei der Linearisierung zu erwarten sein als bei der EDGE- oder WCDMA-Messung.

Die Kennlinie wurde mit einer Eingangsspitzenleistung von 3 dBm aufgenommen. Das entspricht einer maximalen Spitzenausgangsleistung von 27,9 dBm, die der maximalen erreichbaren Ausgangsleistung entspricht, definiert durch den Punkt der maximalen PAE, siehe Bild 4.3 in Abschnitt 4.2. In diesem Punkt ist die Verstärkung bereits um ca. 6 dB abgefallen und die Ausgangsleistung nimmt nur noch um 0,1 dB zu, wenn die Eingangsleistung um 1 dB erhöht wird.

Die maximal erreichbare lineare Ausgangsleistung für die verwendeten Signale kann mit Hilfe des Crest-Faktors (oder auch als Peak-Envelope-Power-Ratio kurz PAPR bezeichnet) in Tabelle 5.4 ermittelt werden. Der Crest-Faktor gibt dabei das Verhältnis zwischen maximaler Leistung der Einhüllenden zur Durchschnittsleistung an. Somit ist auch die maximale lineare Durchschnittsleistung $\max P_{out,lin}$ berechenbar mit Hilfe der gegebenen Crest-Faktoren¹⁷ und der maximalen Ausgangsleistung, die auch der maximalen Spitzenausgangsleistung nach der Linearisierung (PEP_{out}) entspricht. Die errechneten Werte sind ebenfalls in Tabelle 5.4 zu finden.

Die Eingangsspitzenleistung kann in diesem Vorverzerrungssystem größer gewählt werden, als für die maximale lineare Ausgangsleistung benötigt wird. Die Korrekturwerte der LUT begrenzen die Amplitude des Eingangssignals. Als Ausgangssignal erhält man folglich ein amplitudenbegrenztes Signal. Im 4. Kapitel sind die dynamischen Kennlinien des EDGE-, WCDMA- und des WLAN-Signals aufgezeigt, siehe Bild 4.27 und Bild 4.28. In allen Messergebnissen in Bild 5.27 wurde jeweils die maximale Ausgangsleistung für den linearen Betrieb mit einer vertikalen Linie markiert.

¹⁷Crest-Faktor = Spitzenleistung (PEP) / mittlere Leistung (P bzw. P_{rms}).

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

	EDGE	WCDMA (Voice)	WLAN (64 QAM)
Crest-Faktor (PAPR)	3,0 dB	3,2 dB	12,4 dB
max PEP_{out}	27,9 dBm	27,9 dBm	27,9 dBm
max $P_{out,lin}$ (theoretisch)	24,9 dBm	24,7 dBm	15,5 dBm

Tabelle 5.4: Crest-Faktoren der Testsignale für die untersuchten Standards und die errechneten maximalen linearen Ausgangsleistungen

	EVM rms	EVM peak	ACPR/MS	gesamt
EDGE	8,6 dB	11,3 dB	5,5 dB	9,3 dB
WCDMA	-	0,2 dB	8,8 dB	8,4 dB
WLAN	10,8 dB	-	11,0 dB	10,8 dB

Tabelle 5.5: Erreichte Verbesserung der linearen Ausgangsleistung des EDGE-, WCDMA- und des WLAN-Standards

Alle Messergebnisse sowohl für den Vektorfehler als auch für das Spektrum zeigen, dass trotz der Memoryeffekte die Spezifikationen sogar mit Marge bis zur maximalen linearen Ausgangsleistung eingehalten werden. Die Verbesserung der linearen Ausgangsleistung, die angibt, um welchen Faktor die Ausgangsleistung erhöht werden kann, damit die Spezifikation gerade noch erfüllt wird, ist in Tabelle 5.5 für die einzelnen Signalarten zusammengefasst. Die Ergebnisse wurden aus den Teilbildern von Bild 5.27 bestimmt.

In Bild 5.28 sind zusammenfassend die Effizienzsteigerungen abgebildet, die sich mit einem speicherlosen Vorverzerrungssystem für die drei Standards ergeben würden, wenn die lineare Ausgangsleistungsverbesserung aus Tabelle 5.5 herangezogen wird.

Die Auswirkungen der Memoryeffekte auf die einzelnen Standards werden mit Hilfe der Vorverzerrungsergebnisse im Bild 5.27 untersucht. Betrachtet wird dabei der lineare Bereich, bis zur maximalen linearen Ausgangsleistung (Bereich bis zur vertikalen Linie im Bild 5.27). Da in diesem Bereich die Nichtlinearitäten vollständig kompensiert wurden, sind die Performanceverluste auf die noch vorhandenen Memoryeffekte zurückzuführen.

In den EVM-Bildern (Bild 5.27a, Bild 5.27c und Bild 5.27e) ist nur ein sehr geringer Anstieg zu erkennen. Beim Vergleich der drei Standards sind die absoluten und relativen Auswirkungen auf das EDGE-Signal am größten: mit 3 % beim Rms-Wert und 8 % beim Peak-Wert. Bezogen auf die Spezifikationsgrenze wird die EVM des WCDMA-Signals am wenigsten durch die Memoryeffekte beeinflusst.

Eine Bewertung des Spektrums ist beim WLAN-Signal nur eingeschränkt möglich, da nur kurz vor der maximalen linearen Ausgangsleistung eine minimale Verschlechterung des Spektrums aufgrund von Memoryeffekten feststellbar ist. Aufgrund des hohen Grundrauschens (bei -40 dBc im Bild 5.27f) wegen der hohen Bandbreite sind hier mögliche Auswirkungen unterhalb von -40 dBc nicht zu erkennen.

Für das EDGE- und das WCDMA-Signal ist eine Bewertung möglich, da hier ab einer Ausgangsleistung von 18 dBm bzw. 12 dBm die gemessene Spezifikationsgröße höher als

5.5 Auswirkungen der Memoryeffekte auf Standards verschiedener Bandbreiten

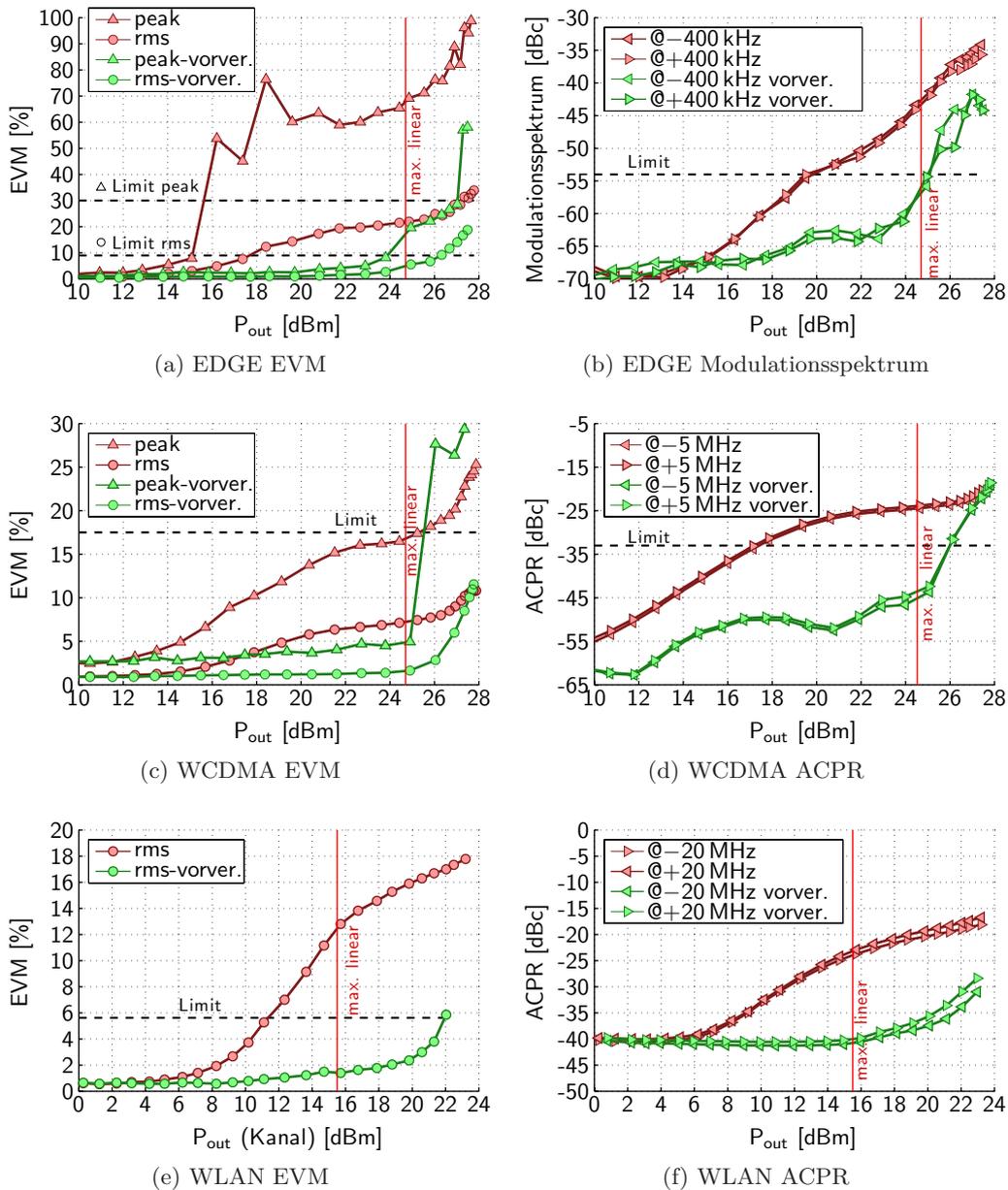


Abbildung 5.27: Messergebnisse mit und ohne memoryeffektfreier Vorverzerrung für drei Standards verschiedener Bandbreiten

das Grundrauschen ist, siehe Bild 5.27b und Bild 5.27d. Jedoch verläuft hier der Anstieg (Verschlechterung der Performance) der vorverzerrten Grafen nicht stetig mit steigender Ausgangsleistung, wie es bei den EVM-Ergebnissen der Fall ist. Vielmehr gibt es in beiden Bildern einen Bereich, wo sogar eine Verbesserung mit steigender Ausgangsleistung

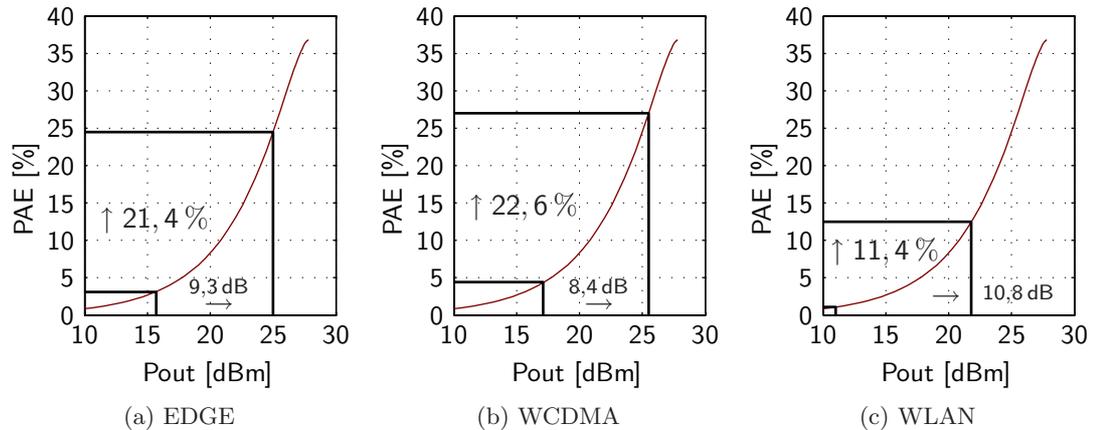


Abbildung 5.28: Effizienzverbesserung des CMOS-Verstärkers erzielt durch die speicherlose Vorverzerrung (markiert mit \uparrow)

zu beobachten ist. Dieser Effekt könnte auf optimale Bereiche (*engl.: Sweet-Spot*) zurückgeführt werden, wo sich die Intermodulationen verschiedener Ordnungen gegenseitig auslöschen. Diesen Effekt hat man bereits bei der Charakterisierung der Memoryeffekte im Abschnitt 5.2.4 beobachten können, wie es z.B. im Bild 5.18a bei einer PEP von -10 dBm zu sehen ist.

Abschließend ist festzustellen, dass die noch vorhandenen Memoryeffekte nur geringfügig die Linearitätsperformance beeinträchtigen und damit ausreichend Marge bis zur Spezifikationsgrenze vorhanden ist. Die Auswirkungen der Memoryeffekte sind im Wesentlichen beim Spektrum zu sehen, wohingegen sie beim Vektorfehler vernachlässigbar sind. Mit Blick auf ein mögliches Vorverzerrungssystem für diesen CMOS-Verstärker sind diese Ergebnisse entscheidend. Hier würde eine memoryeffektlose Vorverzerrung für die Linearisierung des Verstärkers ausreichen, da im linearen Betrieb (ohne Amplitudenbegrenzung) für alle Standards noch ausreichend Marge bis zur Spezifikationsgrenze festzustellen ist. Darüber hinaus könnte ein WLAN-Vorverzerrungssystem weit im amplitudenbegrenzten Bereich arbeiten. Somit wäre eine wesentlich höhere Ausgangsleistung und die damit verbundene höhere Effizienz möglich (gegenüber einem Vorverzerrungssystem, das nur bis zur maximalen linearen Ausgangsleistung arbeitet).

5.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine neue Messmethode vorgestellt, die Memoryeffekte in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz identifiziert und quantifiziert. Mit der vorgestellten Methode werden die Auswirkungen der Memoryeffekte getrennt nach Amplitude und Phase mit hoher Genauigkeit dargestellt und ausgewertet. Dazu werden Memorykurven berechnet, die als ein Maß für Memoryeffekte dienen. Im Vergleich mit anderen Messverfahren sind der Messaufbau einfacher, die Messzeit kürzer, die Genauigkeit höher

und die Ergebnisse leichter zu interpretieren.

Das Verfahren erlaubt auch eine Identifikation memoryeffektfreier Kennlinien. Mit Hilfe der memoryeffektfreien Kennlinien wurden aus den gemessenen Ausgangssignalen die zeitabhängigen Verstärkungs- und Phasenschwankungen extrahiert, die den Memoryeffekt darstellen. Damit ist es möglich, den zugrundeliegenden Prozess einem Tiefpassverhalten oder einem Band- bzw. Resonanzverhalten zuzuordnen und ein Überschwingverhalten der Prozesse eindeutig zu bestimmen.

Bei dem untersuchten CMOS-Verstärker konnten vier Memoryeffekte sicher nachgewiesen werden:

- ein Tiefpasseffekt bei 2,42 Hz
- ein amplitudendominierender Effekt bei 34 kHz (Resonanzeffekt)
- ein phasendominierender Effekt bei 170 kHz (Resonanzeffekt)
- ein Hochfrequenzeffekt ab 1 MHz (aufgrund des Frequenzverhaltens).

Die beiden Effekte bei 34 kHz und 170 kHz zeigen ab einer bestimmten Eingangsspitzenleistung zudem ein Einschwingverhalten. Der Hochfrequenzeffekt konnte als einziger Effekt mit einer Schaltungssimulation nachgewiesen werden.

Die Vorverzerrung mit der Inversen der extrahierten memoryeffektfreien Kennlinie erlaubte es, die Auswirkungen der Memoryeffekte auf Mobilfunkstandards verschiedener Bandbreiten zu untersuchen. In allen Fällen führten die noch vorhandenen Memoryeffekte, die über 10 % der Amplitude und 10° der Phase stören, zum Einhalten der Spezifikation, sogar mit Marge. Weiterhin lieferte die Vorverzerrung beim WLAN-Signal die besten Ergebnisse, gefolgt von WCDMA- und EDGE-Signal. Damit wirken sich die identifizierten Memoryeffekte stärker auf schmalbandige als auf breitbandige Signale aus. Die Begründung dafür liegt in der Dominanz niederfrequenter Memoryeffekte, dessen relative Auswirkungen bei hoher Bandbreite abnehmen.

Der umfassende Vergleich der Memorykurven mit der Messung von Intermodulationsstößen zeigte, dass bei einer Zweittonmessung die Einordnung der Memoryeffekte in Amplituden- und Phaseneffekt möglich ist. Es konnte gezeigt werden, dass der Unterschied der Leistung beider Töne mit der Stärke der Phasenschwankung und der Unterschied der Leistung der Seitentöne mit der Stärke der Amplitudenschwankung korreliert. Diese Messmethode der Töne ist schnell und kommt ohne eine Messung von Phasen aus. Sie ist für die Vorabuntersuchung von Memoryeffekten gut geeignet. Die genaue Untersuchung erfolgt mit Hilfe der Memorykurven.

5 Memoryeffekte in Leistungsverstärkern

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

Die Nichtlinearität von Leistungsverstärkern hängt stark von den Betriebsbedingungen ab. Kapitel 2 war der Erläuterung der theoretischen Grundlagen des nichtlinearen Verhaltens gewidmet. Hierbei wurden die Auswirkungen der Arbeitspunkteinstellung sowie der Last- und Quellimpedanz behandelt und einfache Modelle für die Argumentation herangezogen. Darüber hinaus gibt es starke Abhängigkeiten von der Temperatur, der Frequenz und Versorgungsspannung. Prozessschwankungen fallen in dieser Arbeit ebenfalls in die Kategorie der Betriebsbedingungen.

Zentrales Thema dieser Arbeit ist es, Abhängigkeiten zwischen der Nichtlinearität und den Betriebsbedingungen zu finden, die neue Vorverzerrungstechniken ermöglichen, ohne das Ausgangssignal zurückzukoppeln. Der Verzicht auf eine Adaption mittels Signallrückkopplungen würde einfache, energiesparende und vor allem leicht umsetzbare Vorverzerrungssysteme ermöglichen. Das Ziel ist es somit, mit der Information über die aktuelle Betriebsbedingung, die mit Hilfe von Sensoren bestimmt wird oder im Falle der Frequenz oder Leistung bereits vorliegt, die Vorverzerrung geeignet anzupassen. Folglich fallen solche Systeme in die Kategorie der „sensorbasierten adaptiven Vorverzerrungssysteme“.

Eine Simulation dieser Abhängigkeiten wird vom Umfang und der Genauigkeit der zugrundeliegenden Modelle für den Transistor und dessen Beschaltung (auf dem Chip und außerhalb des Chips) bestimmt. Vor allem die Modellierung des Temperaturverhaltens der Schaltung und des Aufbaus sowie die Modellierung der Quell- und Lastanpassung gestalten sich äußerst schwierig. Eine mit der Messung gut übereinstimmende Genauigkeit erfordert viele Iterationen im Entwurfsprozess.

Um Fehlaussagen durch ungenaue Modellierung auszuschließen, wurden in dieser Arbeit die Abhängigkeiten gemessen. Aufgrund der automatisierten Messung und Fehlerbehandlung sowie der genauen Kalibrierung (vgl. Abschnitt 4.2) können Messfehler weitestgehend ausgeschossen werden.

Die Memoryeffekte des in dieser Arbeit untersuchten CMOS-Leistungsverstärkers wurden im vorangegangenen Kapitel gemessen und ausgewertet. Es konnte gezeigt werden, dass ein Zweitonsignal mit einem Zweitonabstand von 625 kHz geeignet ist, statische Nichtlinearitäten zu bestimmen aufgrund der Abwesenheit von Memoryeffekten. Dieses Zweitonsignal wird in diesem Kapitel benutzt, um die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien in Abhängigkeit von den Betriebsbedingungen zu bestimmen. Gegebenenfalls wurden die Untersuchungen um die Messung der Memoryeffekte ergänzt und mit Simulationen verglichen.

Aus den gemessenen Abhängigkeiten konnten Skalierungseffekte nachgewiesen werden, deren Kompensation leicht in Vorverzerrungssystemen umgesetzt werden kann. Diese neue Vorverzerrungsmethode wird separat im Kapitel 7 behandelt.

Beginnend mit der Temperaturabhängigkeit, bei der die Skalierungseffekte im vollem

Umfang gültig sind, wurden die Abhängigkeiten vom Tastverhältnis, der Last, der Frequenz, der Arbeitspunkteinstellung, der Versorgungsspannung und der Prozessvariation in Hinblick auf eine mögliche Skalierung untersucht. Was unter Skalierung bzw. Skalierungseffekten zu verstehen ist, wird detailliert in diesem Kapitel erläutert. Weiterhin wurden die gemessenen Kennlinien mit den Informationen des Stromes und der damit berechneten Effizienz ergänzt. Eine Bewertung der Linearität bei jeder gemessenen Betriebsbedingung wird somit möglich, da ein Optimum zwischen Linearität, Ausgangsleistung und Effizienz angestrebt wird.

Diese Arbeit präsentiert erstmalig eine komplette Untersuchung der Kennlinien in Hinblick auf Betriebsbedingungsschwankungen. Bei den Messungen entstanden Daten im Umfang von über 20 GB. Die Auswertung wurde mit Hilfe von MATLAB[®]-Skripten automatisiert. Damit konnten die Datenmengen geeignet und in kurzer Zeit verarbeitet werden. Die in den folgenden Abschnitten präsentierte Darstellung der Messdaten wurde in Hinblick auf die Linearitätseigenschaft der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien optimiert, um mögliche Abhängigkeiten der Kennlinien von den Betriebsbedingungen zu erkennen. In der Literatur ist bislang keine vergleichbare Auswertung der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien zu finden.

6.1 Temperaturabhängigkeit

Leistungsverstärker müssen die Spezifikation für die Temperatur einhalten. Hierbei gibt es unterschiedliche Wertebereiche. Für allgemeine Anwendungen sollte ein Betrieb in einem Temperaturbereich von -30 °C bis 85 °C sichergestellt sein¹. Für militärische Anforderungen gelten strengere Bedingungen. Hier ist der Temperaturbereich von -55 °C bis 125 °C (Altera Corporation, 2009) wesentlich größer definiert. Die Temperatureigenschaften des Leistungsverstärkers werden durch die intrinsischen Temperaturabhängigkeiten des Leistungstransistors und durch die äußere Umgebung (vor allem die unmittelbare, z.B. Chip, Platine, Gehäuse) bestimmt. Für eine Simulation müssten nicht nur für alle beteiligten Komponenten Temperaturmodelle erstellt, sondern auch die Korrelation zwischen den Komponenten berücksichtigt werden. Aus diesem Grund ist es für die Bestimmung des Temperaturverhaltens zwingend notwendig, nicht nur Simulationen durchzuführen, sondern mittels Messungen das statische und dynamische Temperaturverhalten zu bestimmen. Besonders das dynamische Temperaturverhalten kann schnell und genau mit Messungen bestimmt werden, weil es der realen Betriebsituation entspricht und keine aufwendige Modellierung erfordert².

Im Folgenden wird zuerst die Temperaturabhängigkeit eines CMOS-Transistors beschrieben. Danach wird die Messung der AM-AM- und AM-PM-Charakteristiken vorgestellt, mit Simulationsergebnissen verglichen und abschließend auf die Ursachen für das ermittelte Verhalten eingegangen.

¹(RFMD, 1999) - übliche Betriebsbedingung.

²Auf der anderen Seite ist es schwierig, Temperatureffekte bei einer Messung auszuschließen.

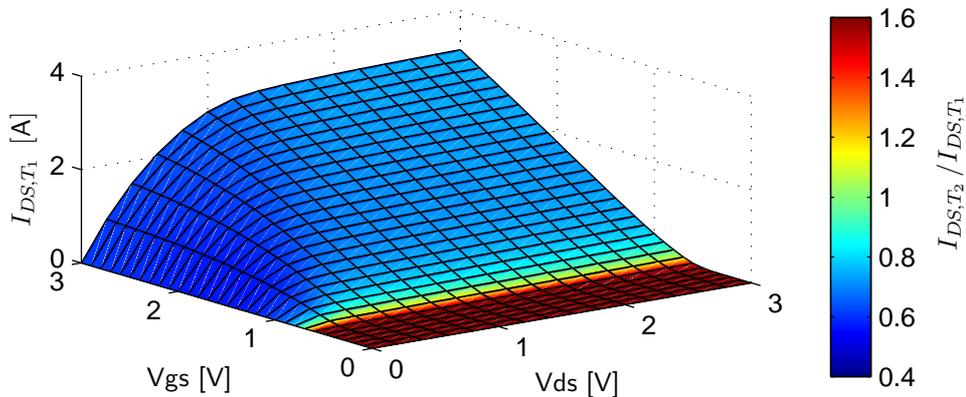


Abbildung 6.1: Kennlinienfeld des Transistors der Verstärkerendstufe. Zur Verdeutlichung des Temperaturverhaltens ist das Kennlinienfeld mit dem Temperaturfaktor bei einem Temperatursprung von $T_1 = -30\text{ °C}$ auf $T_2 = 130\text{ °C}$ eingefärbt.

6.1.1 Temperaturabhängigkeit eines CMOS-Transistors

Die Eigenschaft eines MOS-Transistors ist stark abhängig von der Temperatur³. Das elektrische Verhalten des MOS-Transistors kann über die Gleichungen für den Drain-Strom in den drei Arbeitsbereichen (Sättigungs-, Trioden- und Unterschwellenbereich) beschrieben werden. Dabei kann der Temperaturfaktor des Drain-Stromes größer, kleiner oder gleich Eins sein in Abhängigkeit von der Ansteuerung des Transistors, siehe Bild 6.1. Im Sättigungs- und Triodenbereich ist der Temperaturfaktor überwiegend kleiner als Eins und der Strom nimmt mit zunehmender Temperatur ab.

Das Temperaturverhalten wird hauptsächlich durch folgende drei temperaturabhängige Parameter bestimmt:

- die Beweglichkeit μ_{eff}
- die Einsatzspannung U_T
- die Sättigungsfeldstärke E_{sat}

Die Stromgleichung im linearen Bereich ist durch Modifikation der Gate-Länge L zu L_{eff} und der Drain-Source-Spannung V_{DS} zu V_{DSx} auch für den Sättigungsbereich gültig⁴:

$$I_{DS} = \mu_{eff} c_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \frac{1}{1 + \frac{U_{DSx}}{L_{eff} E_{sat}}} \left(U_{GS} - U_T - \frac{1}{2} \alpha U_{DSx} \right) U_{DSx} \quad (6.1)$$

W : Weite

U_{GS} : Gate-Source-Spannung

c_{ox} : flächenspezifische Oxidkapazität

α : Body-Faktor-Term

³(Arora, 1993) S. 313-318.

⁴(Arora, 1993) S. 303.

Ausgehend von dieser Gleichung werden im Folgenden die Auswirkungen der temperaturabhängigen Größen μ_{eff} , U_T und E_{sat} anhand eines Temperatursprunges näher erläutert.

Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeit

Die Beweglichkeit μ_{eff} der Ladungsträger sinkt mit steigender Temperatur aufgrund von Streueffekten. In einem Temperaturbereich von 200 bis 400 K gilt mit guter Näherung (Tenbroek, 1996) folgende Gleichung:

$$\mu_{eff} = \mu_{eff,0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-k} \quad (6.2)$$

Bei dem verwendeten n-Kanal CMOS-Transistor (Dickoxid, $W = 4 \text{ mm}$, $L = 0,4 \mu\text{m}$) ist die Bezugstemperatur $T_0 = 25^\circ\text{C}$ und $k = 1,8$. Damit ergibt sich für einen Temperatursprung von T_1 nach T_2 folgender Temperaturfaktor $tk_{\mu_{eff}}$, wenn nur die Temperaturabhängigkeit von der Beweglichkeit berücksichtigt wird:

$$tk_{\mu_{eff}} = \frac{I_{DS,T_2}}{I_{DS,T_1}} = \frac{\mu_{eff,T_2}}{\mu_{eff,T_1}} = \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{-k} \quad (6.3)$$

Temperaturabhängigkeit der Einsatzspannung

Die Eigenschaft, dass für kleine Gate-Source-Spannungen im Bereich der Einsatzspannung der Drain-Strom mit steigender Temperatur zunimmt, ist auf den dominierenden Effekt der Temperaturabhängigkeit der Einsatzspannung zurückzuführen:

$$U_T = U_{T,0} - \chi(T - T_0) \quad (6.4)$$

Die Einsatzspannung nimmt linear mit steigender Temperatur ab. Dabei wird χ längenabhängig modelliert (Berkeley, 2009). Bei dem verwendeten Transistor ist $\chi = 1,1 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$. Für den Einfluss der temperaturabhängigen Einsatzspannung auf den Drain-Strom ist U_{GS} von entscheidender Bedeutung. Für den Temperaturfaktor der durch die Einsatzspannung hervorgerufen wird gilt:

$$tk_{U_T} = \frac{I_{DS,T_2}}{I_{DS,T_1}} = \frac{(U_{GS} - U_{T,0} - \chi(T_2 - T_0) - \frac{1}{2}\alpha U_{DSx,T_2}) U_{DSx,T_2}}{(U_{GS} - U_{T,0} - \chi(T_1 - T_0) - \frac{1}{2}\alpha U_{DSx,T_1}) U_{DSx,T_1}} \quad (6.5)$$

Da der Transistor hauptsächlich im Sättigungsbereich betrieben wird, vereinfacht sich diese Gleichung zu (mit $U_{DSx} \approx U_{GS} - U_T$):

$$tk_{U_T,SAT} \approx \left(\frac{U_{GS} - U_{T,0} - \chi(T_2 - T_0)}{U_{GS} - U_{T,0} - \chi(T_1 - T_0)} \right)^2 \quad (6.6)$$

Aus dieser Gleichung geht hervor, dass für Werte von U_{GS} in der Größenordnung von $U_{T,0}$ die Temperatureigenschaft von U_T dominiert.

Temperaturabhängigkeit der Sättigungsfeldstärke

Die Temperaturabhängigkeit der Sättigungsfeldstärke E_{sat} ⁵ wird über die Formel $E_{sat} = v_{sat}/\mu_{eff}$ hauptsächlich über die Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeit sowie der Sättigungsgeschwindigkeit bestimmt.

Die Temperaturabhängigkeit der Sättigungsgeschwindigkeit lässt sich gut mit einer linearen Gleichung beschreiben. Es gilt näherungsweise (Arora, 1993):

$$v_{sat} = v_{sat,0} - \beta_v(T - T_0) \quad (6.7)$$

wobei für den simulierten Transistor $\beta_v = 1,34 \cdot 10^2 \frac{m}{sK}$ gilt, bei einer Sättigungsgeschwindigkeit von $2,04 \cdot 10^5 \frac{m}{s}$. Für den Temperaturfaktor ergibt sich dann aus Gleichung (6.1):

$$tk_{E_{sat}} = \frac{I_{DS,T_2}}{I_{DS,T_1}} = \frac{1 + \frac{U_{DSx}\mu_{eff}}{L_{eff}} \frac{1}{v_{sat,0} - \beta_v(T_1 - T_0)}}{1 + \frac{U_{DSx}\mu_{eff}}{L_{eff}} \frac{1}{v_{sat,0} - \beta_v(T_2 - T_0)}} \quad (6.8)$$

Für eine Abschätzung kann Gleichung (6.2) mit $\mu_{eff} \approx \mu_0$ herangezogen werden, wobei beim verwendeten Transistor $\mu_{0,0} = 493 \frac{cm^2}{Vs}$ ist.

Temperaturabhängigkeit des Kennlinienfeldes

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die wichtigsten temperaturabhängigen Größen beschrieben. In dem für die Simulation des Verstärkers verwendetem Transistormodell (BSIM4⁶) gibt es eine Vielzahl mehr an temperaturabhängigen Größen. Aufgrund der hohen Komplexität des Transistormodells ist der Einfluss der drei beschriebenen Parameter auf das Gesamtverhalten nicht klar ersichtlich. Folglich werden die drei behandelten Einflussgrößen in Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannung U_{GS} und der Drain-Source-Spannung U_{DS} den Simulationsergebnissen des gesamten Transistormodells gegenübergestellt, siehe Bild 6.2. Der Temperaturfaktor der Sättigungsfeldstärke wurde mit $U_{DSx} = U_{GS} - U_t$ für Gleichung 6.1 berechnet.

Im Bild 6.2 ist zu erkennen, dass die Multiplikation dieser drei mit einfachen Gleichungen berechneten Faktoren das Temperaturverhalten ausreichend gut beschreibt. Die größere Abweichung bei $U_{GS} < U_T$ ist auf die Temperaturabhängigkeit der intrinsischen Ladungsträgerdichte n_i zurückzuführen. Damit sind die drei vorgestellten Gleichungen für eine grobe Modellierung des Temperaturverhaltens ausreichend und folglich liegt die Ursache für das Temperaturverhalten eines Verstärkers in diesen drei Abhängigkeiten.

6.1.2 Messung und Simulation der temperaturabhängigen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien

Die statische Temperaturabhängigkeit kann mit Hilfe einer Schaltungssimulation bestimmt werden. In den gängigen Schaltungssimulatoren wie z.B. in ADS von Agilent

⁵In der Literatur auch als kritische Feldstärke E_C bezeichnet.

⁶(Berkeley, 2009)

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

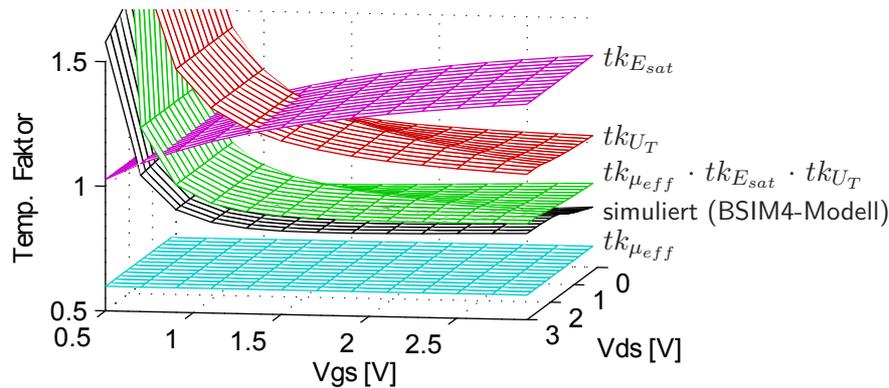


Abbildung 6.2: Abhängigkeiten des Transistors: Vergleich der Temperaturabhängigkeiten des Endstufentransistors mit den berechneten Einzelabhängigkeiten bei einem Temperatursprung von 30 °C auf 130 °C.

Technologie oder in cadence[®] lässt sich für die Simulation jedoch nur eine feste Temperatur einstellen. Diese ist für die Dauer der gesamten Simulation gültig. Eine dynamische Temperatursimulation zeitgleich mit einer Schaltungssimulation ist aufgrund der Komplexität derzeit noch nicht verfügbar⁷. Eine genaue und zuverlässige Aussage über das Temperaturverhalten des Verstärkers kann somit nur mit Hilfe einer Messung ermittelt werden. Aus diesem Grund werden zunächst die Messergebnisse präsentiert und interpretiert. Die Simulationsergebnisse werden diesen Betrachtungen nachgestellt und dienen nur zum Vergleich mit den Messergebnissen.

Die unterschiedlichen Kurvenverläufe der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien zeigen eine Systematik von weitreichender Bedeutung. Diese Systematik wird in den folgenden Abschnitten detailliert beschrieben. Auf dieser Grundlage konnte eine neue und einfache Vorverzerrungsmethode entwickelt werden, die im Kapitel 7 behandelt wird.

Messung der temperaturabhängigen Kennlinien

Die Umgebungstemperatur kann mit einer Temperatur-Testkammer hinreichend genau gesetzt werden. Bei der in der Arbeit verwendeten Vötsch VT4002 beträgt die Genauigkeit $\pm 1 \text{ °C}$ ⁸. Dieses Gerät funktioniert wie ein Ofen und eine Kältekammer zugleich. Die gesetzte Temperatur wird mit Heiz- und Kühlphasen erreicht. Das hat zur Folge, dass die gewünschte Temperatur (im gegebenen Toleranzbereich) erst nach einer Einschwingzeit in der Größenordnung von einer halben Stunde erreicht wird. Bei dieser langen Einschwingzeit ist in jedem Fall sichergestellt, dass der zu untersuchende Leistungsverstärker inklusive Platine und Anschlüsse die eingestellte Temperatur besitzt. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Selbsterwärmung des Verstärkers. Damit nicht nur die relativen

⁷Es gibt eine eingeschränkte Möglichkeit, spezielle Transistormodelle zu verwenden, die einen Temperaturknoten besitzen.

⁸(Vötsch, 2009) - Prospekt mit Spezifikation der Baureihe VT.

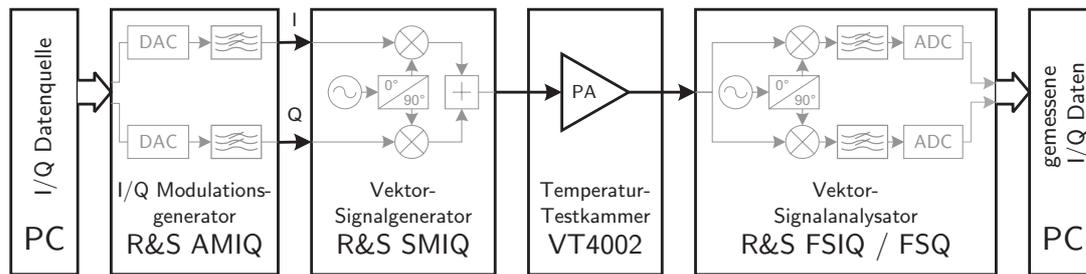


Abbildung 6.3: Messaufbau für die Charakterisierung des PA bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen

Abhängigkeiten gemessen werden, sollte die Selbsterwärmung des Verstärkers minimiert werden. Die Verstärkertemperatur sollte nicht viel größer sein als die Umgebungstemperatur. Erreicht wird dies mit Hilfe einer gepulsten Messung. Das Tastverhältnis (*engl.: duty cycle*) muss so gewählt werden, dass es eine vernachlässigbare Selbsterwärmung⁹ zur Folge hat. Die Pulsweite sollte möglichst schmal sein, jedoch nicht zu schmal, um ausreichend Messpunkte für eine genaue Auswertung sicherzustellen. Die im Folgenden präsentierten Messdaten wurden mit einem Tastverhältnis von 5% und einer Pulslänge von 500 μs aufgenommen.

Der Messaufbau ist im Bild 6.3 dargestellt. Die Temperatursteuerung wird mit dem vollautomatischen Messprogramm (siehe Abschnitt 4.2) durchgeführt. Es wurden Temperaturen im Bereich von $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ in $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ -Schritten gesetzt. Für jede Temperatur wurden I- und Q-Daten bei unterschiedlichen Eingangsleistungen aufgenommen. Der Eingangsleistungsbereich von -25 dBm bis 2 dBm in 1 dB -Schritten garantiert eine genaue Bestimmung der Kennlinien auch bei kleinen Signalamplituden. Es wurde bei dieser Messung ein Zweitonsignal mit einem Zweitonabstand von 200 kHz verwendet. Dies stellt einen guten Kompromiss zwischen den Memory-Effekten (siehe Abschnitt 5.2) und der Messgenauigkeit des Vektor-Signal-Analysators bei Verwendung eines R&S FSIQ¹⁰ mit geringer Bandbreite dar. Die bei der höchsten Eingangsleistung (Spitzenleistung 5 dBm) gemessenen AM-AM- und AM-PM-Kurven sind im Bild 6.4 gezeigt. Es handelt sich hierbei um dynamische Kennlinien, bei denen die kompletten Ausgangsamplituden- bzw. Ausgangsphasensignale über die Eingangsamplitudensignale aufgetragen werden. Damit geben diese Kennlinien auch das zeitliche bzw. dynamische Verhalten wieder.

Es ist deutlich zu erkennen, dass sich die Kurven mit Variation der Umgebungstemperatur stark unterscheiden. Die Abweichung wird umso größer, je größer die Temperaturdifferenz zur nominalen Kurve (hier z.B. $30\text{ }^{\circ}\text{C}$) ist.

Auffällig ist zunächst die unterschiedliche Kleinsignalverstärkung (Steigung der AM-AM-Kennlinie bei niedrigen Eingangsleistungen im Bild 6.4a). Daher ist es sinnvoll, die Kennlinien mit logarithmischen Achsen darzustellen. Die entsprechenden Grafiken sind

⁹siehe Bild 6.19 im Abschnitt 6.3.

¹⁰Bandbreite des FSIQ ist 8 MHz im Vergleich zum FSQ mit bis zu 50 MHz - (Rohde & Schwarz, a), (R&S FSIQ, 2006).

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

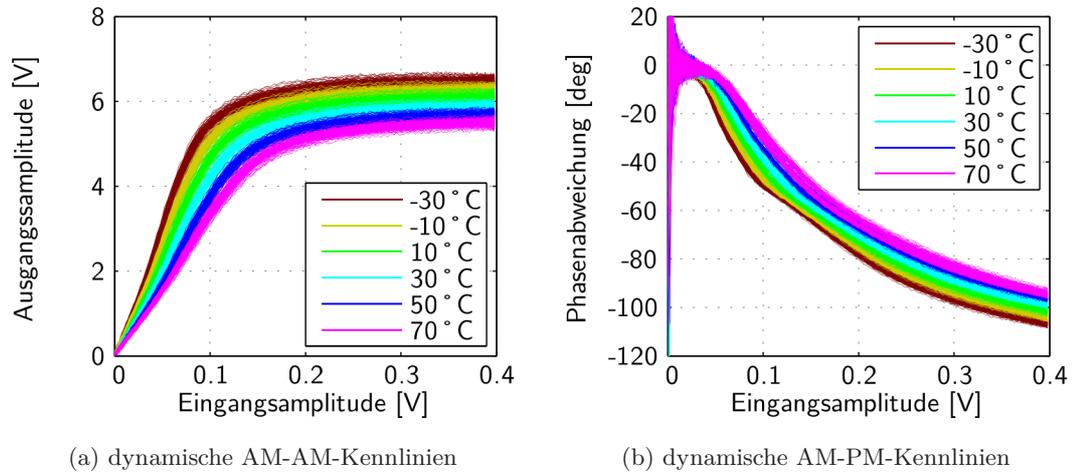


Abbildung 6.4: Gemessene AM-AM- und AM-PM-Kennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen

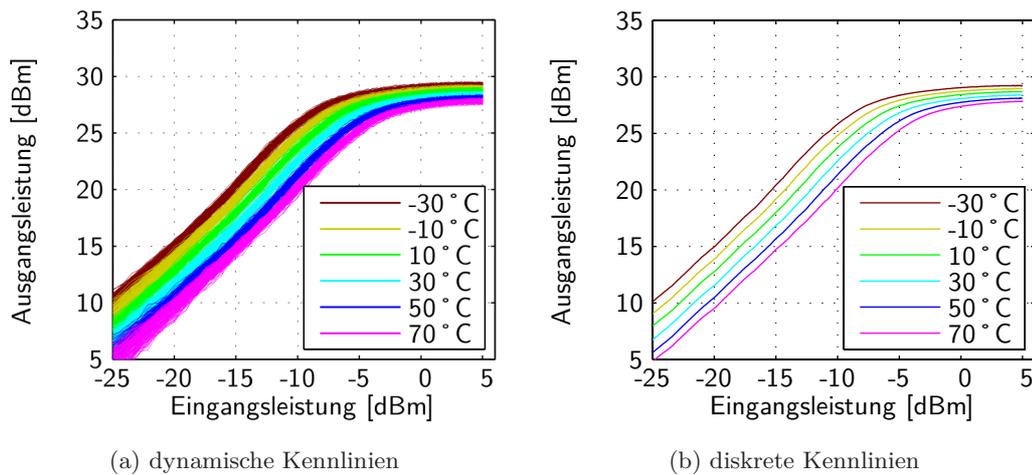


Abbildung 6.5: Gemessene AM-AM Kennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen in logarithmischer Darstellung und die daraus berechneten diskreten Kennlinien

im Bild 6.5a und Bild 6.6a dargestellt. Die Änderung der Kleinsignalverstärkung ist jetzt durch eine Verschiebung in y-Richtung sichtbar. Um den Einfluss des Rauschens zu minimieren, wurden die diskreten Kennlinien berechnet, siehe Bild 6.5b und Bild 6.6b. Der Berechnungsalgorithmus in Abschnitt 4.5.1 führt zu sehr genauen Kurven, die für eine detaillierte Analyse herangezogen werden können. Die exakte Phasenabweichung von Null bei geringer Eingangsleistung wurde unter Berücksichtigung der Kennlinien aller gemessenen Eingangsleistungen bestimmt, wie es das Verfahren im Abschnitt 4.5.2 er-

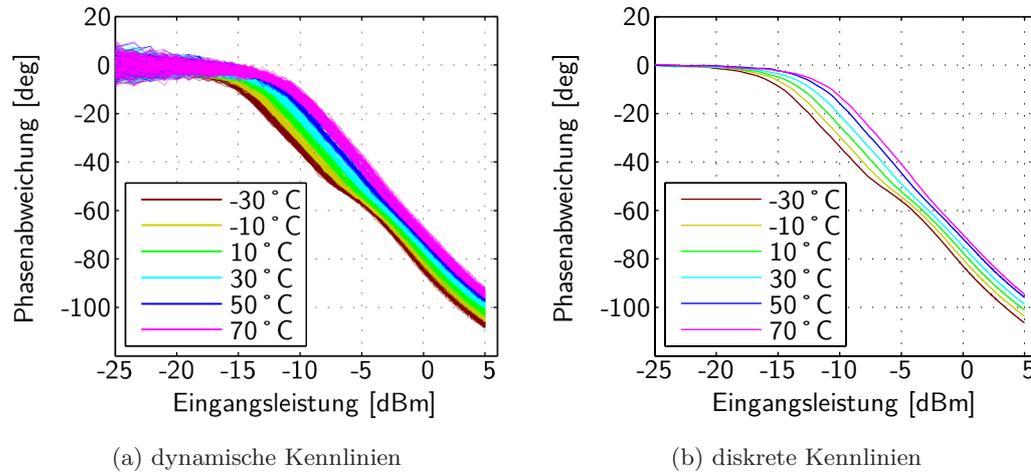


Abbildung 6.6: Gemessene AM-PM Kennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen in logarithmischer Darstellung und die daraus berechneten diskreten Kennlinien.

möglichst.

In den Bildern mit logarithmischer Darstellung der Kennlinien ist sehr auffällig, dass das Kompressionsverhalten bei allen Kurven ähnlich ist. Mit Hilfe der Skalierung der x- und y-Achse ist es möglich, alle Kennlinien auf eine einzige resultierende Kennlinie abzubilden. Dieses Skalierungsverhalten kann in eine Skalierung der Kleinsignalverstärkung und eine Skalierung der Nichtlinearität unterteilt werden, die unabhängig voneinander sind. Diese beiden Skalierungen beschreiben somit die Auswirkungen der Temperaturänderung dieses Leistungsverstärkers.

Skalierung der Kleinsignalverstärkung

Im Bild 6.7a ist die Verschiebung der Kurven für kleine Eingangsleistungen in y-Richtung zu beobachten. Dieses Verhalten korrespondiert mit der Änderung der Kleinsignalverstärkung aufgrund der Temperaturänderung. Die Skalierung der Kleinsignalverstärkung entspricht in einer Kennliniendarstellung einer Skalierung der y-Achse und damit einer Skalierung der Ausgangsleistung. Dabei wird so skaliert, dass alle Kurven bei kleiner Eingangsleistung (bei der sich die Kennlinien linear verhalten) aufeinander liegen, siehe Bild 6.7b.

Weiterhin wurde festgestellt, dass der Abstand in y-Richtung zwischen zwei benachbarten Kurven gleich ist (0,56 dB / 1,066 je 10 °C). Damit folgen die Skalierungsfaktoren in guter Näherung einem exponentiellen Gesetz. Eine mathematische Beschreibung erfolgt im Abschnitt 7.2. Auf eine Darstellung der Phasenkennlinie (AM-PM) wird verzichtet, da sich diese Form der Skalierung nicht auf die Phase auswirkt.

Skalierung der Nichtlinearität

Grafisch kann die Skalierung der Nichtlinearität sehr gut anhand der Kennlinien veranschaulicht werden. Der Effekt der Kleinsignalschwankung wurde bereits im vorangehenden Abschnitt betrachtet und wird hier für die Normierung aller Kennlinien auf eine einheitliche Kleinsignalverstärkung genutzt. Somit spiegeln die normierten AM-AM-Kennlinien (Bild 6.8a) und AM-PM-Kennlinien (Bild 6.8c) ausschließlich die Veränderungen der Nichtlinearitäten wieder.

Eine Skalierung der Nichtlinearität ist gültig, wenn sich durch gleichzeitiges Skalieren der x- und y-Achse im Falle der AM-AM-Kennlinie und Skalieren der x-Achse der AM-PM-Kennlinie alle Kennlinien auf eine einzige Gesamtkennlinie abbilden lassen, wie es im Bild 6.8b und Bild 6.8d dargestellt ist.

Wie auch bei der Skalierung der Kleinsignalverstärkung sind die Skalierungsfaktoren zwischen benachbarten Kurven gleich. Alle Kurven wurden mit $-0,44$ dB bzw. $0,951$ je 10°C skaliert. Mit dieser Skalierung erfolgt die Abbildung aller AM-AM-Kurven auf eine Gesamtkennlinie. Auch die AM-PM-Kurven zeigen in guter Näherung einen einheitlichen Verlauf, wobei bei höheren Eingangsleistungen eine zunehmende Abweichung zu beobachten ist. Im Bild 6.8b und Bild 6.8d wurden alle Kennlinien auf die -30°C -Kurve abgebildet.

Die so definierte Skalierbarkeit der Nichtlinearität ist die zentrale Voraussetzung für die Machbarkeit einer neuen und einfachen Vorverzerrungsmethode, die im Abschnitt 7.2 und Abschnitt 7.3 behandelt wird.

Bei genauerer Betrachtung der AM-PM-Kennlinien in Bild 6.8d kann eine minimale Abweichung bei kleinen Eingangsleistungen festgestellt werden. Benutzt man einen Skalierungsfaktor von $0,956$ je 10°C , zeigen alle Phasen- und Amplitudenkennlinien identische Verläufe bis ca. zur 1-dB-Sättigungsgrenze, siehe Bild 6.9b. Danach laufen sowohl

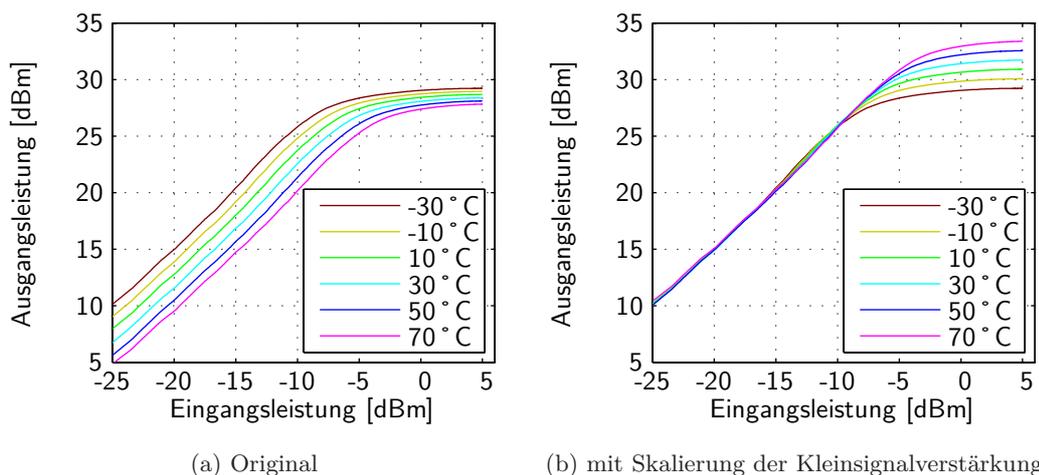
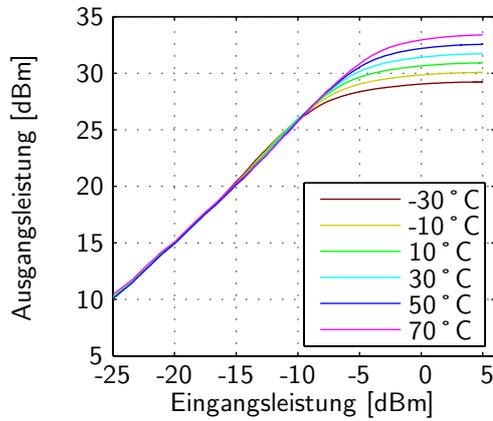
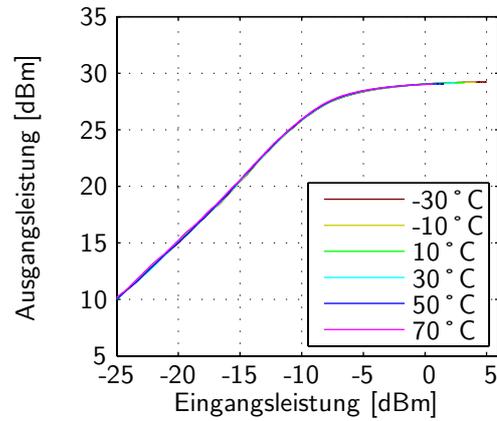


Abbildung 6.7: Skalierung der Kleinsignalverstärkung.

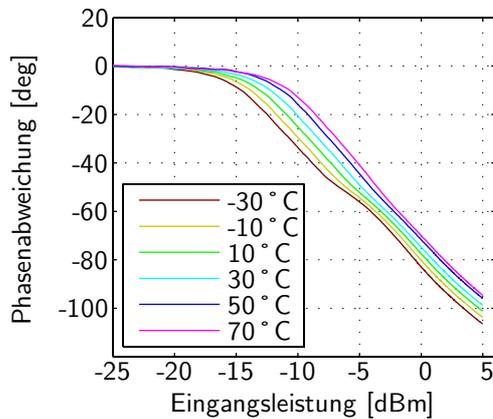
6.1 Temperaturabhängigkeit



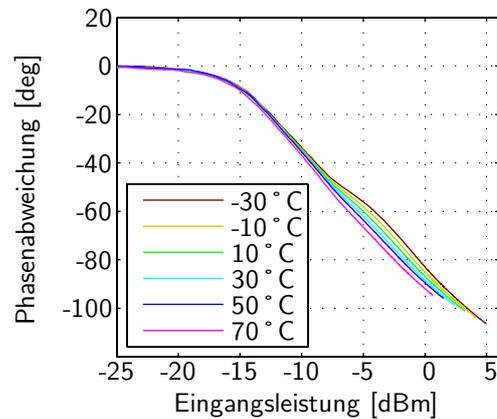
(a) mit Skalierung der Kleinsignalverstärkung



(b) mit Skalierung der Kleinsignalverstärkung und der Nichtlinearität



(c) Original



(d) mit Skalierung der Nichtlinearität

Abbildung 6.8: Skalierung der Nichtlinearität

die AM-AM- als auch die AM-PM-Kennlinien etwas auseinander.

Die hier genannten Werte für die Skalierungsfaktoren beziehen sich auf den gemessenen CMOS-Leistungsverstärker. Andere Verstärker und andere Platinenaufbauten können zu anderen Skalierungsfaktoren führen. Zudem ist zu prüfen, ob bei anderen mehrstufigen Verstärkern eine Abbildung auf eine Gesamtkennlinie möglich ist. Das Temperaturverhalten einzelner Stufen könnte im Zusammenspiel aller Stufen die gewünschte Abbildung verhindern.

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

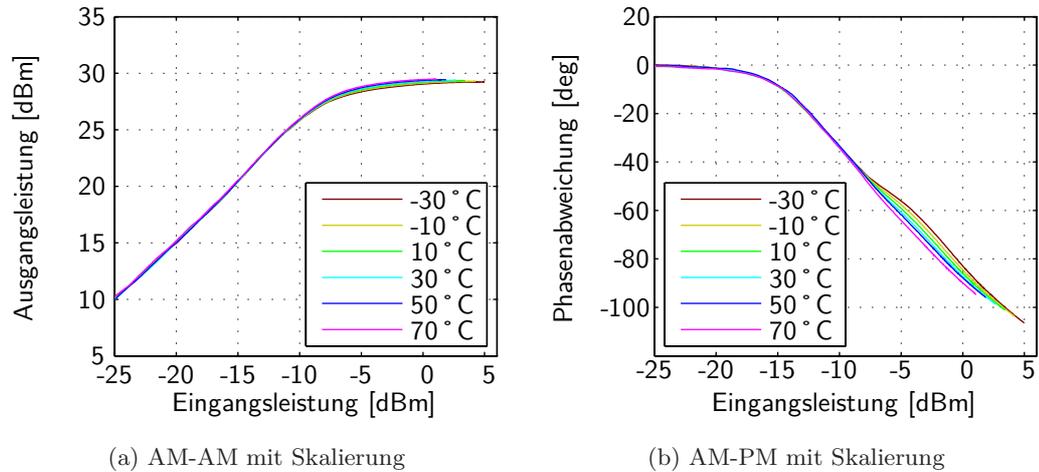


Abbildung 6.9: Gemessene AM-AM- und AM-PM-Kurven mit Skalierung der Nichtlinearität um 0,956 je 10 °C

Vergleich mit den simulierten Kennlinien

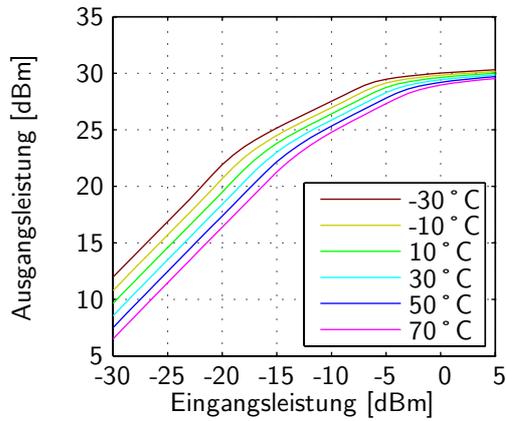
Die Simulationsergebnisse der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien sind im Bild 6.10 dargestellt. Sie wurden mit einer Harmonic-Balance-Simulation von Agilent ADS bestimmt, indem die globale Simulationstemperatur variiert wurde¹¹. Die Temperaturwerte wurden wie in den Abbildungen zur Auswertung der Messergebnisse gewählt. Des Weiteren wurden für die Simulation die gleichen Einstellungen für die Arbeitspunkte, für die Frequenz sowie für die Versorgungsspannung vorgenommen. Vergleicht man die Ergebnisse ohne Skalierung in Bild 6.10a und Bild 6.10c mit den gemessenen Kennlinien in Bild 6.5b und Bild 6.6b, ergeben sich im Kurvenverlauf Unterschiede, die auf eine ungenaue Modellierung des Verstärkers zurückzuführen sind.

Vergleicht man die AM-AM-Kennlinien miteinander, so ist bei den gemessenen Kennlinien ab ca. -20 dBm eine Verstärkungsexpansion und bei den simulierten Kennlinien eine Kompression zu beobachten. Das Kompressionsverhalten ab ca. 5 dBm ist in beiden Fällen gleichermaßen zu beobachten.

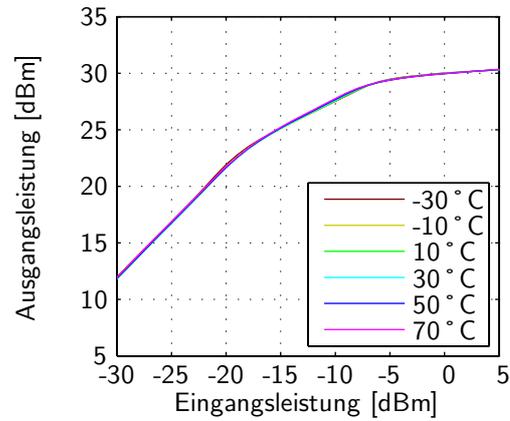
Der Vergleich der simulierten und gemessenen AM-PM-Kennlinien zeigt auch wesentliche Unterschiede. Der Phasenverlauf ist bei der Simulation flacher. Das Auseinanderlaufen der Phasenkurven bei unterschiedlichen Temperaturen setzt bei der Simulation schon beim ersten Knick der AM-AM-Kennlinie ein (Bild 6.10d), wohingegen die gemessenen Kurven dieses Verhalten erst beim zweiten Knick, dem Einsetzen der Kompression, zeigen¹². Das Zusammenlaufen der Phasen ab dem Einsetzen der Kompression kann mit der Messung nicht bestätigt werden. In der Messung ist zwar auch ein leichtes Zusammenlaufen der Phasen zu beobachten jedoch erst in tiefer Kompression.

¹¹Das entsprechende Schaltbild ist im Abschnitt 4.1 zu finden.

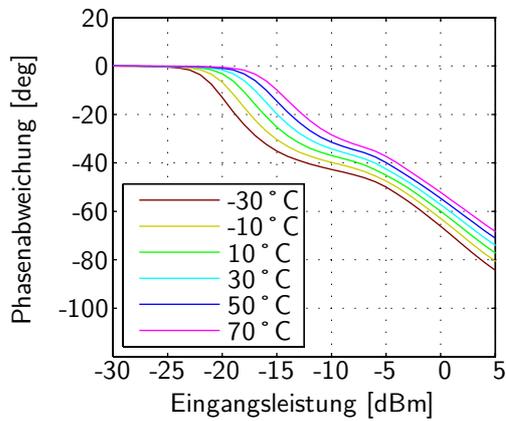
¹²Diese Unterschiede sind auch bei der Variation der Frequenz zu beobachten, siehe Abschnitt 6.5.



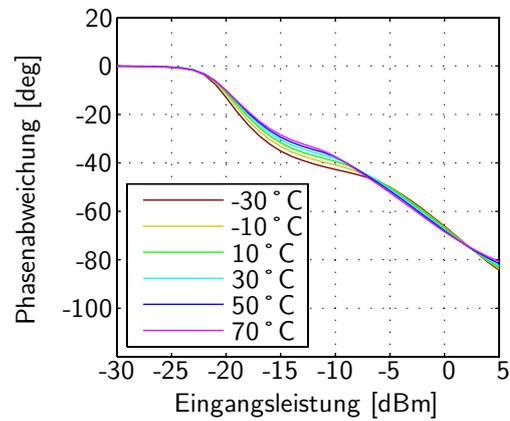
(a) AM-AM ohne Skalierung



(b) AM-AM mit Skalierung



(c) AM-PM ohne Skalierung



(d) AM-PM mit Skalierung

Abbildung 6.10: Simulierte AM-AM und AM-PM Kurven mit und ohne Skalierung der Kleinsignalverstärkung um 1,064 und Nichtlinearität um 0,944 je 10°C

Von Bedeutung ist aber weniger der Kurvenverlauf, sondern vielmehr der Nachweis einer Skalierbarkeit der AM-AM- und AM-PM-Kurven, so dass sich eine Gesamtkennlinie ergibt. Auch für die simulierten Kennlinien sind beide Skalierungsformen gültig, wie es im Bild 6.10b und Bild 6.10d eindrucksvoll zu sehen ist. Die Skalierung der Kleinsignalverstärkung von 0,54 dB bzw. 1,064 je 10°C entspricht grob dem Wert, der aus den gemessenen Kennlinien (1,066) extrahiert wurde. Der Skalierungsfaktor für die Nichtlinearität von -0,50 dB bzw. 0,944 je 10°C unterscheidet sich jedoch wesentlich von den Messergebnissen (0,951 je 10°C). Mögliche Ursachen für die Abweichung des Nichtlinearitätsfaktors zwischen Simulation und Messung können zum Einen in der Modellierung des Temperaturverhaltens des Transistors liegen (Abschnitt 6.1.1) und zum Anderen in

einer fehlenden Berücksichtigung der temperaturbeeinflussenden Umgebung¹³. Damit ist der Wert für die Skalierung der Nichtlinearität aus der Simulation nicht für ein Vorverzerrungssystem geeignet, das mit Hilfe der Skalierungsfaktoren den Verstärker linearisiert (siehe Kapitel 7).

6.1.3 Ursachen für das Skalierungsverhalten der Kennlinien

Im vorangegangenen Abschnitt wurde gezeigt, dass sowohl Messung als auch Simulation ein Skalierungsverhalten zeigen. Damit können mögliche Ursachen bzw. Wirkmechanismen für das Skalierungsverhalten mit Simulationen verifiziert werden, die im Folgenden vorgestellt werden.

Ursachen für die Skalierung der Kleinsignalverstärkung

Die Simulations- und Messergebnisse zeigen im Falle der Skalierung der Kleinsignalverstärkung eine gute Übereinstimmung. Der Verstärker besitzt zwei Stufen und folglich setzt sich die temperaturabhängige Änderung der Kleinsignalverstärkung aus der Änderung jeder einzelnen Stufe zusammen. Im Folgenden wird daher nur auf die Änderung der Kleinsignalverstärkung der Endstufe eingegangen. Die Betrachtung der Treiberstufe würde analog erfolgen, und die Gesamtänderung ergibt sich aus der Multiplikation der Änderungen beider Stufen.

In den Messungen wurde eine exponentielle Abhängigkeit der Skalierungsfaktoren von der Temperatur als sehr gute Näherung festgestellt. Für die Ursachenklärung ist es hilfreich zu wissen, ob sich dieses Verhalten auf das Temperaturverhalten eines einzelnen Transistors zurückführen lässt. Somit könnte man mit den temperaturabhängigen Größen eines einzelnen Transistors das Gesamtverhalten ableiten. Für diesen Zweck wurden die Verstärkungsfaktoren (Skalierungsfaktoren der Kleinsignalverstärkung) je 10°C der gesamten Endstufe (vgl. Bild 4.1), der enthaltenen Kaskode mit idealer Beschaltung und schließlich die des einzelnen Leistungstransistors simuliert. Dabei wurde für die Endstufe eine Harmonic-Balance-Simulation mit ADS durchgeführt, wobei für den Einzeltransistor und die Kaskodenstruktur nur eine DC-Simulation (Aufnahme des Kennlinienfeldes) durchgeführt und daraus der Verstärkungsfaktor berechnet wurde. Der Verstärkungsfaktor $faktor_A$ je 10°C wurde über folgende Beziehung berechnet:

$$faktor_A = \frac{gm_{T_1} \cdot R_L}{gm_{T_2} \cdot R_L} = \frac{gm_{T_1}}{gm_{T_2}}, \text{ wobei } T_2 - T_1 = 10^\circ C \quad (6.9)$$

R_L : Lastwiderstand
 gm : Transkonduktanz

Die Ergebnisse sind im Bild 6.11 zusammenfassend dargestellt, wobei die Abhängigkeit von der Gate-Spannung (Arbeitspunkteinstellung) zusätzlich dargestellt wurde. Waagerechte Kurvenverläufe würden eine exakte exponentielle Abhängigkeit bedeuten. Aus diesen Bildern ist ableitbar, dass dies nur für Biasspannungen von ca. 0,65 V mit sehr

¹³Dieser Einfluss sollte jedoch gering sein, weil mit dem geringen Tastverhältnis eine ähnliche Temperatur sichergestellt ist.

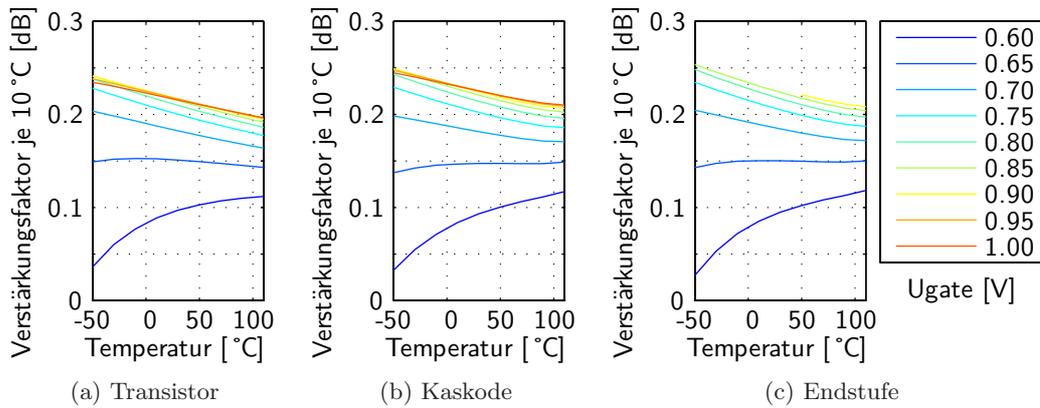


Abbildung 6.11: Kleinsignal-Verstärkungsfaktor simuliert für unterschiedliche Schaltungscomplexität

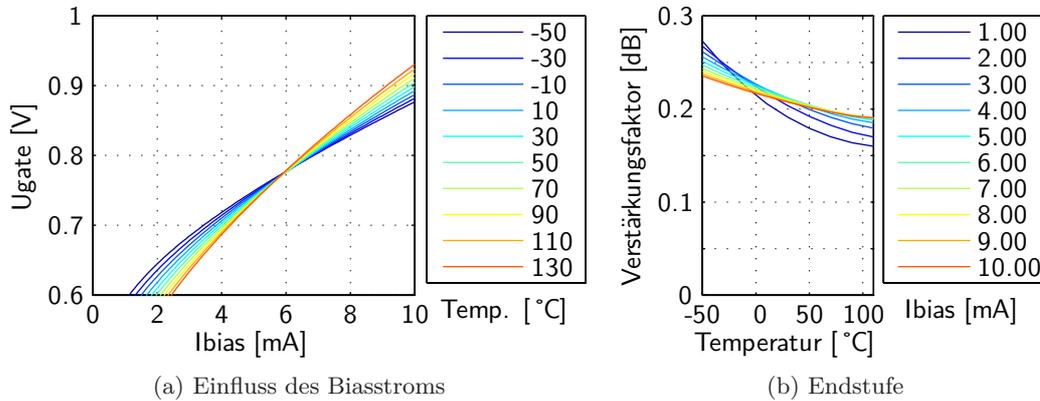


Abbildung 6.12: Temperaturabhängigkeit des Stromspiegels und des Kleinsignal-Verstärkungsfaktors je 10 °C der Endstufe mit Stromspiegel-Ansteuerung

guter Genauigkeit zutrifft. Für kleinere Werte ist eine exponentielle Näherung nicht mehr gültig, wohingegen sie für größere Werte noch ausreichend ist.

Die Biasspannung wird jedoch nicht über eine temperaturunabhängige Spannungsquelle gesetzt, sondern über eine externe Stromeinprägung, die mit Hilfe eines internen Stromspiegels die Biasspannung erzeugt (Bild 4.1). Die Temperaturabhängigkeit des Stromspiegels ist in Bild 6.12a dargestellt. Im unteren Stromwertebereich (< 6 mA) ist die Temperaturabhängigkeit gegenläufig zur Abhängigkeit der Biasspannung, so dass mit der Stromspiegelbeschaltung für alle eingepprägten Ströme eine leichte Abnahme des Temperaturfaktors mit Zunahme der Temperatur erfolgt, siehe Bild 6.12b.

Die Temperaturabhängigkeit der Kleinsignalverstärkung (Gleichung (6.9)) wird mit Hilfe von g_m berechnet. Da zur Berechnung von g_m der Drain-Strom nach U_{GS} abgeleitet wird, beeinflusst das Kennlinienfeld der jeweiligen Temperatur die Kleinsignal-

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

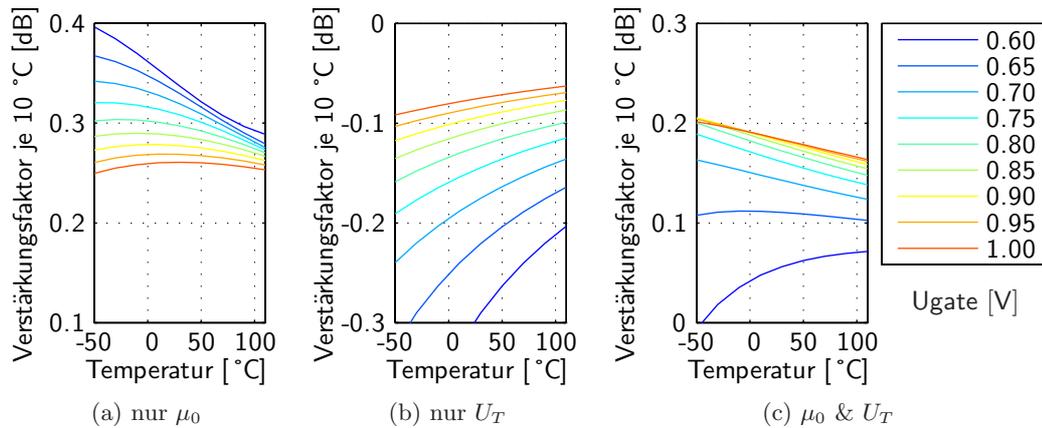


Abbildung 6.13: Kleinsignal-Verstärkungsfaktoren simuliert für einzeln ausgewählte Temperaturabhängigkeiten des BSIM4-Transistormodells (Berkeley, 2009) des Endstufentransistors. (BSIM-Parameter: für (a) nur UTE; (b) nur KT1, KT1L; (c) nur UTE, KT1, KT1L)

Verstärkungsänderung mit. Damit können die einzelnen Eigenschaften (siehe Abschnitt 6.1.1), wie im Falle des Stromes, nicht mehr miteinander multipliziert werden.

Bild 6.13 zeigt die simulierten temperaturabhängigen Verstärkungsfaktoren unter Berücksichtigung nur der Beweglichkeit und der Einsatzspannung sowie die Ergebnisse mit Berücksichtigung beider Abhängigkeiten zusammen. Für diese Simulationen wurde das Transistormodell so modifiziert, dass nur die Temperaturabhängigkeit der zu untersuchenden Einflussgröße enthalten war¹⁴. Zu bemerken ist, dass die Temperaturabhängigkeit der intrinsischen Ladungsträgerdichte n_i fest in die Modellgleichungen eingebaut ist und nicht ausgeschaltet werden kann.

In Bild 6.13 wird deutlich, dass sich der Verstärkungsfaktor weder mit der Temperaturabhängigkeit der Einsatzspannung noch mit der Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeit beschreiben lässt. Es ist vielmehr eine Kombination aus beiden Größen, die den Verlauf ziemlich gut wiedergibt (vgl. Bild 6.11a mit Bild 6.13c). Die nahezu konstante Abweichung ist auf die fehlende Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der Sättigungsgeschwindigkeit und der anderen temperaturabhängigen Größen für die Berechnung der Beweglichkeit zurückzuführen.

Zusammenfassend kann der Schluss gezogen werden, dass der Verlauf der Temperaturabhängigkeit durch das Zusammenspiel der Temperaturabhängigkeiten der Einsatzspannung und der Beweglichkeit zustande kommt und grob einem exponentiellen Gesetz folgt.

¹⁴Durch eine geeignete Wahl der Größen, die die anderen Temperaturabhängigkeiten bestimmen, konnte deren Einfluss eliminiert werden.

Ursachen für die Skalierung der Nichtlinearität

Die Skalierung der Nichtlinearität ist nur anwendbar, wenn sich der Verstärker nichtlinear verhält. In einem üblichen mehrstufigen Verstärkerdesign arbeiten die Treiberstufen im linearen Bereich. Aus diesem Grund wird für die folgende Analyse angenommen, dass nur die Endstufe Nichtlinearitäten aufweist. Damit gilt

$$y_{end} = f_{end}(T, x_{end}) \quad \text{und} \quad y_{treib} = G_{treib}(T) \cdot x_{treib}$$

und somit für beide Stufen:

$$y = f_{end}(T, G_{treib}(T) \cdot x) \quad (6.10)$$

Das bedeutet, dass die Skalierung der Kleinsignalverstärkung der Treiberstufe $G_{treib}(T)$ auch eine Skalierung der x-Achse der Kennlinien bewirkt, wenn Treiber und Endstufe zusammengeschaltet werden. Die Skalierung der x-Achse x_{sk} entspricht einer Skalierung der Nichtlinearität $factor_{NL}$ (vgl. Abschnitt 7.2). Mit dieser Betrachtung ist es nun möglich, unter Verwendung der Simulationsergebnisse der Kleinsignal-Verstärkungsfaktoren der Treiberstufe (Bild 6.14a) das Eingangssignal entsprechend um diesen Faktor (0,3 dB je 10°C) zu korrigieren. Die Simulationsergebnisse des gesamten Verstärkers aus Treiber- und Endstufe mit korrigiertem Eingangssignal zeigen dann ausschließlich das Skalierungsverhalten der Endstufe, siehe Bild 6.14b. Die ermittelten Skalierungswerte der Endstufe für die Kleinsignalverstärkung und die Nichtlinearität entsprechen nun exakt den Werten der gesamten Stufe dividiert durch die Kleinsignalverstärkung der Treiberstufe.

Wie im Bild 6.14b zu sehen ist, verursacht die Endstufe eine Skalierung der Nichtlinearität infolge der Temperaturänderung. Im Abschnitt 7.2 wird noch gezeigt, dass sich

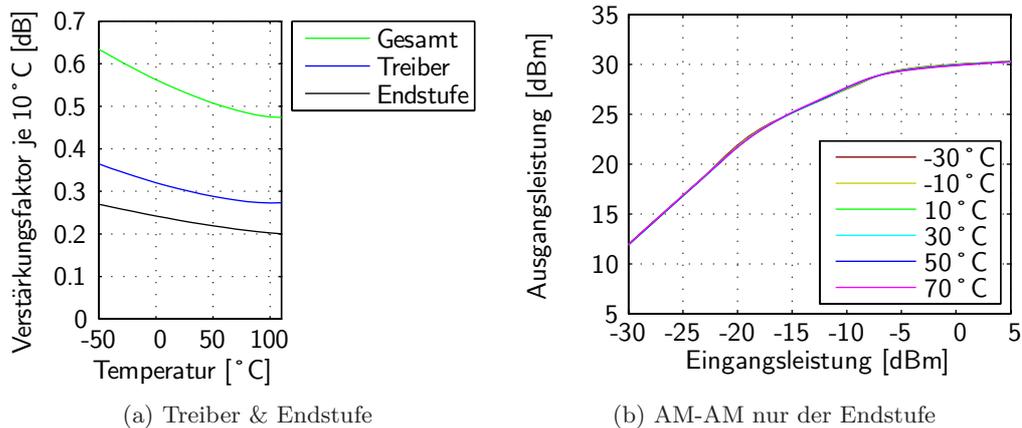


Abbildung 6.14: (a) Kleinsignal-Verstärkungsfaktor der gesamten Schaltung sowie nach Treiber- und Endstufe aufgeteilt
 (b) Skalierung der Endstufe mit $-0,20$ dB für die Nichtlinearität und $0,24$ dB für die Kleinsignalverstärkung je 10°C aufgeführt.

	Verstärkungsfaktoren in dB je 10 °C			
	gemessen		simuliert	
	Gesamt	Gesamt	Treiber	Endstufe
$faktor_{NL}$	-0,44	-0,50	-	-0,20
$faktor_A$	0,56	0,54	0,30	0,24
y_{sk}	0,12	0,04	-	0,04

Tabelle 6.1: Gegenüberstellung der gemessenen und simulierten Skalierungsfaktoren

die Skalierungsfaktoren mit x- und y-Achsen-Skalierungsfaktoren darstellen lassen. Im Umkehrschluss kann somit die Skalierung der Nichtlinearität $faktor_{NL}$ aus der Skalierung der Kleinsignalverstärkung $faktor_A$ und der Skalierung der y-Achse y_{sk} berechnet werden:

$$faktor_{NL} = x_{sk} = \frac{y_{sk}}{faktor_A} \quad (6.11)$$

Die Skalierung der y-Achse kann wiederum bei der sinkenden maximalen Ausgangsleistung der Endstufe mit steigender Temperatur begründet werden.

In der Tabelle 6.1 sind die simulierten und gemessenen Skalierungsfaktoren zusammenfassend dargestellt. Für den y-Achsen-Skalierungsfaktor ist der Unterschied zwischen Simulation und Messung am deutlichsten zu sehen, wohingegen bei der Kleinsignalverstärkungsänderung eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung vorhanden ist.

6.2 Einfluss der Eingangsleistung auf die Nichtlinearität

Im vorigen Abschnitt wurde ein Skalierungsverhalten aufgrund der Temperaturänderung festgestellt. Im Abschnitt 5.1.1 über thermische Memoryeffekte wurde beschrieben, dass sich mit Variation der Eingangsleistung die Charakteristik des Verstärkers ändert. Ursache ist die sich mit der Eingangsleistung ändernde Verlustleistung, welche die Chiptemperatur beeinflusst. Somit ist die logische Schlussfolgerung, dass Kennlinien bei unterschiedlichen Eingangsleistungen ein Skalierungsverhalten zeigen und eine exakte Abbildung auf eine Gesamtkennlinie möglich ist.

Zur Bestätigung des Skalierungsverhaltens wurde eine Messung mit einem Tastverhältnis von 50 % ausgewertet (50 % Puls und 50 % Auszeit). Der Puls hatte eine Länge von 1 ms, wovon 30 % ausgewertet wurden (ab der Hälfte des Pulses). Die gesamte mittlere Verlustleistung ist halb so groß wie die Verlustleistung pro Puls. Ein so großes Tastverhältnis ist hier sinnvoll, da die Verlustleistung nur um 0,8 dB schwankt, siehe Bild 5.23.

Die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien für Eingangsleistungen von -19 dBm bis 5 dBm sind entsprechend im Bild 6.15a und Bild 6.15b dargestellt. Es ist deutlich die Änderung der Kleinsignalverstärkung (Verschiebung der logarithmischen AM-AM-Kennlinie

in y-Richtung) und die x-Achsenkalierung (Verschiebung der AM-AM- und AM-PM-Kennlinie in x-Richtung) zu erkennen.

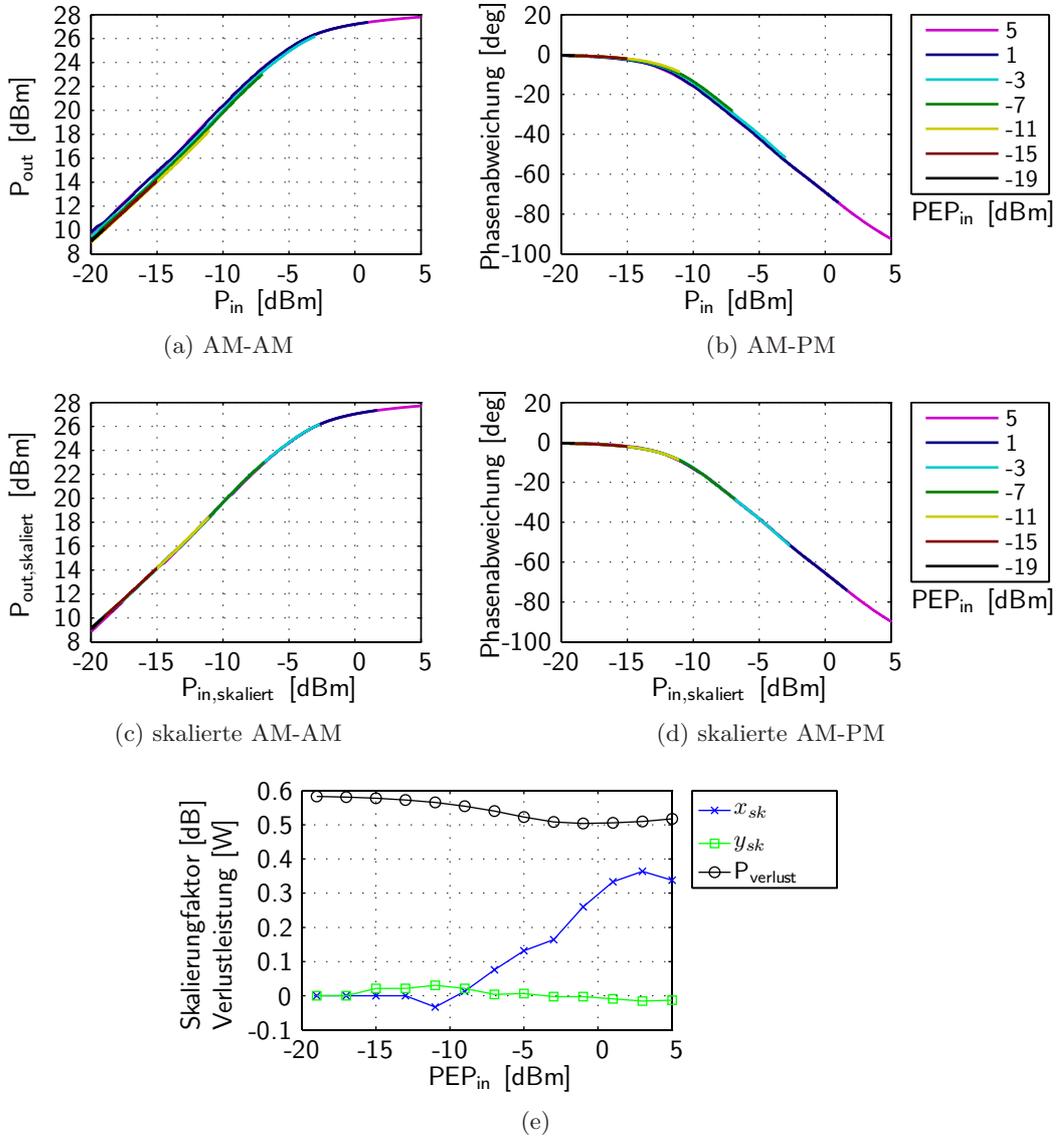


Abbildung 6.15: a), b): AM-AM- und AM-PM-Kennlinien bei unterschiedlicher Aussteuerung mit einem Tastverhältnis von 50 %
 c) um x_{sk} und y_{sk} skalierte AM-AM; d) um x_{sk} skalierte AM-PM
 e): Skalierungsfaktoren x_{sk} , y_{sk} und mittl. Verlustleistung (Puls und Auszeit)

Skaliert man in geeigneter Weise die Kennlinien in x- und y-Richtung, können alle AM-AM- und AM-PM-Kennlinien auf eine Gesamtkennlinie abgebildet werden, siehe Bild 6.15c und Bild 6.15d. Die verwendeten Skalierungsfaktoren sind im Bild 6.15e in

grafischer Form dargestellt. Die Skalierung der Kleinsignalverstärkung $faktor_A$ ist der Abstand zwischen x_{sk} und y_{sk} im Bild 6.15e, da $faktor_A = y_{sk}/x_{sk}$ ist (siehe Gleichung 6.11).

Im Bild 6.15e ist zusätzlich die Verlustleistung eingezeichnet. Der x-Skalierungsfaktor x_{sk} (die Skalierung der Nichtlinearität) und der y-Skalierungsfaktor y_{sk} sind für kleine Eingangsleistungen Eins (0 dB), da sich hier die Verlustleistung nicht ändert. Mit zunehmender Eingangsleistung sinkt die Verlustleistung und x_{sk} nimmt entsprechend zu. Bei einer Eingangsleistung von 3 dBm erreicht die Skalierung 0,37 dB, was laut Tabelle 6.1 (-0,44 dB pro 10°C) einer Abkühlung von ca. 8,5°C entspricht. Der y-Skalierungswert nimmt im Bereich sinkender Verlustleistung leicht ab. Bei einer Eingangsleistung von 5 dBm sinken die Skalierungsfaktoren wieder aufgrund der zunehmenden Verlustleistung. Wegen der thermischen Zeitkonstante korrelieren die Skalierungsfaktoren nicht 1:1 mit der Verlustleistung¹⁵.

Für kleine Tastverhältnisse, wie es die Messergebnisse im Abschnitt 4.5.2 zeigen, sind die Auswirkungen geringer. Im Bild 4.17 liegen bei sehr genauer Betrachtung auch hier nicht alle Kurven exakt übereinander. Hierbei wurde mit einem Tastverhältnis von 5 % gemessen, welches eine mittlere Temperatur im Bereich der Umgebungstemperatur sicherstellt¹⁶. Berechnet man die maximale x-Skalierung, die bei einer Eingangsleistung von 3 dBm erreicht wird, ergeben sich 0,13 dB. Dies würde einer Temperaturänderung von ca. 3°C entsprechen.

Mit einem Vorverzerrungssystem, wie in Kapitel 7 beschrieben, können die Auswirkungen der aktuellen Sendeleistung auf die Chiptemperatur vollständig kompensiert werden. Damit wären die ohnehin nur minimalen Abweichungen zum linearen Verhalten im Abschnitt 4.6.2 noch weiter reduzierbar.

Darüber hinaus kann das Verfahren zur Erstellung einer Gesamtkennlinie in Abschnitt 4.5.2 um eine x-Achsenkalierung erweitert werden. Damit ist es möglich, den unerwünschten Skalierungseffekt aufgrund der Temperatur zu eliminieren, der durch die unterschiedliche Verlustleistung verursacht wird.

6.3 Einfluss des Tastverhältnisses auf die Nichtlinearität

Das Einschaltverhältnis bzw. Tastverhältnis (*engl.: duty cycle*) gibt das Verhältnis zwischen Ein- und Auszeit des Verstärkers bei einem gepulsten Betrieb an. Für den GSM-Standard und DECT-Standard ist ein gepulster Betrieb vorgesehen. Aber auch im UMTS-Betrieb wird nicht die gesamte Zeit mit voller Leistung übertragen, sondern die Ausgangsleistung hoch- und heruntergefahren.

Das Einschaltverhältnis beeinflusst im starken Maße die Chiptemperatur. Für kurze Einschaltzeiten kann sich der Verstärker in der folgenden Auszeit genügend abkühlen. Für große Tastverhältnisse nähert sich die mittlere Chiptemperatur der des durchgängi-

¹⁵Bis zur Hälfte des Pulses hat sich der Verstärker schon leicht erwärmt, nach vorheriger Auszeit. In den folgenden 30 % des Pulses, die ausgewertet werden, erwärmt sich der Verstärker weiter.

¹⁶Entsprechende Ergebnisse sind im Bild 6.19 dargestellt.

gen Betriebs an. Im Bild 6.19a ist die Chiptemperatur in Abhängigkeit des Tastverhältnisses dargestellt.

Die Abhängigkeiten des Tastverhältnis kann man entweder durch Variation der Pulslänge bei konstanter Auszeit oder durch die Variation der Auszeit bei konstanter Pulslänge bestimmen. Gemessen wurden beide Varianten, wobei die Auswertung erst ab der Hälfte des Pulses erfolgte, damit das exponentielle Einschwingen genügend abgeklungen ist¹⁷. Ausgewertet wurde immer eine Länge von 30% des Pulses.

Die berechneten Kennlinien der Messung, bei der die Pulsweite konstant gehalten wurde, sind im Bild 6.16 gezeigt. Die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien zeigen einen ähnlichen Verlauf. Bei der Variation des Tastverhältnisses ändert sich nur die mittlere Verlustleistung, alle anderen Parameter des Verstärkers bleiben unverändert. Die Änderung der Kennlinien kann somit nur mit der Variation der Chiptemperatur aufgrund der veränderten mittleren Verlustleistung erklärt werden. Die Messung bei unterschiedlichen

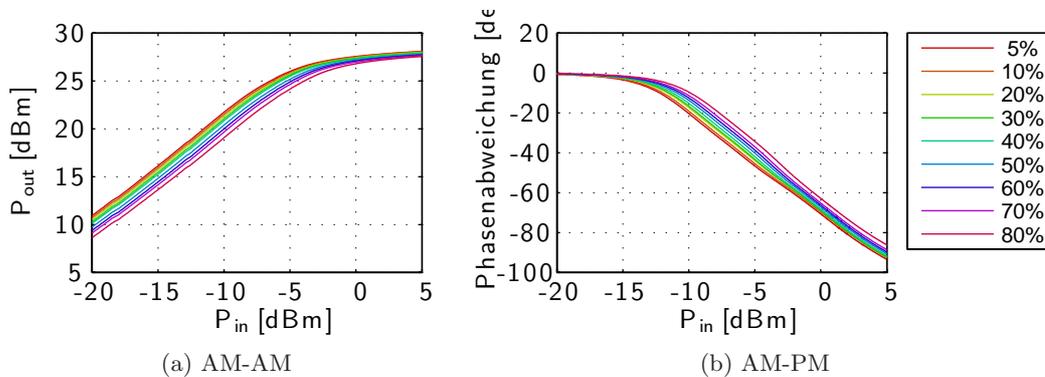


Abbildung 6.16: AM-AM- und AM-PM-Kennlinien in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

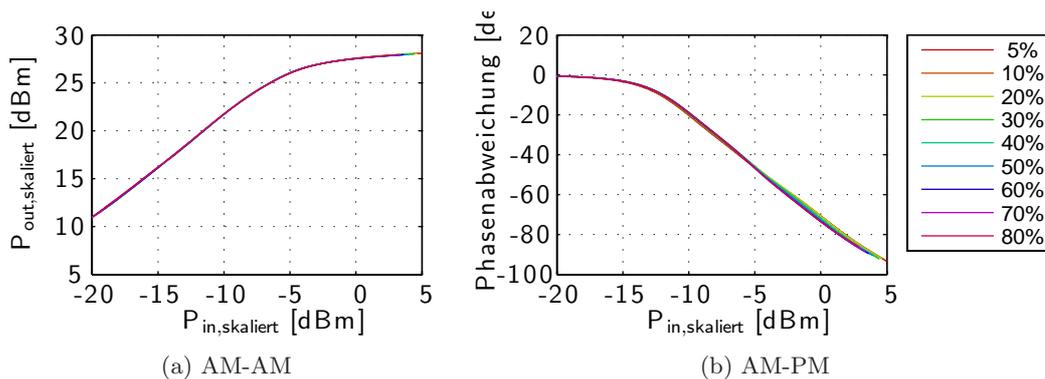


Abbildung 6.17: Skalierung der X- und Y-Achse der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien, so dass alle Kennlinien aufeinander liegen.

¹⁷vgl. Abschnitt 5.4

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

Umgebungstemperaturen in Abschnitt 6.1 zeigte, dass sich alle Kennlinien mit Hilfe von Skalierungsfaktoren auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen. Damit müssen sich auch im Falle der Variation des Tastverhältnisses alle Kennlinien auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen. Dass dies der Fall ist, zeigt Bild 6.17, in dem alle Kurven mit den Faktoren aus Bild 6.18 (Kreise) so skaliert wurden, dass alle Kennlinien übereinander liegen.

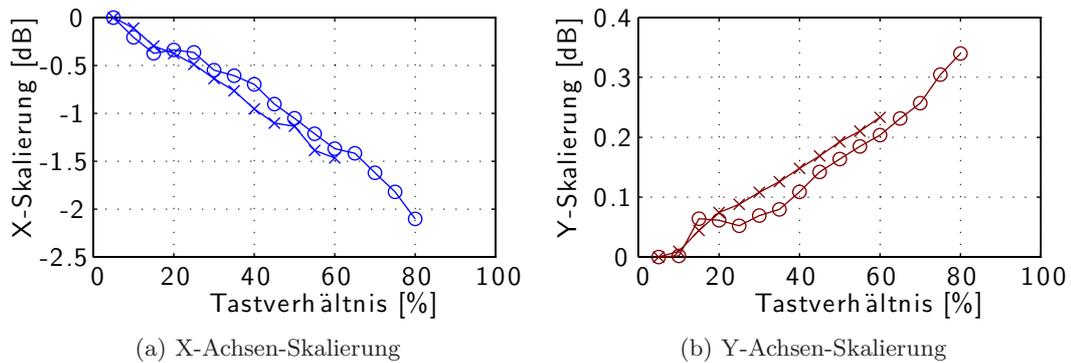


Abbildung 6.18: X- und Y-Achsen-Skalierung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis. Bei den Werten mit Kreisen wurde der Puls konstant bei 1 ms und bei den Werten mit Kreuzen hingegen die Auszeit konstant bei 0,5 ms gehalten. Ausgewertet wurden 30% des Pulses ab der Hälfte des Pulses.

Die Chiptemperatur wurde mit Hilfe einer Wärmekamera gemessen. Die somit gemessene Temperaturänderung aufgrund des sich ändernden Tastverhältnisses ist in Bild 6.19a dargestellt. Damit ist die Beziehung zwischen Tastverhältnis und Temperatur gegeben, und man kann die Skalierungsfaktoren bei der entsprechenden Temperatur berechnen, siehe Bild 6.19b. In diesem Bild wurden zusätzlich die Kleinsignal-Verstärkungsfaktoren und die Nichtlinearitätsfaktoren dargestellt (gestrichelten Kurven), die sich durch die Temperaturänderung ergeben würden (vgl. Abschnitt 6.1.2). Dies erlaubt einen direkten Vergleich der Skalierungsfaktoren bei Variation des Tastverhältnisses mit den Skalierungsfaktoren bei einer Temperaturvariation aus Abschnitt 6.1. Ausgehend von einer Temperatur von 29 °C wurden mit den Skalierungen von 0,56 dB und -0,44 dB je 10 °C die Skalierungsfaktoren (gestrichelte Kurven in Bild 6.19) berechnet, die sich aufgrund der Temperaturänderung ergeben würden.

Der Vergleich der Skalierungsfaktoren zeigt eine gute Übereinstimmung und bestätigt den herausgearbeiteten Zusammenhang zwischen dem Tastverhältnis, der damit verbundenen Temperaturänderung und den Skalierungsfaktoren.

6.4 Einfluss der Last auf die Nichtlinearität

Die Last, mit der ein Verstärker beschaltet wird, hat einen zentralen Einfluss auf die Linearität. Die gewünschte Last wird mit Hilfe eines Transformationsnetzwerkes bereitgestellt, bei der die 50 Ω der Antenne auf eine niedrigere Last im Bereich von wenigen

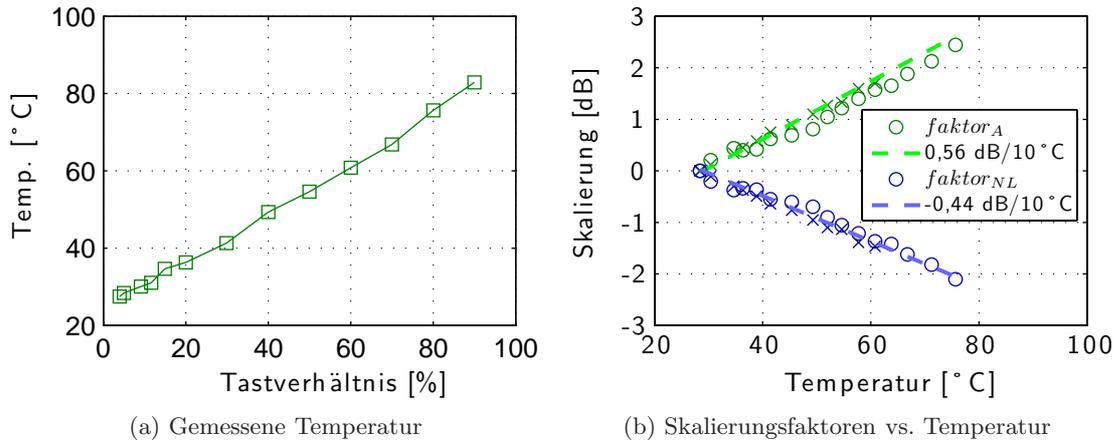


Abbildung 6.19: Temperatur in Abhängigkeit vom Tastverhältnis und die sich damit ergebende Abhängigkeit der Skalierungsfaktoren für die Kleinsignalverstärkung $faktor_A$ und die Nichtlinearität $faktor_{NL}$ (siehe Gleichung (7.4)). Vergleichend dazu entspricht die gestrichelte Linie den extrahierten Skalierungsfaktoren aus der Temperaturmessung. Kreuze und Kreise wie in Bild 6.18.

Ohm transformiert wird (vgl. Abschnitt 2.2.3). Daraus ergeben sich zwei Konsequenzen: Erstens wird die Last, die ein Verstärker sieht, maßgeblich von der Impedanz der Antenne bestimmt. Die Antenne besitzt jedoch nur idealerweise $50\ \Omega$, und schon leichte Veränderungen der Umgebung, wie z.B. die Anwesenheit von Metall, führen zu einer starken Abweichung von dieser idealen Impedanz. Damit ist auch der Verstärker im normalen Betrieb Laständerungen ausgesetzt. Die zweite Konsequenz ist, dass die Last eines Verstärkers die Lastgerade in dem Kennlinienfeld des Transistors bestimmt und damit stark die Linearität beeinflusst. Daher wird in einem linearen Verstärkerdesign nicht nur die Last im Hinblick auf die Verstärkung und Effizienz optimiert, sondern auch auf die Linearität. Kriterium bei den Simulationen ist hierbei meist das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung (vgl. Abschnitt 2.1.2).

Will man die Abhängigkeiten der Last exakt mittels Simulationen vorhersagen, setzt dies eine präzise Modellierung aller Komponenten (z.B. On-Chip-Spulen, Transistormodell) voraus, welche in der Praxis nicht gegeben ist bzw. nur mit einem extremen Aufwand zu erreichen ist. Hier helfen wieder Messungen, mit denen schnell und zuverlässig die AM-AM- und AM-PM-Charakteristiken bestimmt werden können.

Im Folgenden werden die Messergebnisse für Stehwellenverhältnisse (VSWR) von 3:1 und 5:1 präsentiert.

6.4.1 Messergebnisse für ein VSWR von 3:1

Die Last wurde mit einem elektronisch ansteuerbaren Lasttuner (*engl.: load tuner*) iCCMT-1808 von FOCUS Microwaves (FOCUS) eingestellt. Die Kalibration des Lasttuners erfolgte mit Hilfe eines Netzwerkanalysators. Es wurde eine VSWR-Messung mit

einem typischen VSWR von 3:1 durchgeführt. Dies entspricht einem Betrag des Reflexionsfaktors von 0,5, wobei die Phase zwischen -180° und $+180^\circ$ in 10° -Schritten variiert wurde. Gemessen wurde mit einem Zweitonsignal mit einem Zweitonabstand von 625 kHz, bei dem die Kurven im 50- Ω -Fall keinen Memoryeffekt aufweisen (siehe Abschnitt 5.2).

Aufgrund der starken Nichtlinearität bei einigen VSWR-Werten gibt es messtechnische Einschränkungen bei der Bestimmung der Amplituden- und Phasennichtlinearitäten. Bild 6.20 veranschaulicht diese Problematik. Aufgrund der starken Nichtlinearität treten Memoryeffekte auf, obwohl ein Zweitonabstand gewählt wurde, der im 50- Ω -Fall keinen Memoryeffekt hervorruft. Es handelt sich hier um einen Effekt, der vermutlich durch die begrenzte Bandbreite der Basisband-Aufnahmeeinheit des Vektor-Signal-Analysators hervorgerufen wird und nicht dem Verstärker zuzuordnen ist. Die dazugehörigen Spektren der aufgenommenen Signale sind im Bild 6.21 dargestellt. Die Bandbreite der Auf-

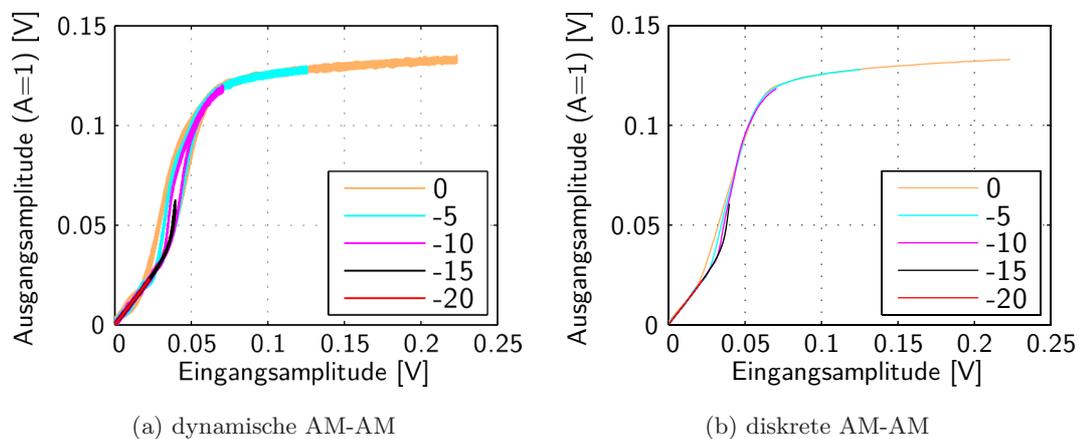


Abbildung 6.20: Mit einem Zweitonsignal (625 kHz Abstand) gemessene AM-AM-Kurven für verschiedene Eingangsspitzenleistungen bei einer Last, die starke Kurvenänderung verursacht (50°). Die Kennlinien sind auf eine Kleinsignalverstärkung $A = 1$ normiert.

nahmeeinheit ist 20 MHz. Für eine korrekte Messung sollte sichergestellt werden, dass das aufgenommene Signal höchstens diese Bandbreite besitzt. In diesem Bild ist gut zu erkennen, dass für Eingangsspitzenleistungen größer als -15 dBm diese Bedingung nicht mehr erfüllt ist und die Signalform durch das Filter geändert und als Memoryeffekt sichtbar wird. Weiterhin ist zu beobachten, dass der spektrale Anteil bei hohen positiven Frequenzen scheinbar durch Mischprodukte wegen der Abtastung mit 20,4 MHz überlagert wird.

Eine weitere Ursache für diesen Memoryeffekt könnte der Frequenzgang des Verstärkers sein, der aufgrund der stark angestiegenen Bandbreite sich als Memoryeffekt bemerkbar macht, vgl. Abschnitt 5.2.4. Letztendlich könnte auch eine Kombination aus Bandbreitenbegrenzung des Messgerätes und Frequenzgang des Verstärkers als Ursache

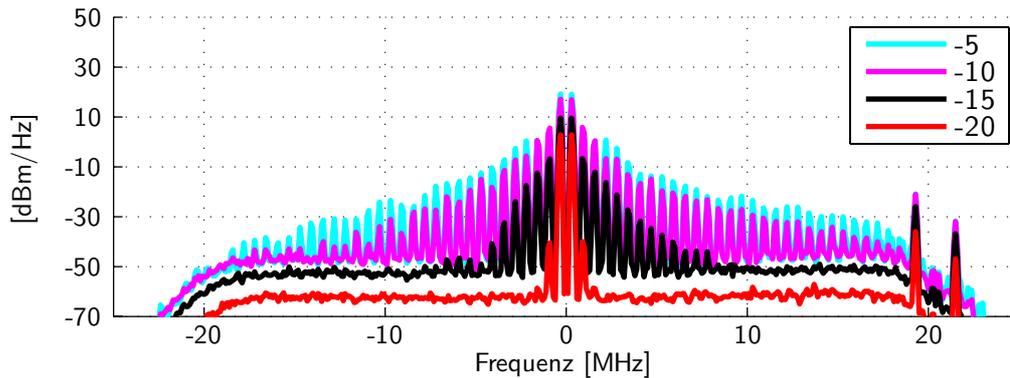


Abbildung 6.21: Spektren berechnet aus den demodulierten Signalen (dazugehörige AM-AM in Bild 6.20) mit einer Auflösungsbreite von 80 kHz für die verschiedenen Eingangsspitzenleistungen (Bandbreite des Messgeräts: 20 MHz, von -10 MHz bis 10 MHz)

für diesen Effekt in Frage kommen.

Bild 6.20b zeigt die berechneten diskreten Kennlinien, aus denen mit dem Verfahren aus Abschnitt 4.5.2 eine Gesamtkennlinie erstellt wird, indem ein kontinuierlicher Übergang von einer Kurve in die nächste berechnet wird. Nur mit diesem Verfahren können die extremen Kurvenänderungen genau bestimmt werden. Hier wird deutlich, dass für höhere Eingangsamplitudenwerte im Memoryeffekt-Bereich die erfolgte Mittelung nicht den exakten Verlauf repräsentiert. In diesem Bereich weichen die Kurven für höhere Leistung von den genaueren Kurven bei geringerer Leistung ab, siehe Bild 6.20b.

Für eine quantitative Betrachtung wurde im Bild 6.22 eine Auswahl der bestimmten AM-AM- und AM-PM-Gesamtkennlinien dargestellt. Um die Messgenauigkeit hervorzuheben, wurden die Kennlinien der ansteigenden und abfallenden Anteile als gestrichelte Linie hinzugefügt. In diesen Bildern wird die starke Abhängigkeit der AM-AM- wie auch der AM-PM-Kennlinien deutlich. Im Bereich von -30° bis 90° zeigen die Kennlinien extremes Knickverhalten. Die Knicke der AM-AM-Kennlinie sind bei den gleichen Eingangsleistungen zu beobachten, wie bei den Knicken der dazugehörigen AM-PM-Kennlinie. Bei einer Phase von 30° des Lastreflexionsfaktors ist eine Phasendrehung von fast 100° zu verzeichnen innerhalb einer Amplitudenänderung von 0,03 V bis 0,08 V am Eingang. Die maximale Steilheit dieser Kennlinie ist sogar 40° je 0,01 V. Ebenso extrem ist die Amplitudenänderung bei jenen Phasenwerten. Hier erreicht die Änderung der Ausgangsamplitude 2 V je 0,01 V Eingangsamplitude, was zu einer starken Verstärkungsexpansion führt. Dem gegenüber stehen die Kennlinien mit schwacher Nichtlinearität im Bereich von 150° bis -120° , bei denen auch die Phasenabweichung vergleichsweise gering ausfällt.

Für die 120° -Kurven ist auch ein leichter Memoryeffekt sichtbar, siehe Bild 6.22. Da die Bandbreite dieses Signals kleiner als 20 MHz (siehe Bild 6.23) ist, muss dieser Effekt ausschließlich dem Verstärker zugeschrieben werden.

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

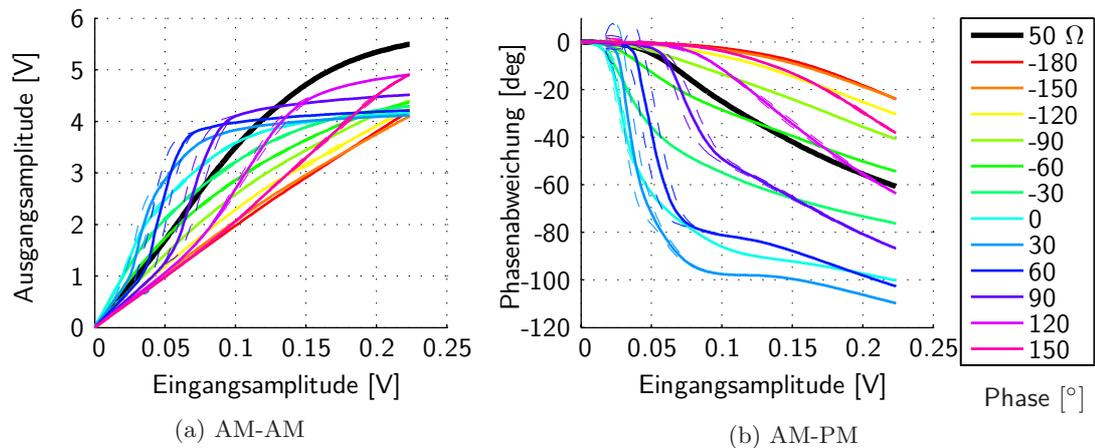


Abbildung 6.22: Gesamtkennlinien der AM-AM- und AM-PM-Kurven sowie die Kennlinien für den steigenden und fallenden Anteil des Signals (gestrichelte Linien) bei höchster Eingangsleistung, jeweils in Abhängigkeit der Phase des Lastreflexionsfaktors (Zweitonabstand ist 625 kHz)

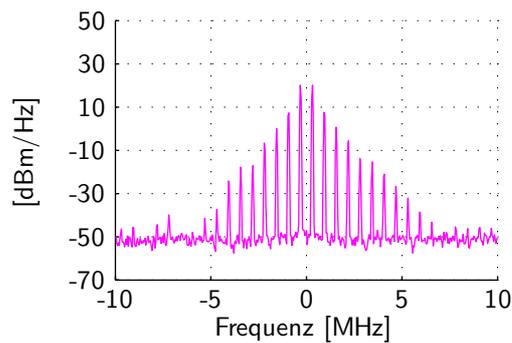


Abbildung 6.23: Spektrum bei einer Phase von 120° des Reflexionsfaktors

Desweiteren wurde die VSWR-3:1-Messung auch mit einem Zweitonsignal durchgeführt, bei dem ein starker Memoryeffekt vorhanden ist (40 kHz Zweitonabstand). Somit können auch die Auswirkungen der Laständerung auf den 34-kHz-Memoryeffekt untersucht werden, vgl. Abschnitt 5.2.2. Bild 6.24 zeigt die Kennlinien für die ansteigenden und abfallenden Anteile des Zweitonsignals.

Auffällig ist in den Bildern 6.24a/b, dass die Schleifenöffnung, also die Stärke des Memoryeffektes, bei 120° am größten und sogar größer als im 50 Ω-Vergleichsfall ist, obwohl die erreichte Ausgangsleistung geringer ist. Wie im Abschnitt 5.2.2 gezeigt wurde, nimmt dieser Memoryeffekt mit steigender Ausgangsleistung zu. Die zweite Auffälligkeit ist, dass es Kennlinien gibt, die fast keinen Memoryeffekt mehr aufweisen (30° bis 90°). Da es sich bei diesem Memoryeffekt um einen Resonanzeffekt handelt, liegt folgende Erklärung für das Abschwächen des Memoryeffekts nahe: Ein geringerer Grundwellenanteil im Signal

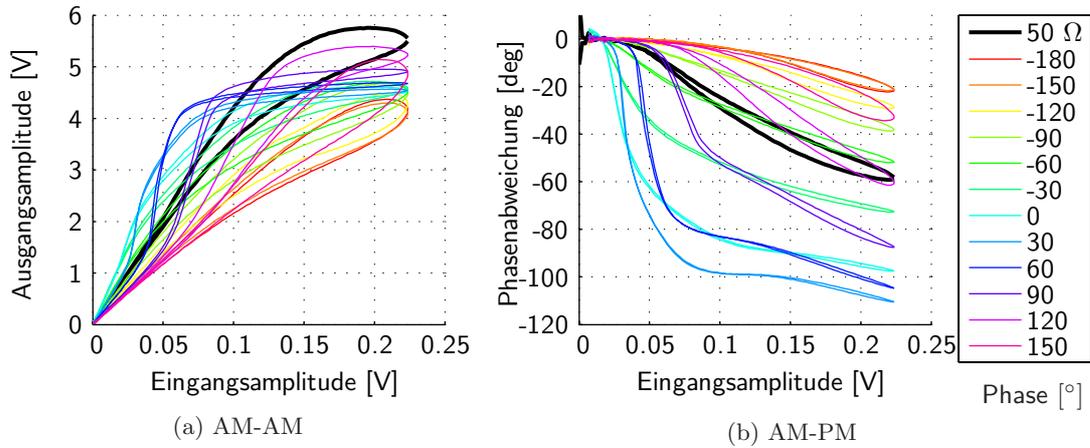


Abbildung 6.24: Kennlinien der ansteigenden und abfallenden Anteile des 40-kHz-Zweitonsignals mit starkem Memoryeffekt bei unterschiedlichen Phasen des Lastreflexionsfaktors.

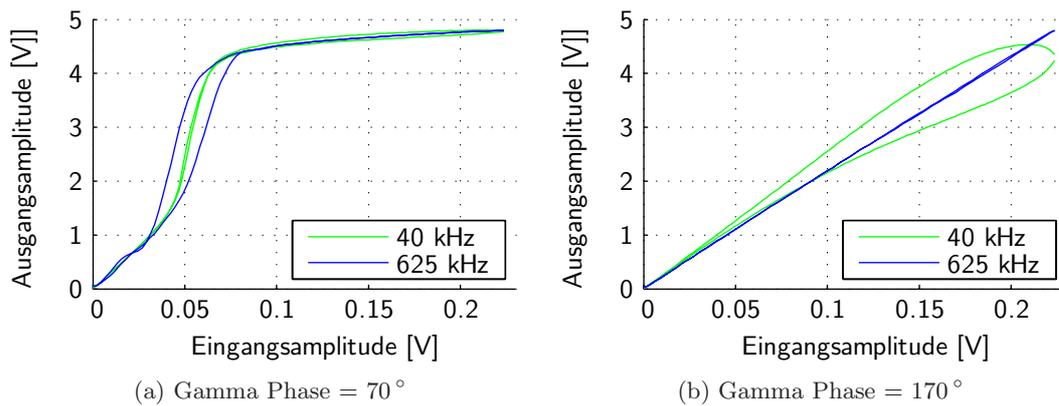


Abbildung 6.25: Memorykurven bei starkem und schwachem Memoryeffekt mit einem VSWR von 3:1.

(Einhüllende) aufgrund der hohen Nichtlinearität führt zu einer wesentlich geringeren Anregung und somit zu einem schwächeren Memoryeffekt.

Die Betrachtung des Memoryeffekts wird mit Bild 6.25 abgeschlossen. Hier werden die beschriebenen Memoryeffekte zum Vergleich bei zwei charakteristischen Phasen des Lastreflexionsfaktors gezeigt. Im linken Bild ist zu sehen, wie die Kennlinie für das Zweitonsignal mit 40kHz Zweitonabstand aufgrund des schwach ausgeprägten Memoryeffektes und der relativ zum Zweitonabstand hohen Bandbreite gut bestimmt werden kann, wohingegen bei 625 kHz Zweitonabstand die Bandbreite des Messgeräts nicht ausreichend ist, um diese starke Nichtlinearität zu messen. Bei einer Phase von 170° im rechten Bild drehen sich die Verhältnisse um.

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

Die in diesem Abschnitt bestimmten Kennlinien bei Laständerung weichen stark von den Referenzkennlinien im $50\ \Omega$ -Fall ab. Dies bedeutet, dass für ein statisches Vorverzerrungssystem eine kleine Änderung der Last zu einer erheblichen Verschlechterung der Linearitätsperformanz des Systems führt. Besonders das starke Knickverhalten der Amplituden- und Phasencharakteristik im Bereich von 0° bis 90° der Lastphase stellt unlösbar hohe Anforderungen an ein Vorverzerrungssystem aufgrund der extrem großen Bandbreitenanforderung.

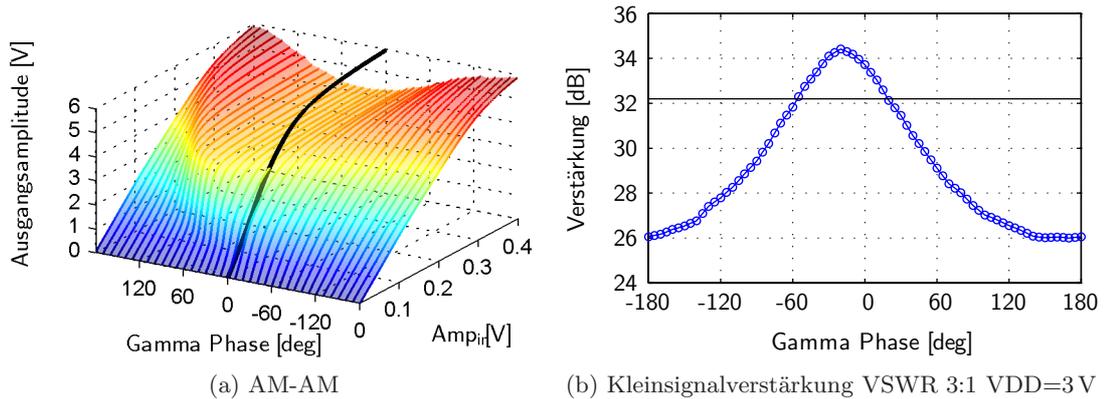


Abbildung 6.26: (a) AM-AM-Kennlinien bei einer Messung mit einem VSWR von 3:1 im Vergleich zur $50\ \Omega$ -Kurve (schwarz)
 (b) Änderung der Kleinsignalverstärkung bei einem VSWR 3:1; horizontale Linie ist die Kleinsignalverstärkung im $50\ \Omega$ -Fall

Im Bild 6.26a sind alle gemessenen AM-AM-Kurven räumlich dargestellt. In diesem Bild ist auch die unterschiedliche maximal erreichbare Ausgangsspannung (bei $Amp_{in} = 0,4\ V$) erkennbar. Daneben im Bild 6.26b ist separat die Kleinsignalverstärkung aufgezeigt, die aus der 3D-Darstellung schwer ablesbar ist.

Für eine qualitative Beurteilung der Laständerung in Bezug auf die Linearität ist die Verstärkungsänderung ΔA im Bild 6.27a besser geeignet, als die AM-AM-Kurven in Bild 6.26a. Die Verstärkungsänderung ist die auf eine Kleinsignalverstärkung von Eins normierte Verstärkungskennlinie (Ausgangsamplitude/Eingangsamplitude).

Die Information über die Kleinsignalverstärkung wurde bereits im Bild 6.26b gezeigt. Abhängig von der Phase ändert sich die Kleinsignalverstärkung um bis zu 9 dB. Für Phasen von -50° bis 10° ist sie sogar größer als die $50\ \Omega$ -Referenzkurve. In diesem Bereich ist eine bessere Anpassung mit Bezug auf die Verstärkung möglich, jedoch ist die Linearität hier schlechter (vgl. Bild 6.27a).

Die Phasenabweichung $\Delta\phi$ ist im Bild 6.27b dargestellt. Sie zeigt im Gegensatz zur Verstärkungsänderung kein Expansionsverhalten (keine positive Phasenabweichung) für Lastreflexionsfaktor-Phasen zwischen -10° bis $+170^\circ$. Extrem starke Phasenänderungen sind im Bereich um 30° zu beobachten, wo auch die Verstärkungsexpansion am größten ist. Somit gibt es in diesem Fall eine Korrelation zwischen der Stärke der Phasenänderung

6.4 Einfluss der Last auf die Nichtlinearität

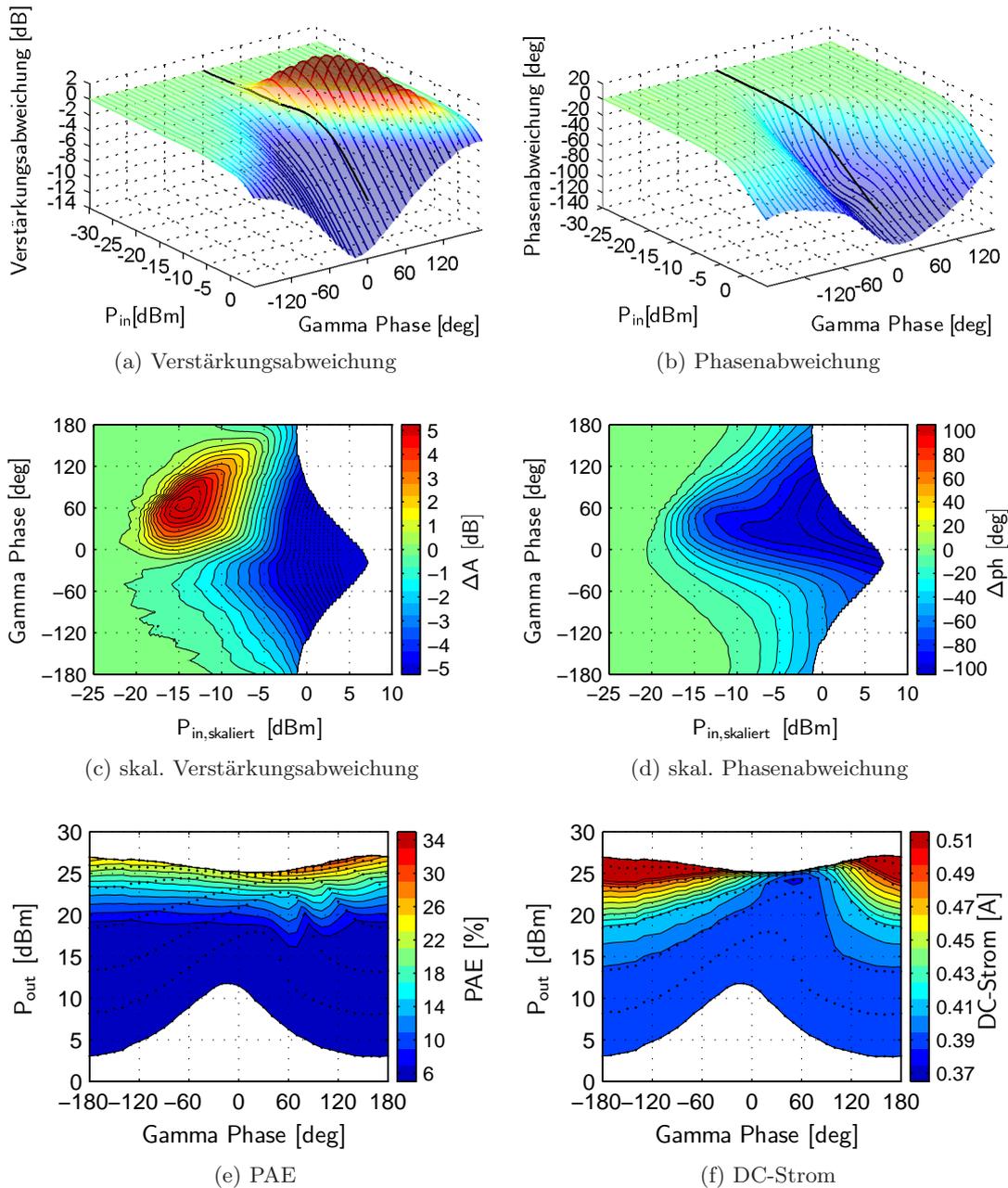


Abbildung 6.27: (a) und (b): Änderung der Linearität veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung bei einer Messung mit einem VSWR von 3:1 im Vergleich zur 50Ω Kurve (schwarz)
 (c) und (d): Änderung der Linearität veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung. Die Eingangsleistung wurde zusätzlich um die Kleinsignalverstärkung skaliert.
 (e) und (f): PAE und DC-Strom der gemessenen Zweitonsignale, die für die Bestimmung der Kennlinien verwendet wurden.
 Schwarze Punkte stehen für die gemessenen Werte.

und der Verstärkungsexpansion.

In Bild 6.27c und Bild 6.27d wurde die Eingangsleistung zusätzlich um die Kleinsignalverstärkung skaliert.¹⁸ Nun geben die Werte entlang der Phase des Lastreflexionsfaktors indirekt Auskunft über die Ausgangsleistung¹⁹. Sind für gleiche skalierte Eingangsleistungen ($P_{in,skaliert}$) die entsprechenden z -Werte (Verstärkungsänderung) auch gleich, so bedeutet dies, dass in diesen Punkten auch die gleiche Ausgangsleistung erreicht wird. Abweichungen der z -Werte korrespondieren mit einer Abweichung der dazugehörigen Ausgangsleistung. Damit spiegelt dieses Bild das Kompressionsverhalten wieder. Im Bereich um die Phase Null des Reflexionsfaktors setzt der Kompressionsbereich bereits bei niedrigeren Ausgangsleistungen ein und erreicht daher nicht die Ausgangsleistung wie im 50- Ω -Fall. Für Phasen um -180° werden höhere maximale Sättigungsausgangsleistungen erreicht. In der AM-AM-Darstellung (Bild 6.26a) ist diese Eigenschaft besser zu erkennen.

Jedoch ist für die Bewertung nicht nur die Linearitätseigenschaft wichtig, sondern auch der dazugehörige Stromverbrauch und die Effizienz. Im Bild 6.27e sind die PAE und der Stromverbrauch der gemessenen Kennlinien mit den Spitzeneingangsleistungen von -20 dBm bis 5 dBm dargestellt. Da das Zweitonsignal ein modulierte Signal darstellt, weichen die Werte leicht von den Messwerten eines Trägersignals ab. Die Ursache liegt in der Darstellung der gemessenen Mittelwerte, die von dem momentanen Kompressionsverhalten des Verstärkers abhängig sind.

Im Gegensatz zu den Teilbildern a-d sind im Bild 6.27e und Bild 6.27f die Werte über die Ausgangsleistung dargestellt. Zu beachten ist, dass die Ausgangsleistung jetzt auf der y -Achse dargestellt ist und diese Bilder für einen quantitativen Vergleich mit den Teilbildern c und d entsprechend gedanklich gedreht und gespiegelt werden müssen. Bild 6.27e zeigt, dass die Effizienzen bei niedrigen bis mittleren Ausgangsleistungen (24 dBm) nahezu identisch sind, wenn die Last variiert wird. Bei höheren Ausgangsleistungen müsste man für eine genaue Bewertung in jedem Fall Messungen mit einem Träger-Signal vergleichend hinzuziehen oder die Strommessung im Zeitbereich durchführen, um die momentane Effizienz zu bestimmen. Der DC-Strom folgt im Gegensatz zur Effizienz im überwiegenden Teil des Messbereiches der Eingangsleistung (Konturen entlang der Messpunkte), und nur im starken Kompressionsbereich sind Abweichungen zu beobachten.

6.4.2 Messergebnisse für ein VSWR von 5:1

Die Ergebnisse der VSWR-5:1-Messung im Bild 6.28 zeigen ein ähnliches Verhalten wie die VSWR-3:1-Messungen im vorangegangenen Abschnitt.

Bei dieser Messung wurde der Verstärker jedoch mit einer Betriebsspannung von $2,5$ V betrieben, um eine Beschädigung zu vermeiden. Daher muss bei diesem Vergleich auch die Änderung der Betriebsspannung mit berücksichtigt werden. Die Änderung der Kurvenverläufe bei sich ändernder Phase des Reflexionsfaktors ist erwartungsgemäß stärker ausgeprägt als bei der VSWR-3:1-Messung. Bei der VSWR-5:1-Messung ändert sich die

¹⁸Referenzkleinsignalverstärkung ist die des 50 Ω -Falls, siehe durchgezogene Linie in Bild 6.26b.

¹⁹Die durch die Normierung eliminierte Kleinsignalverstärkung fließt jetzt wieder durch eine Skalierung der x -Achse in die Grafik ein. Alle Kurven besitzen damit die gleiche Kleinsignalverstärkung.

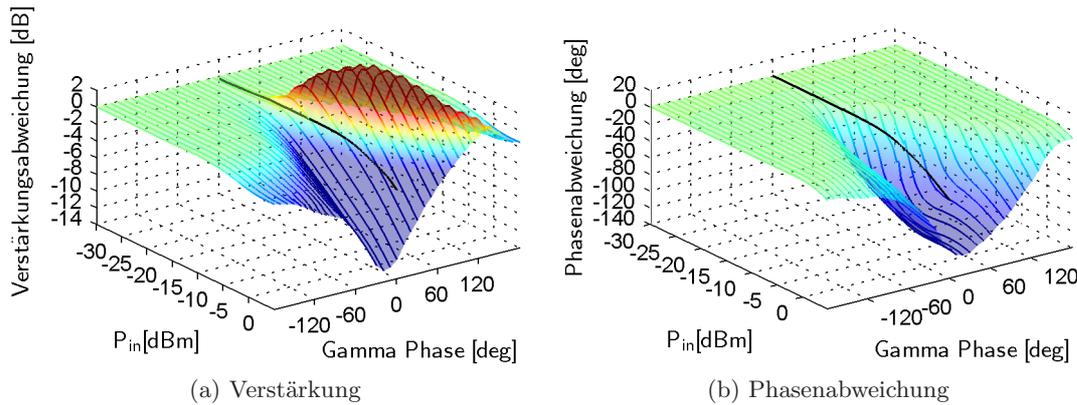


Abbildung 6.28: Verstärkungs- und Phasenabweichung bei einer Messung mit einem VSWR von 5:1 im Vergleich zur 50 Ω-Kurve (schwarz)

Last stärker und sollte deshalb auch zur stärkeren Änderung der Kurvenverläufe führen. Ein weiterer Unterschied ist im Bereich der Verstärkungsexpansion zu beobachten. Im Bereich von -210° ($+150^\circ$) bis -60° ist die Verstärkungsexpansion sogar in den Bereich der Kompression verschoben und führt dort noch zu einer Anhebung der Verstärkung (gerade noch zu erkennen für Eingangsleistungen von 0 - 5 dBm). Die Kleinsignalverstärkung der VSWR-5:1-Messung (Bild 6.29a) schwankt wesentlich stärker als bei einem VSWR von 3:1 (Bild 6.26b). Der Verstärkungsunterschied im 50 Ω-Fall lässt sich mit der geringeren Versorgungsspannung erklären.

Ein besonderer Effekt ist bei der VSWR-5:1-Messung zwischen -140° bis -90° mit

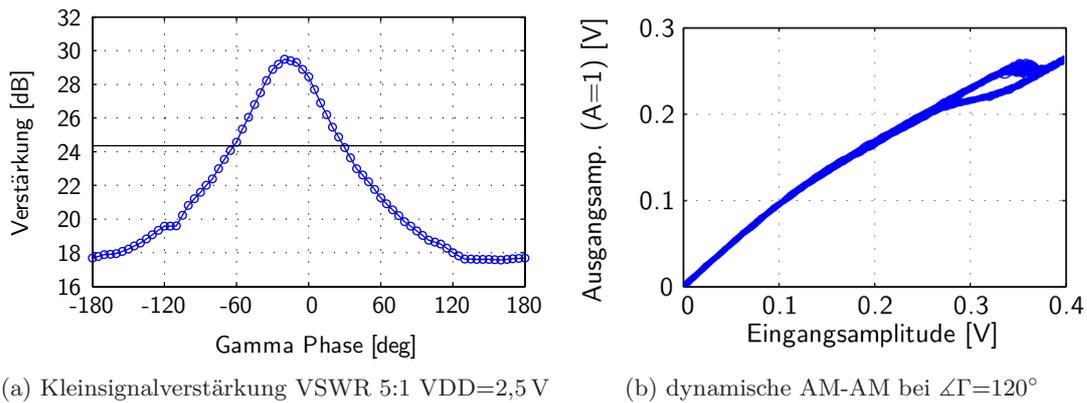


Abbildung 6.29: (a) Änderung der Kleinsignalverstärkung bei einem VSWR von 5:1; horizontale Linie ist die Kleinsignalverstärkung im 50 Ω-Fall
 (b) Anomalie bei 120° des Lastreflexionsfaktors die einen Memoryeffekt verursacht

einer Spitzeneingangsleistung von 5 dBm zu sehen. Bild 6.29b zeigt exemplarisch eine AM-AM-Kurve aus diesem Bereich. Hier erfolgt bei hohen Ausgangsamplituden plötzlich ein Einbruch im Signalverlauf, der anhand des starken Memoryeffekts in der AM-AM-Kennlinie erkennbar wird.

6.5 Einfluss der Frequenz auf die Nichtlinearität

Wie im vorangegangenen Abschnitt kurz erläutert, wird der Verstärker mit einer optimalen Last betrieben, die ein bestmögliches Verhältnis zwischen Ausgangsleistung, Effizienz, Verstärkung und Linearität gewährleistet. Diese Last kann aufgrund des frequenzabhängigen Anpassungsnetzwerks nur für eine Frequenz optimal sein. Mit der Wahl des Anpassungsnetzwerks wird somit der bestmögliche Kompromiss zwischen den verschiedenen Anforderungen sichergestellt. Weiterhin führen die frequenzabhängigen Komponenten der Verstärkerstufe zu einem Frequenzverhalten des Verstärkers.

Alle gemessenen AM-AM-Kennlinien (in 2-MHz-Schritten) sind im Bild 6.30a dargestellt. Gut zu erkennen ist, wie die maximale Ausgangsamplitude ausgehend von 2000 MHz zu niedrigeren Frequenzen zunimmt. Für Frequenzen unter 1900 MHz wird die maximale Ausgangsleistung aufgrund der niedrigeren Verstärkung noch nicht erreicht. Die Änderung der Kleinsignalverstärkung ist separat in Bild 6.30b dargestellt. In diesem Frequenzbereich steigt die Kleinsignalverstärkung fast linear mit steigender Frequenz.

Die Bewertung der Änderung der Nichtlinearität erfolgt, wie auch im Abschnitt 6.4.1 zur VSWR-Messung, mit Hilfe der normierten Verstärkungsänderung und der Phasenänderung (AM-PM-Kennlinie), die im Bild 6.31a sowie im Bild 6.31b dargestellt sind. Bei der Verstärkungsänderung gibt es eine stark zunehmende Verstärkungsexpansion mit zunehmender Frequenz. Weiterhin ist zu beobachten, dass es im Bereich der Verstärkungsexpansion eine entsprechende Eindellung in den Phasenkennlinien gibt, deren Ausprägung mit steigender Frequenz zunimmt.

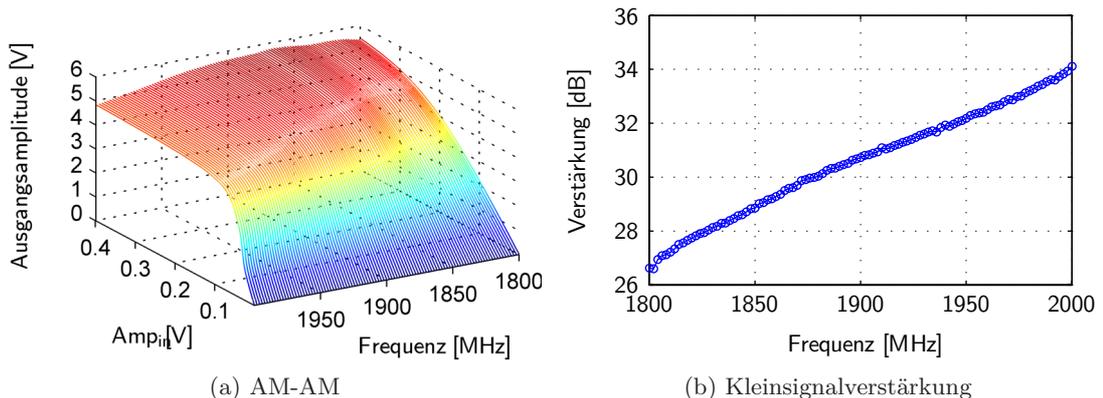


Abbildung 6.30: Änderung der Linearität veranschaulicht durch die AM-AM-Kennlinien bei einer Variation der Trägerfrequenz.

6.5 Einfluss der Frequenz auf die Nichtlinearität

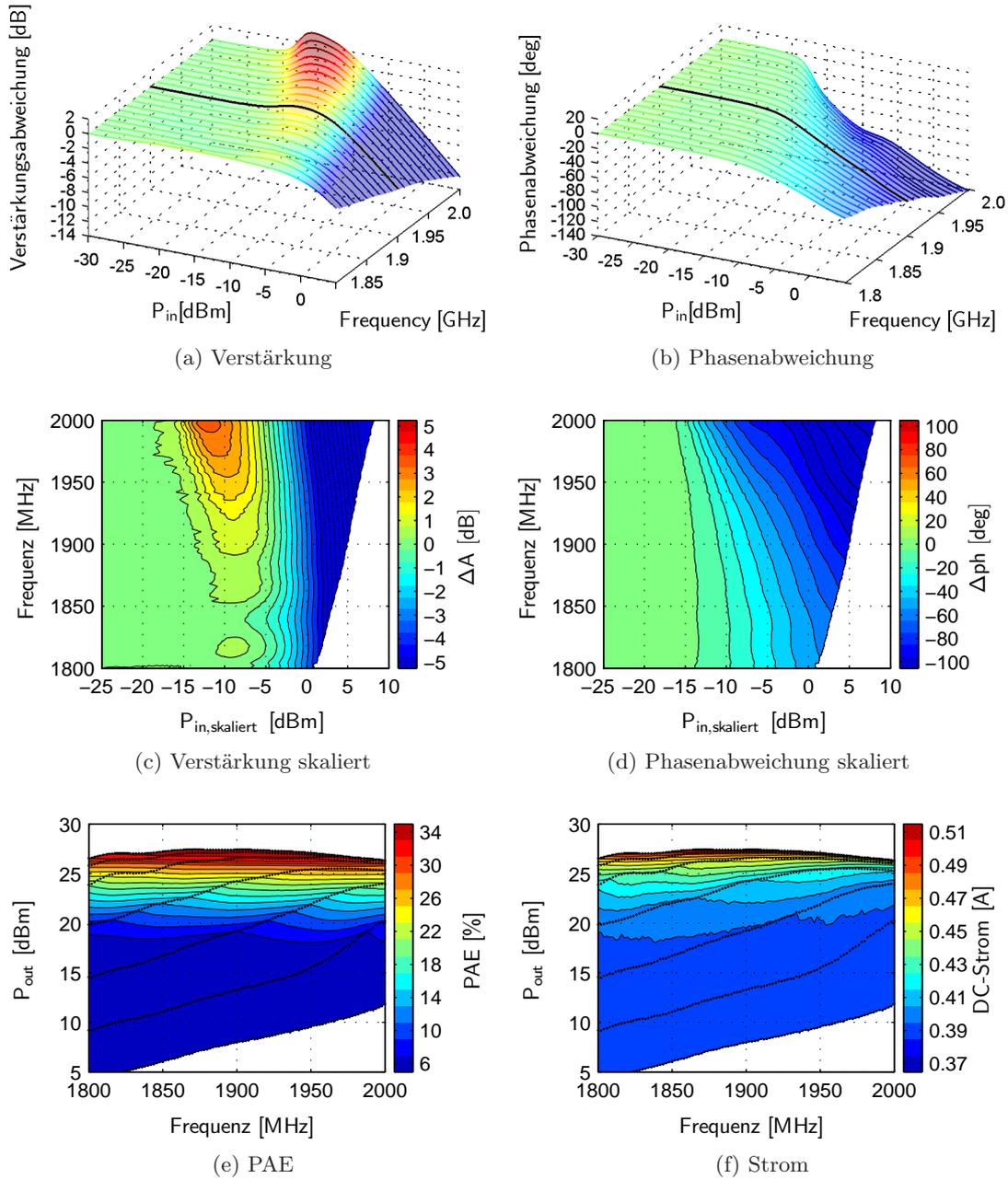


Abbildung 6.31: Messergebnisse für die fein aufgelöste Frequenzvariation. Teilbild (a) und (b) zeigen den allgemeinen Trend der Verstärkung und Phasenänderung (Referenzfrequenz schwarz markiert). Teilbild (c) und (d) zeigen das Kompressionsverhalten mit skaliertener Eingangsleistung und (e) und (f) die PAE und DC-Strom als Durchschnittswerte der gemessenen Zweitonsignale (schwarze Punkte symbolisieren die gemessenen Werte).

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

Für die quantitative Beurteilung des Kompressionsverhaltens und eines möglichen Skalierungsverhaltens wurden alle x-Achsen der Kennlinien so skaliert, dass im Kleinsignalbereich für gleiche Eingangsleistungen auch die entsprechenden Ausgangsleistungen gleich sind, siehe Bild 6.31c und Bild 6.31d. Jetzt entspricht die Konturänderung entlang der y-Achse (Frequenz) einer Ausgangsleistungsänderung. Man erkennt gut, dass die Kompression bei allen Frequenzen ungefähr bei der gleichen Ausgangsleistung einsetzt (bei $P_{in,skaliert} = -2 \text{ dBm}$). Die Phasenänderung ist stärker ausgeprägt mit zunehmender Verstärkungsexpansion, wie es bereits in Bild 6.31b zu sehen war.

Die Effizienz und der Stromverbrauch des Zweitonsignals sind im Bild 6.31e und Bild 6.31f dargestellt. Die Effizienz (PAE), bezogen auf die Ausgangsleistung, ist im untersuchten Frequenzbereich nicht von der Frequenz abhängig. Zu hohen Frequenzen hin ist aufgrund der sinkenden maximalen Ausgangsleistung die maximale Effizienz limitiert. Gleiche Beobachtungen gelten für den Strom in Bild 6.31f.

Zusätzlich ist in allen Abbildungen der Amplituden- bzw. der Verstärkungsänderung eine Welligkeit zu beobachten. Im Bild 6.31a ist dieses Verhalten am deutlichsten zu sehen. Für Frequenzen von 1800 MHz bis 1900 MHz wechseln sich Kompressions- und Expansionsverhalten mit Veränderung der Frequenz ab.

Weiterhin wurden Messungen durchgeführt, die einen großen Frequenzbereich von 1,6 GHz bis 2,05 GHz abdecken. Die entsprechenden Konturdiagramme mit skaliertem Eingangssignal sind im Bild 6.32 dargestellt. Die Beobachtung, dass das tiefe Kompressionsverhalten für gleiche skalierte Eingangsleistung ähnlich ist, gilt nicht mehr bei einer großen Frequenzvariation. Die Skalierung der Eingangsleistung ist damit nur für einen begrenzten Frequenzbereich gültig.

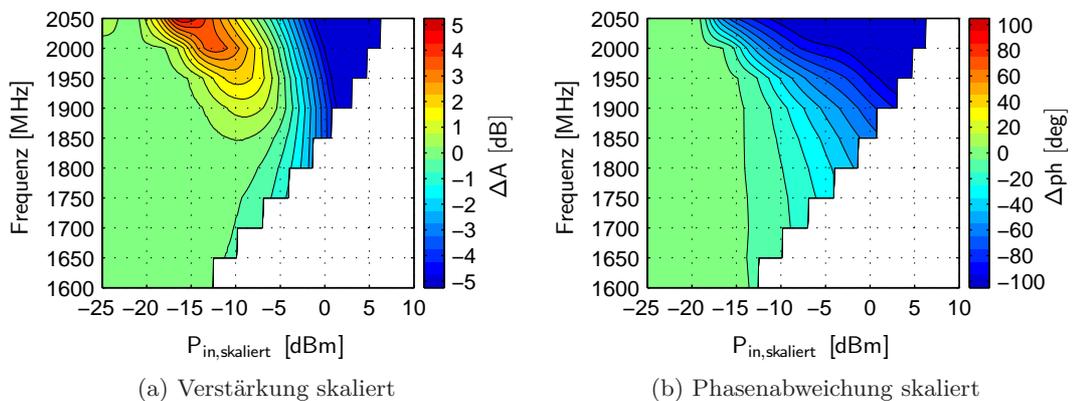


Abbildung 6.32: Frequenzcharakterisierung über einen weiten Frequenzbereich. Darstellung erfolgte mit skaliertem Eingangssignal.

Für einen Multistandard-Transmitter kann ein Vorverzerrungssystem entworfen werden, bei dem das Frequenzverhalten mit einer Skalierung der Eingangsleistung entsprechend der veränderten Verstärkung kompensiert werden kann, vgl. Abschnitt 7.2. Dabei muss gewährleistet werden, dass die abzudeckenden Bänder in dem Frequenzbereich lie-

gen, in dem eine Skalierung der Eingangsleistung zu ähnlichen Kennlinien führt. Gegebenenfalls muss zusätzlich eine variable Verstärkungsexpansion geeignet kompensiert werden, falls sie durch die Linearitätsanforderung nicht toleriert werden kann, z.B. mit zwei Skalierungsfaktoren wie bei der Versorgungsspannungsabhängigkeit im Abschnitt 6.7.

Die Phasencharakteristik könnte mit separaten frequenzabhängigen Skalierungen der Eingangsleistung und einer Anpassung der Steilheit der Phase (y -Skalierung der Phasenkennlinie) erfolgen.

6.6 Einfluss der Arbeitspunkteinstellung auf die Nichtlinearität

Die Arbeitspunkteinstellung bestimmt, um welchen Gleichanteil am Eingang die jeweilige Verstärkerstufe, siehe Abschnitt 4.1, angesteuert wird. Damit wird der Arbeitsbereich der Stufe festgelegt. Die unterschiedlichen Arbeitsbereiche wurden in Abschnitt 2.2.1 erläutert. Für die Arbeitspunkteinstellung wird in dieser Arbeit auch der Begriff Bias verwendet, wie er in der englischsprachigen Literatur verwendet wird.

Die Arbeitspunkte des untersuchten Verstärkers werden über eine Stromspiegelschaltung gesteuert, siehe Bild 4.1, welche die Arbeitspunktspannung in Abhängigkeit vom eingepprägten Strom festlegt. Die Abhängigkeiten der Spannung vom eingepprägten Strom sind im Bild 6.12a näher veranschaulicht worden. Es zeigt sich, dass die Verstärkerstufen immer im AB-Betrieb arbeiten und der Biasstrom den Arbeitsbereich leicht in Richtung A bei höherem Strom oder in Richtung B bei niedrigerem Strom verschiebt. Damit ist es möglich, sowohl die Nichtlinearitäten, als auch die Verstärkung der einzelnen Stufen zu steuern.

Beginnend mit der Endstufe werden die Auswirkungen der Biasströme analog zu den vorhergehenden Abschnitten (siehe Bild 6.31) erläutert. Die quantitative Betrachtung der Verstärkungsabweichung in Bild 6.33a zeigt, dass mit zunehmendem Biasstrom I_B die Verstärkungsexpansion zunimmt.

Die Form des Phasenverlauf in Bild 6.33b zeigt jedoch kaum eine Veränderung. Lediglich die Eingangsleistung, bei der die Phasendrehung beginnt, ist leicht verschoben. Das lässt vermuten, dass auch hier die höhere Verstärkung die Phasendrehung später einsetzen lässt. Um dies zu beweisen, werden die Eingangsleistungen wieder um die Kleinsignalverstärkungsschwankung skaliert und als Konturdiagramm in Bild 6.33c und Bild 6.33d dargestellt. Diese Bilder zeigen, dass der Phasenverlauf nahezu identisch ist. Sogar der Verstärkungsverlauf bei hohen Eingangsleistungen verhält sich gleich. Nur im Bereich der Verstärkungsexpansion gibt es Unterschiede. Für ein Vorverzerrungssystem bedeuten diese Ergebnisse, dass nur die Charakteristik der Verstärkung bzw. der Betragsamplitude im Bereich der Verstärkungsexpansion angepasst werden müsste, wenn diese "Überschwinger" nicht tolerierbar sind (z.B. durch eine weitere Skalierung, vgl. Abschnitt 6.7).

Die erreichbare PAE korreliert überwiegend mit der Ausgangsleistung (Bild 6.33e) und nur sehr schwach mit dem Biasstrom. Der Gesamtstrom hingegen hängt stark vom Biasstrom ab (lineare Beziehung), siehe Bild 6.33f. Mit zunehmender Kompression ist auch eine Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zu beobachten.

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

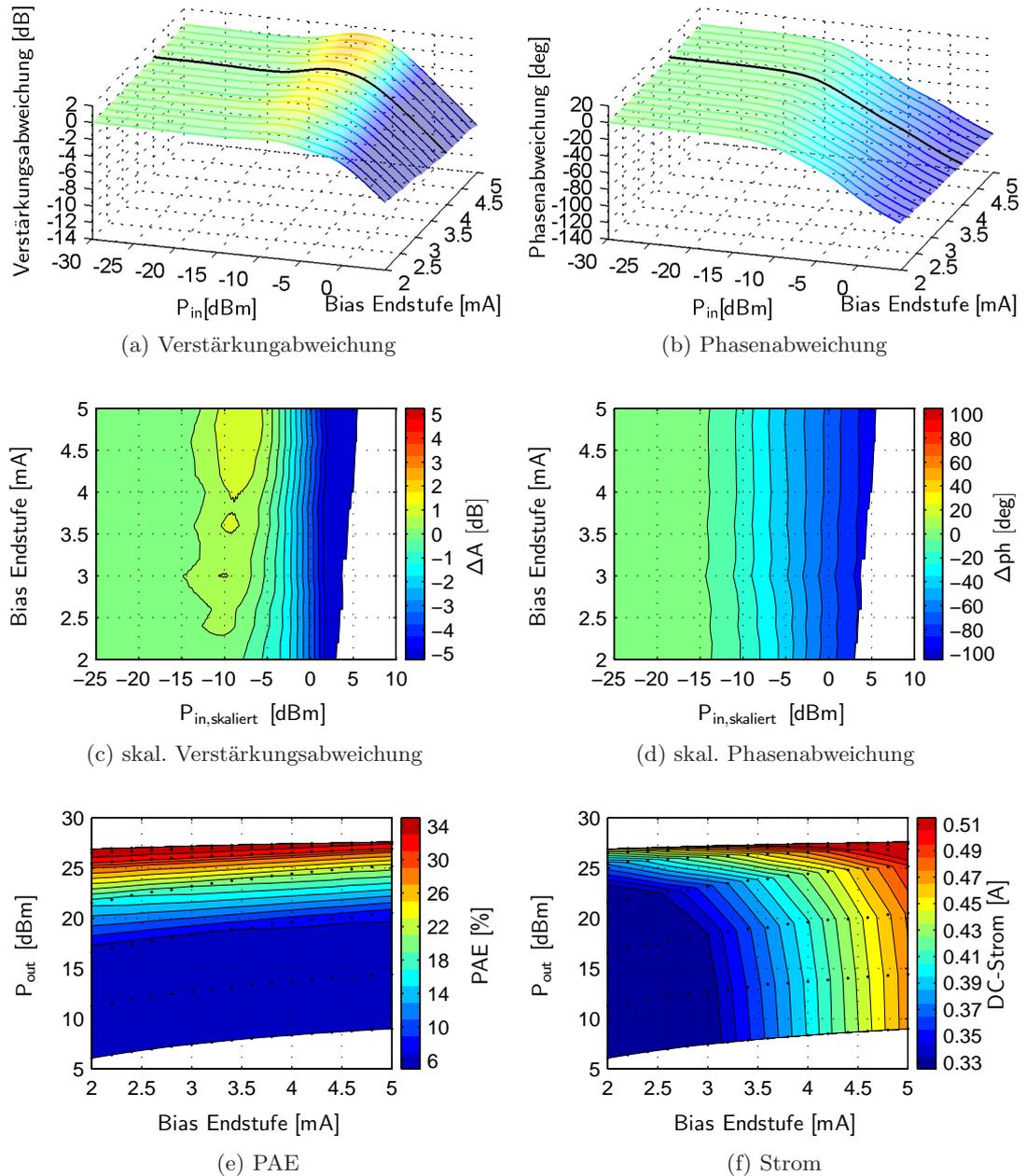


Abbildung 6.33: (a) und (b): Linearitätsänderung veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung bei Änderung des Bias der Endstufe (I_B) im Vergleich zum Referenzbias (schwarz)

(c) und (d): Änderung der Linearität veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung bei der die Eingangsleistung um die Kleinsignalverstärkung skaliert wurde.

(e) und (f): PAE und DC-Strom der gemessenen Zweitonsignale, die für die Bestimmung der Kennlinien verwendet wurden.

Schwarze Punkte symbolisieren die gemessenen Werte.

6.6 Einfluss der Arbeitspunkteinstellung auf die Nichtlinearität

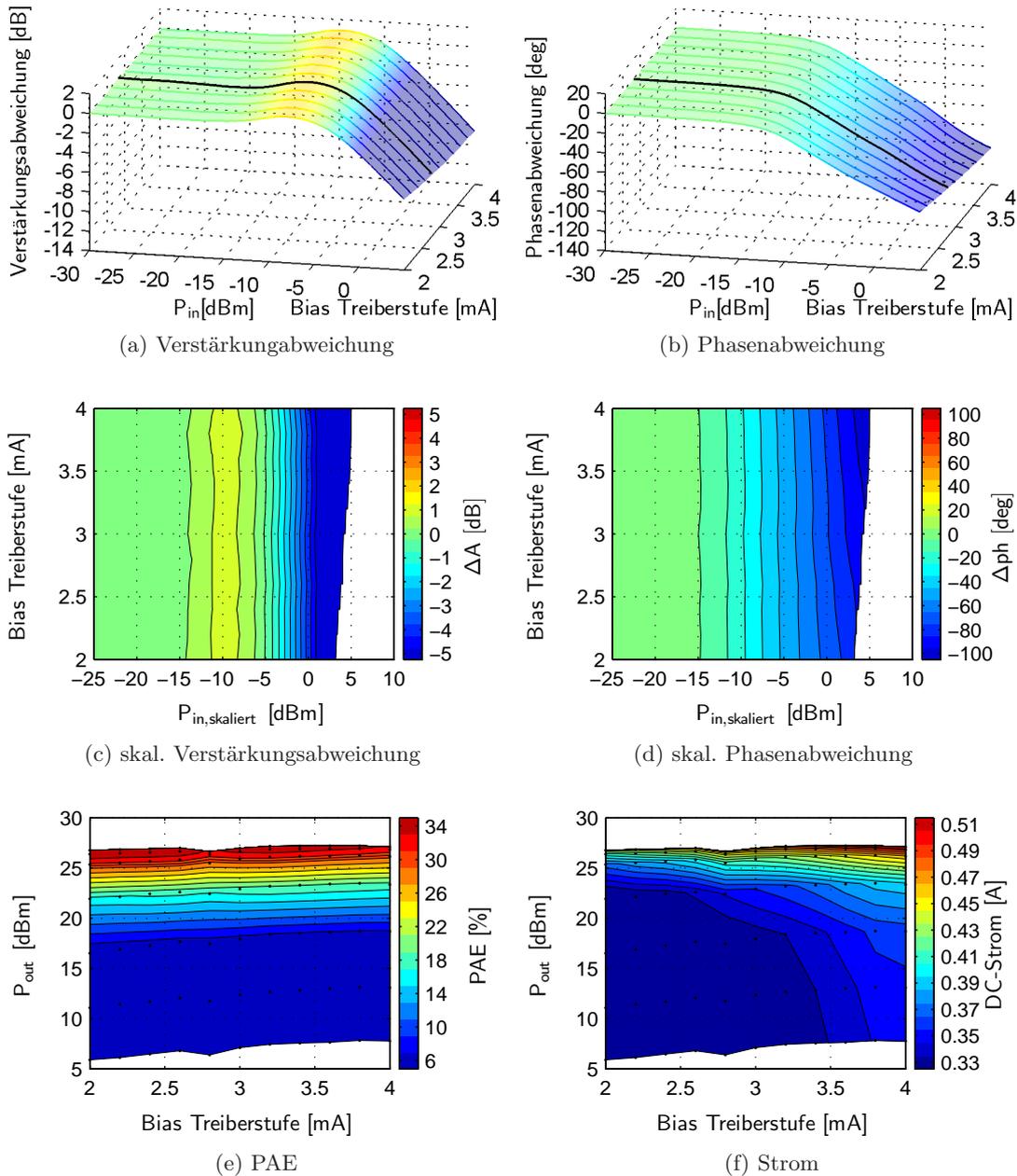


Abbildung 6.34: (a) und (b): Linearitätsänderung veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung bei Änderung des Bias der Treiberstufe (I_A) im Vergleich zum Referenzbias (schwarz).

(c) und (d): Änderung der Linearität veranschaulicht durch die Verstärkungs- und Phasenabweichung bei der die Eingangsleistung um die Kleinsignalverstärkung skaliert wurde.

(e) und (f): PAE und DC-Strom der gemessenen Zweitonsignale, die für die Bestimmung der Kennlinien verwendet wurden.

Schwarze Punkte symbolisieren die gemessenen Werte.

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

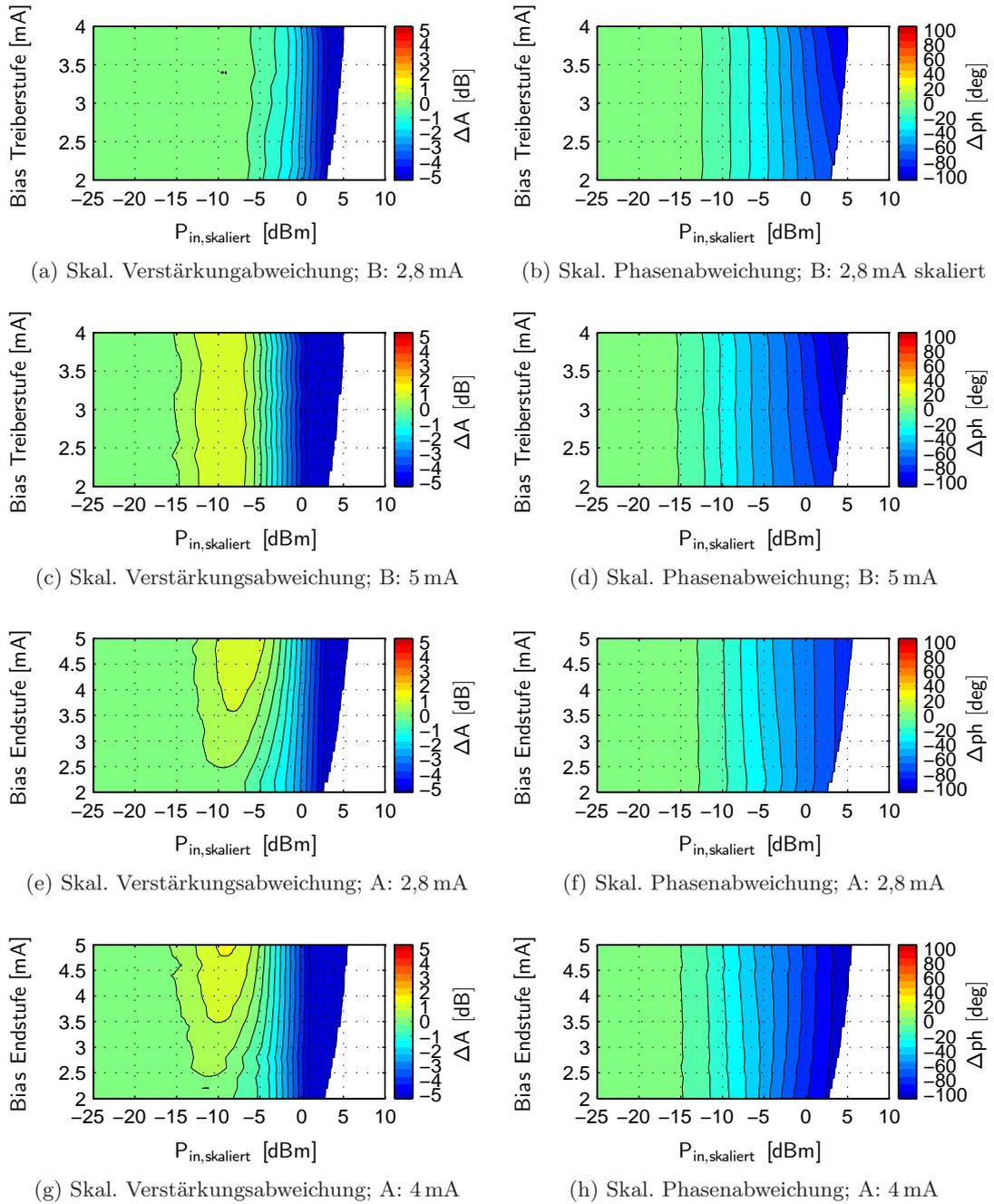


Abbildung 6.35: Um die Kleinsignalverstärkung skalierte Kennlinien einer Biasstromänderung einer Stufe für minimale und maximale Biasströme der jeweils anderen Stufe (Treiberstufe=A, Endstufe=B)

Die Ergebnisse für die Treiberstufe im Bild 6.34 sind in weiten Teilen vergleichbar mit den Ergebnissen der Endstufe im Bild 6.33. Die Kleinsignalverstärkung ändert sich in gleicher Weise wie die der Endstufe (ca. 2 dB je 2 mA).

Wie zu erwarten ändert die Treiberstufe die Verstärkungsexpansion nicht, da es durch die Endstufe verursacht wird, weil die Treiberstufe in diesem Bereich noch nahezu linear arbeitet. Die einzige Veränderung ist im Phasenverlauf bei hohen Eingangsleistungen zu sehen. Bei einer skalierten Eingangsleistung von 3 dBm ändert sich die Phase um ca. 7° bei einem fixen Arbeitspunkt der Endstufe von 4 mA.

Da die Beobachtungen nicht nur für einen festen Biasstrom der Endstufe von 4 mA und einen festen Biasstrom der Treiberstufe von 2,8 mA gelten, werden die Konturabbildungen um die maximalen und minimalen gesetzten Biasströme ergänzt und im Bild 6.35 dargestellt. Die Eingangsleistungen wurden hierbei auf die Kleinsignalverstärkung der Referenzströme von 4 mA bzw. 2,8 mA skaliert. Diese Bilder belegen, dass die Beobachtungen und Interpretationen für den gesamten Bereich der möglichen Kombinationen der Biasströme gültig sind.

Neben den Nichtlinearitäten ist auch die Auswirkung auf die beobachteten Memoryeffekte von Bedeutung. Hierbei stellt sich vorab die Frage, ob mit Hilfe der Arbeitspunkteinstellungen der Memoryeffekt beeinflusst werden kann.

Als zuverlässiges quantitatives Bewertungskriterium (ein Wert pro Arbeitspunkt) ist der Flächeninhalt der Memorykurve nicht geeignet, da hier auch die Nichtlinearität den Inhalt beeinflusst. Als Lösung dieses Problems wurden, wie im Abschnitt 5.3 beschrieben, die zeitlichen Verstärkungsschwankungen bei einem Zweitonabstand von 40 kHz berechnet. Exemplarisch sind die Verstärkungsschwankungskurven bei einer Variation der Treiber- und Endstufenbiasströme im Bild 6.36 gezeigt.

Hier bildet der Memoryeffekt ein Maximum und ein Minimum der Verstärkungsschwankung aus. Das Verhältnis zwischen Maximum und Minimum wird nun als zuverlässiges Bewertungskriterium für den Memoryeffekt gewählt ($\max \Delta A_{\text{Spannung}}$), da es die maximale Amplitudenabweichung aufgrund des Memoryeffektes beschreibt und statische Nichtlinearitäten keinen Einfluss darauf haben.

Die maximalen Verstärkungsschwankungen der Amplituden in Abhängigkeit der Biasströme sind im Bild 6.37a dargestellt. Dabei entspricht eine maximale Verstärkungsschwankung vom Wert Eins einem memoryeffektlosen Verhalten.

Färbt man die erreichten Ausgangsleistungen mit der Stärke des Memoryeffektes ein (Bild 6.37b), zeigt sich, dass der Memoryeffekt abnimmt, wenn mit Hilfe der Biasströme die Ausgangsleistung erhöht wird. Durch die Erhöhung der Biasströme wird der Arbeitspunkt in Richtung A verschoben. Damit steigt die Verstärkung und mit ihr die Ausgangsleistung. Die Linearität nimmt zu, jedoch sinkt die Effizienz (PAE) aufgrund der höheren DC-Ströme. Abschließend ist festzustellen, dass die Arbeitspunkteinstellung der Endstufe einen wesentlich höheren Einfluss auf den Memoryeffekt hat.

In einem Vorverzerrungssystem, anders als im Kapitel 7 beschrieben, wäre auch die Variation der Biaspunkteinstellung für eine Skalierung der Nichtlinearität geeignet, wenn sich z.B. die Temperatur oder die Frequenz ändert. Der Skalierungsgrad umfasst zwar nur ca. 2 dB (siehe Bild 6.34 und Bild 6.33), ändert im Falle der Treiberstufe aber nicht

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

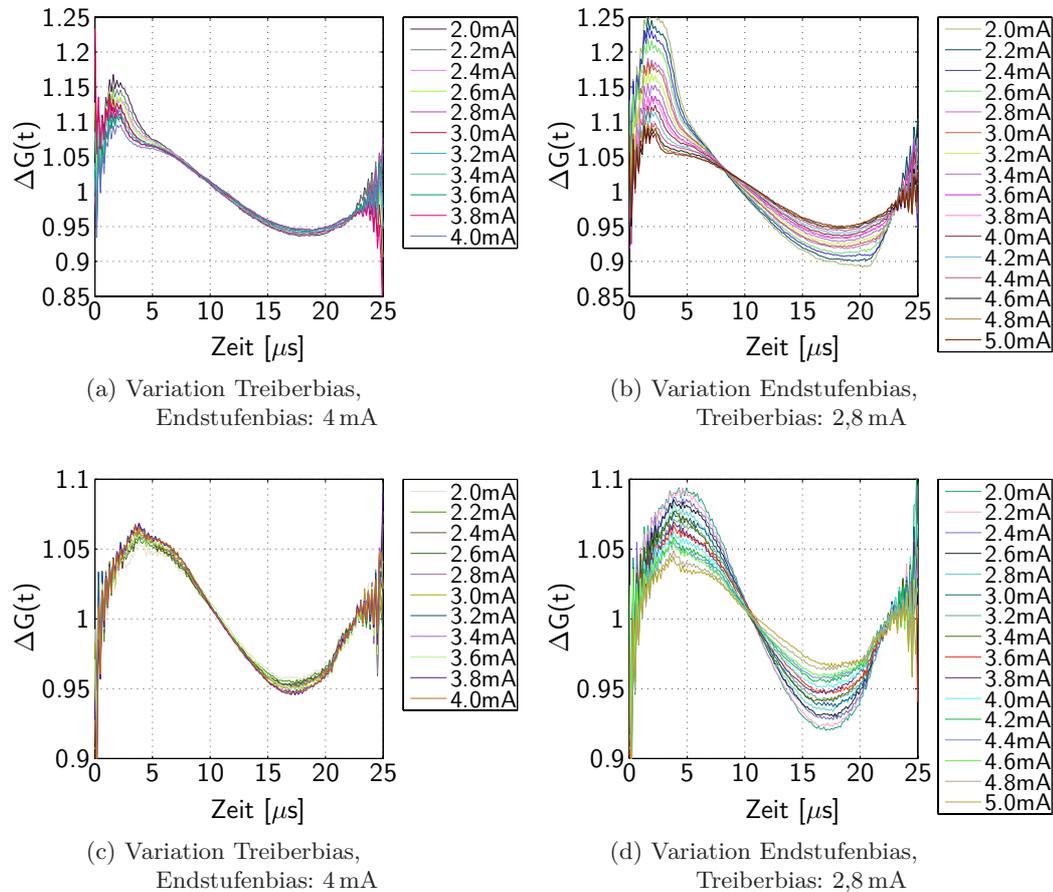


Abbildung 6.36: Verstärkungsschwankungen bei Variation der Treiber- und Endstufenbiasströme und maximaler Eingangsspitzenleistung von 3 dBm in Teilbild a) und b) und - 5 dBm in Teilbild c) und d)

die Kennlinienform (siehe Bild 6.34) oder nur die Verstärkungsexpansion im Falle der Endstufe. Das Bias der Treiber- und Endstufe könnte somit zusätzlich zur Kompensation der Verstärkungsexpansion eingesetzt werden.

6.7 Einfluss der Versorgungsspannung auf die Nichtlinearität

Die Versorgungsspannung ist eine Größe, deren Veränderung auf dem Chip mit entsprechenden Schaltungen gemessen werden kann. Somit ist die Messung einer Änderung der Versorgungsspannung auf dem Chip möglich und kann in einem adaptiven Vorverzerrungssystem genutzt werden.

Die Kennlinien des untersuchten CMOS-Verstärkers bei einer feinmaschigen Variation der Versorgungsspannung sind im Bild 6.38a und Bild 6.38b dargestellt. Auffällig

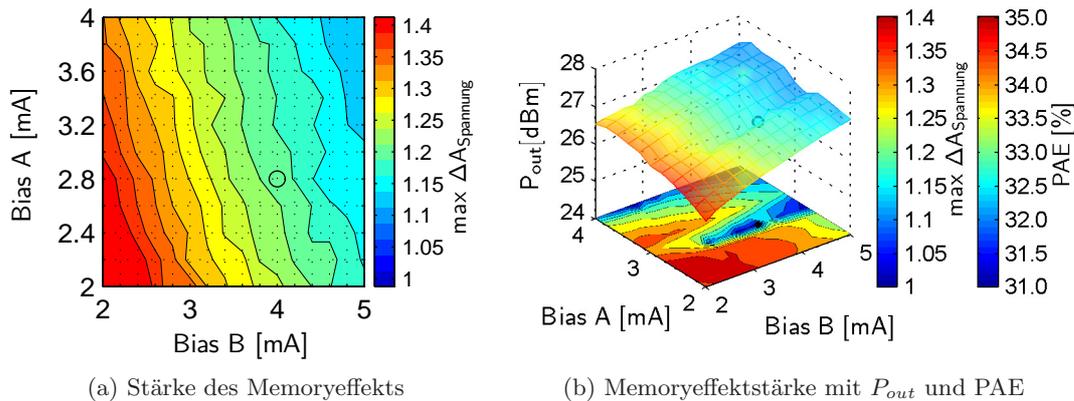


Abbildung 6.37: Darstellung der maximalen Verstärkungsschwankung, als Maß für die Stärke des Memoryeffektes in Teilbild (a) und die kombinierte Darstellung mit P_{out} und dem Konturplot der PAE. Der schwarze Kreis markiert die Referenzarbeitspunkteinstellung.

in diesen Bildern ist, dass mit steigender Versorgungsspannung die Höhe des Überschingers zunimmt. Die Eingangsleistung, bei der nach dem Überschinger wieder die Kleinsignalverstärkung erreicht wird, ist für alle Versorgungsspannungen nahezu gleich (P_{in} : -5 dBm). Weiterhin scheint der Phasenverlauf weitestgehend gleich zu sein mit dem einzigen Unterschied, dass die Phasendrehung für steigende Versorgungsspannungen bei kleineren Eingangsleistungen beginnt.

Dies lässt wieder vermuten, dass die Ursache der früheren Phasendrehung bei höheren Versorgungsspannungen die höhere Kleinsignalverstärkung ist. Im Bild 6.38c und Bild 6.38d ist die Eingangsleistung der Kennlinien um die veränderte Kleinsignalverstärkung skaliert worden. Jetzt beginnt die Phasendrehung aller Kurven bei in etwa gleicher skaliertes Eingangsleistung. Zusätzlich ist zu beobachten, dass die Überschinger bei der Verstärkung jetzt alle bei der gleichen Eingangsleistung beginnen ($P_{\text{in,skaliert}}$: -14 dBm). Der Überschwingbereich ist damit definiert, und man könnte eine geeignete Funktion entwickeln, die diesen Überschwingbereich in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung kompensiert. Außerdem könnte, wie im Bild 6.35 zu sehen, der Biasstrom der Endstufe abgesenkt werden, um den Überschinger zu verringern, ohne das tiefe Kompressionsverhalten zu verändern.

Die Effizienz, dargestellt in Bild 6.38e, ist in guter Näherung linear abhängig von der Versorgungsspannung bei gleicher Ausgangsleistung. Durch das Einsetzen der Kompression bei geringerer Ausgangsleistung, bedingt durch eine kleinere Versorgungsspannung, kann die damit resultierende Erhöhung der Effizienz begründet werden. Weiterhin ist festzustellen, dass die maximal erreichbare Effizienz zunimmt, wenn die Versorgungsspannung reduziert wird. Im Bild 6.38e ist für Werte kleiner als 2,6 V dieser Trend aufgrund der zu geringen Aussteuerung des Verstärkers (siehe auch Bild 6.38c) nicht mehr sichtbar. Ursache für die geringere Aussteuerung ist die stark abnehmende Kleinsignalverstärkung (x-Achsenverschiebung in Bild 6.38c). Der Stromverbrauch (Bild 6.38f)

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

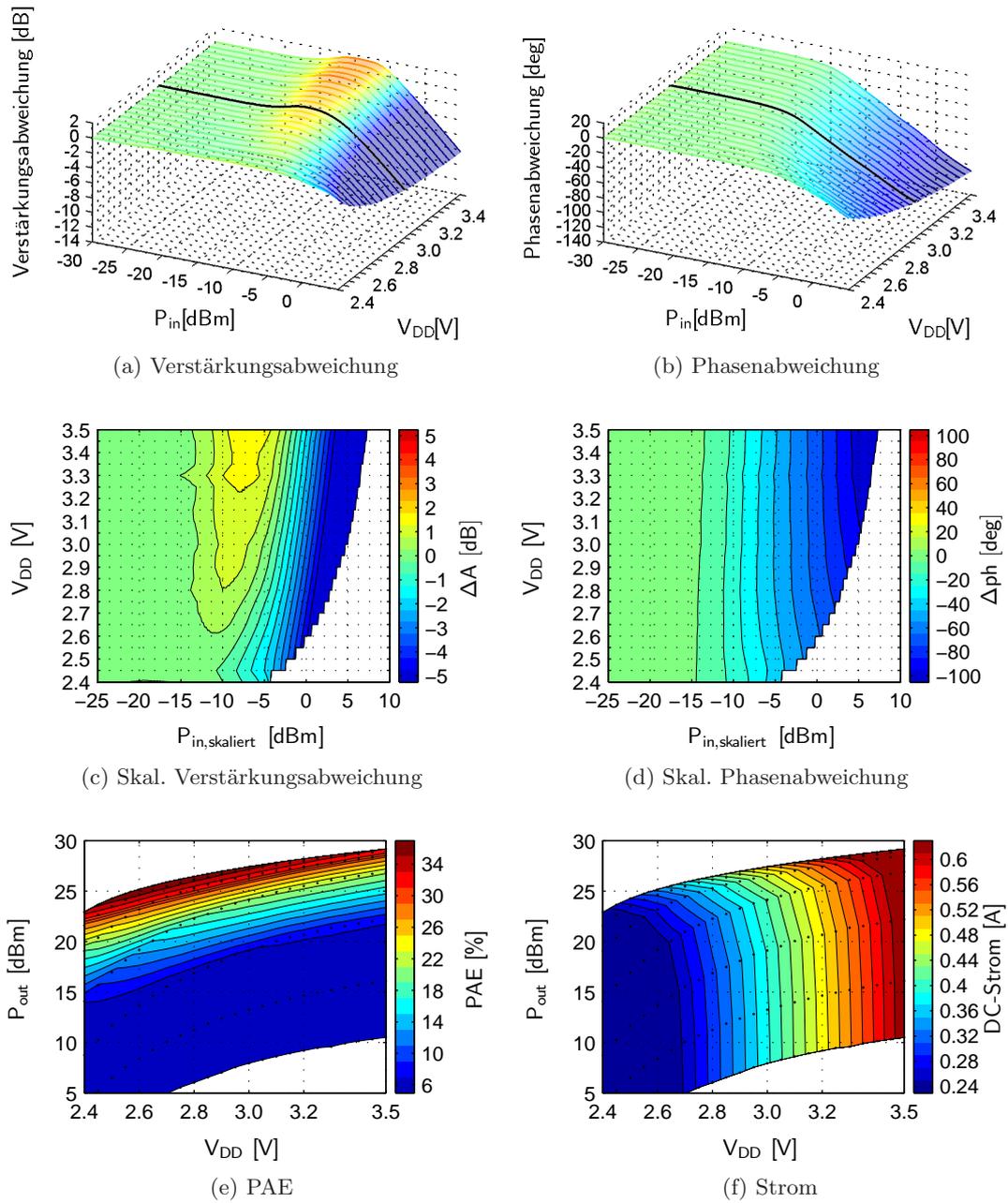


Abbildung 6.38: Messergebnisse für die fein aufgelöste Variation der Versorgungsspannung. Teilbild (a) und (b) zeigen den allgemeinen Trend der Verstärkung und Phasenänderung (Referenzspannung schwarz markiert). Teilbild (c) und (d) zeigen das Kompressionsverhalten mit skaliertener Eingangsleistung und (e) und (f) die PAE und DC-Strom als Durchschnittswerte der gemessenen Zweitonsignale (schwarze Punkte symbolisieren die gemessenen Werte).

nimmt gleichmäßig zu mit steigender Versorgungsspannung.

Es wurde gezeigt, dass die Skalierung der Eingangsleistung für die Phase gut, jedoch bei der Amplitude nur bis zu einer bestimmten Eingangsleistung anwendbar ist (vgl. Bild 6.39 gepunktete Linien). Mit der Stärke der Überschwinger ändert sich auch das Verhalten in tiefer Kompression. Dieses Verhalten kann durch einen weiteren Skalierungsfaktor (2-fache Skalierung) für die tiefe Kompression nachgebildet werden, siehe Bild 6.39 durchgezogene Linien. Der Übergangsbereich zwischen den beiden Skalierungen muss dabei geeignet kompensiert werden, z.B. durch einen linearen Übergang von der ersten zur zweiten Skalierung.

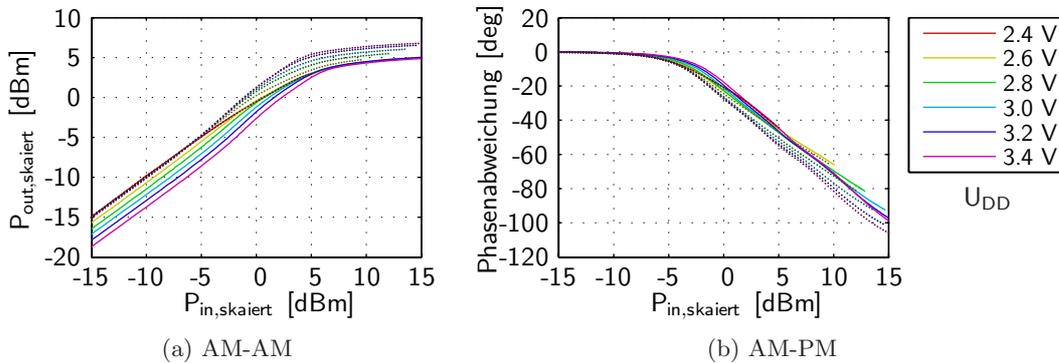


Abbildung 6.39: Darstellung der erweiterten Skalierung für tiefe Kompression. Gepunktete Linie veranschaulicht die Skalierung für kleine Eingangsleistungen (Werte siehe Bild 6.40). Bei der durchgezogenen Linie wurde die x-Achsenkalierung der gepunkteten Linie um weitere 0,36 dB je 0,2 V erhöht und gleichzeitig die y-Achsenkalierung um den gleichen Betrag gesenkt.

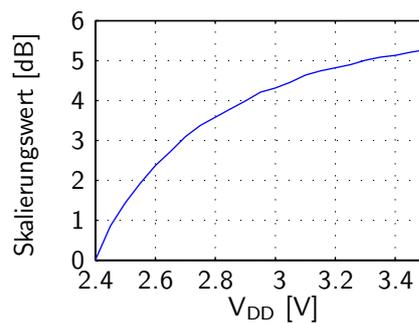


Abbildung 6.40: Skalierungswerte (Nichtlinearität) für die Variation der Versorgungsspannung, damit alle Kennlinienanteile bei kleinen Leistungen aufeinanderliegen.

6.8 Einfluss der Prozessvariation auf die Nichtlinearität

Die Charakteristik eines Verstärkers schwankt von Exemplar zu Exemplar aufgrund von Prozessschwankungen. Die Charakteristik der endgültigen Verstärkerschaltung ist darüber hinaus auch von den Schwankungen des Aufbaus abhängig. Hierunter fallen z.B. Fertigungstoleranzen der hergestellten Leiterplatte (*engl.: printed circuit board, PCB*), der Bonddrahtlängen, der Werte der verwendeten diskreten Bauelemente usw. Das Ausgangsanpassungsnetzwerk inklusive Balun wurde bei dem untersuchten CMOS-Verstärker außerhalb des Chips (*offchip*) realisiert (siehe Abschnitt 4.1 und Bild 4.1), und somit kann die Charakteristik nur in Verbindung mit dem PCB getestet werden.

Für die Untersuchung der Schwankungen zwischen einzelnen Exemplaren wurden zehn weitere Verstärker gemessen. Zur qualitativen Auswertung wurden die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien berechnet, siehe Bild 6.41. In diesen Bild wird deutlich, dass die

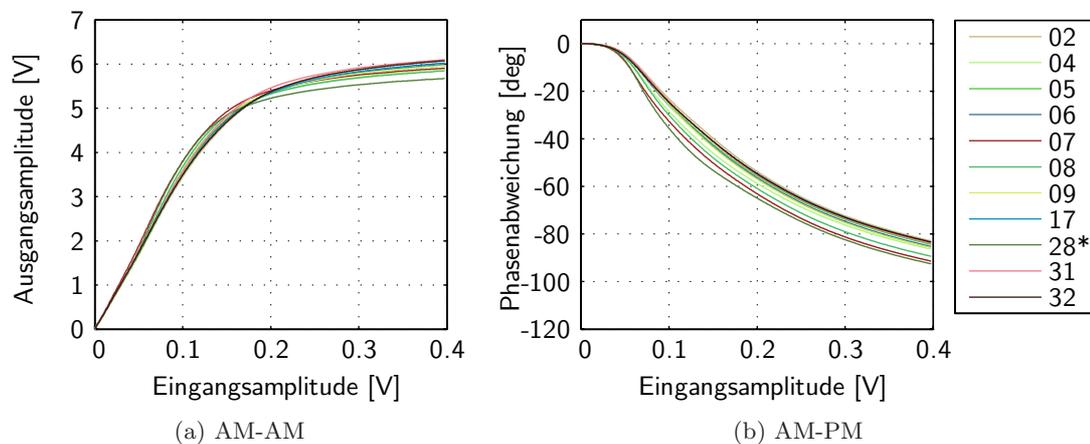


Abbildung 6.41: Mit den Standardeinstellungen gemessene AM-AM- und AM-PM-Kennlinien von zehn weiteren Verstärkerexemplaren. Verstärker Nummer 28 ist der Referenzverstärker für alle anderen in dieser Arbeit präsentierten Messergebnisse.

Amplituden um 10% und die Phasen um 10° abweichen können. Um eine Differenzierung der möglichen Veränderungen vorzunehmen, ist die logarithmische Darstellung zu empfehlen und auf die Verstärkungsdarstellung zurückzugreifen, siehe Bild 6.42. Man kann bei der Verstärkung deutlich die Variabilität der Kleinsignalverstärkung, die Höhe der Überschwinger und die x-Achsenkalierung bei tiefer Kompression sehen.

Die möglichen x-Achsenkalierungen bei den Verstärkungsverläufen unterscheiden sich hier von den x-Achsenkalierungen, bei der die Phasenverläufe für kleine Phasen übereinanderliegen. Eine separate Skalierung der Ausgangsleistung auf eine einheitliche Kleinsignalverstärkung und eine Skalierung der Eingangsleistung auf einen einheitlichen Phasenverlauf bei kleinen Eingangsleistungen ergab, dass hohe Überschwinger zu einer früheren Phasendrehung und zu einer späteren Kompression der Ausgangsleistung führen (ohne Bild). Eine einheitliche x-Achsenkalierung zur Abbildung der Kennlinien ver-

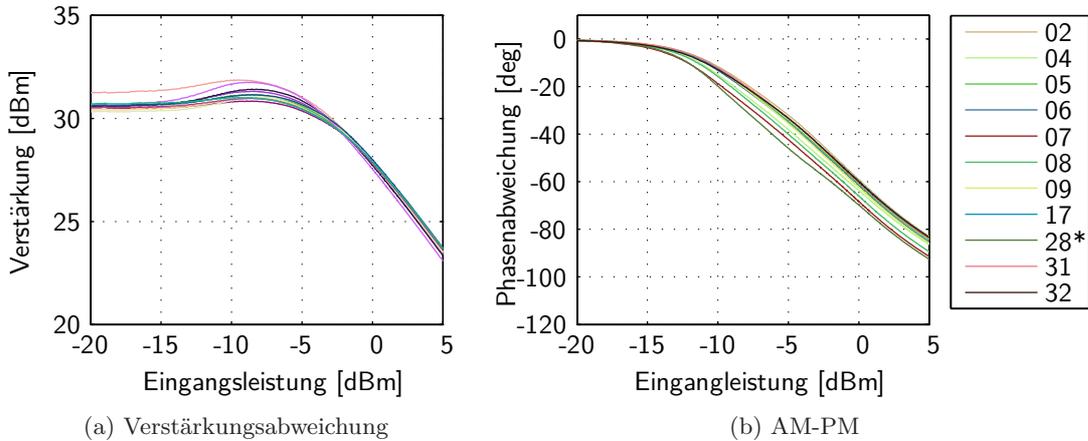


Abbildung 6.42: Kennlinien der elf Verstärker in logarithmischer Achseneinteilung (Leistungen in dB). Der Referenzverstärker ist mit einem Stern markiert.

schiedener Exemplare auf eine einzige Kennlinie ist somit aufgrund der Änderung des Überschwingverhaltens nicht möglich.

Die möglichen Abweichungen der Memoryeffekte werden, wie im Abschnitt 5.3 erläutert, anhand der Verstärkungsschwankungen (der Amplitude) im Zeitbereich gezeigt. Dazu wurde ein Zweitonsignal mit einem Zweitonabstand von 40 kHz gewählt, aufgrund der starken Ausprägung eines Memoryeffektes. Mit Hilfe der zusätzlich gemessenen 625 kHz-Zweitonsignale konnten die zeitlichen Verstärkungsschwankungen im Bild 6.43 berechnet werden.

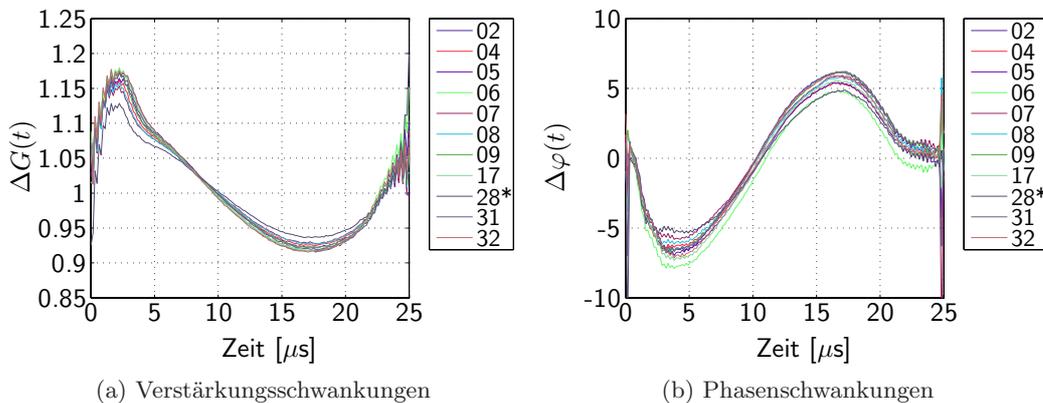


Abbildung 6.43: Exemplarvariation der Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Zeitbereich, welche durch den 34 kHz-Memoryeffekt verursacht werden - gemessen für elf verschiedene Verstärker (Eingangsspitzenleistung ist 3 dBm).

Bild 6.43 zeigt, dass die Ausprägung des Memoryeffekts kaum durch Prozess- und Auf-

bauschwankungen beeinflusst wird. Für die Variation des Memoryeffektes bei 170 kHz wurde mit einem Zweitonabstand von 200 kHz bei einer Eingangsleistung von -5 dBm die zeitlichen Schwankungen berechnet, um die Beeinflussung des 34 kHz Memoryeffekts auszuschließen, siehe Bild 6.44. Die Ergebnisse in Bild 6.44 bestätigen auch hier die Aussage, dass die Ausprägung der Memoryeffekte vernachlässigbar über die Exemplare streut.

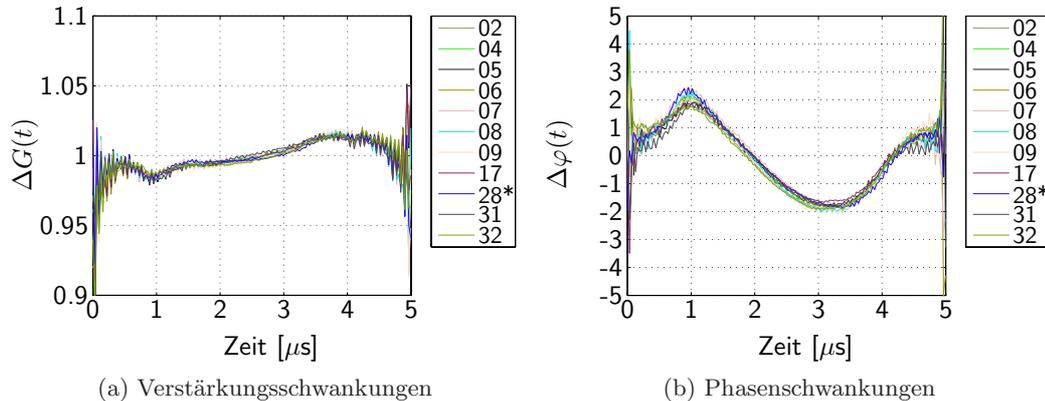


Abbildung 6.44: Exemplarvariation der Verstärkungs- und Phasenschwankungen im Zeitbereich, die durch den 170 kHz-Memoryeffekt verursacht werden - gemessen für elf verschiedene Verstärker (Eingangsspitzenleistung ist -5 dBm).

6.9 Zusammenfassung

Im Kapitel 4 und Kapitel 5 wurde gezeigt, dass die speicherlose Vorverzerrung geeignet ist mit der Existenz von Memoryeffekten den untersuchten Verstärker vorzuverzerrern. Hierbei konnten die Spezifikationen der GSM-, UMTS-, und WLAN-Standards mit viel Marge eingehalten werden - trotz der vorhandenen Memoryeffekte. Diese Ergebnisse gelten jedoch nur für eine Betriebsbedingung.

Dieses Kapitel untersuchte nun detailliert und im großen Umfang die Auswirkungen der Betriebsbedingungsschwankungen auf die Nichtlinearität bzw. auf die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien.

Im Vordergrund der Untersuchungen stand das Skalierungsverhalten der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien, welches eine sehr einfache Kompensation dieser Schwankungen zulässt, womit sich das Kapitel 7 detailliert beschäftigt. Dieses Skalierungsverhalten wurde bei der Untersuchung der Nichtlinearitäten bei Variation der Umgebungstemperatur herausgefunden. Es konnte gezeigt werden, dass sich mit zwei Skalierungsfaktoren, dem Kleinsignalverstärkungsfaktor und dem Nichtlinearitätsfaktor alle AM-AM- und AM-PM-Kennlinien auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen.

Im Abschnitt zur Umgebungstemperatur wurden Ursachen und Wirkmechanismen dieser Kleinsignalverstärkungs- und Nichtlinearitätsskalierung untersucht. Als wesentliches Ergebnis ist festzuhalten, dass in einem mehrstufigen Verstärker die Änderung

der Kleinsignalverstärkung der vorangegangenen Stufen zu einer Skalierung der Nichtlinearität der nachfolgenden Stufe führt. Damit zeigt jeder mehrstufige Verstärker ein Skalierungsverhalten der Nichtlinearität. Beim Skalierungsverhalten der Kleinsignalverstärkung konnte im Falle der Temperatur eine exponentielle Abhängigkeit gemessen werden. Mit theoretischen Untersuchungen konnte dann gezeigt werden, dass die Temperaturabhängigkeit der Einsatzspannung und die der Beweglichkeit für das beobachtete Skalierungsverhalten der Kleinsignalverstärkung verantwortlich ist.

Das Skalierungsverhalten diene als Vorlage für alle weiteren untersuchten Betriebsbedingungsschwankungen in Hinblick auf die damit mögliche Kompensation innerhalb eines Vorverzerrungssystem. In der Tabelle 6.2 sind die Ergebnisse aller untersuchten Betriebsbedingungen zusammengefasst. Für die Variation der Temperatur, des Tastverhältnisses, der Eingangsleistung und des Arbeitspunkts der Treiberstufe konnte gezeigt werden, dass die Skalierung im vollen Umfang gültig ist, also eine Abbildung auf eine Gesamtkennlinie möglich ist und das Verfahren zur Kompensation (Kapitel 7) anwendbar ist. Das Skalierungsverhalten bei Variation des Tastverhältnisses und der Eingangsleistung lässt sich, wie es in den betreffenden Abschnitten nachgewiesen wurde, auf einen Temperatureffekt zurückführen.

Betriebsbedingung	Skalierbarkeit (Kompensierbarkeit nach Kapitel 7)
Temperatur	vollständig
Eingangsleistung	vollständig
Tastverhältnis	vollständig
Last	keine
Trägerfrequenz	teilweise, separate Anpassung des Phasenverlaufs (evtl. 2-fache Skalierung anwendbar)
Arbeitspunkt Treiberstufe	vollständig
Arbeitspunkt Endstufe	teilweise, Überschwingverhalten ändert sich (evtl. vollständig mit 2-facher Skalierung)
Versorgungsspannung	teilweise (nur AM-PM) bzw. vollständig mit 2-facher Skalierung
Prozessvariation	keine (tolerierbar)

Tabelle 6.2: Ergebnisse der Auswirkungen der Betriebsbedingungsschwankungen auf die Nichtlinearität in Bezug auf das Skalierungsverhalten.

Für die Variation der Trägerfrequenz ist zwar teilweise ein Skalierungsverhalten zu beobachten (bei der AM-AM-Kennlinie), jedoch müsste die Steilheit der Phasendrehung und die Verstärkungsexpansion bei hohen Frequenzen zusätzlich angepasst werden. Bei der Untersuchung zur Auswirkung der Versorgungsspannungsschwankung auf die Nichtlinearität konnte gezeigt werden, dass zwar die AM-PM-Kennlinien mit guter Näherung skaliert werden, jedoch nicht in gleicher Weise wie bei der AM-AM-Kennlinie. Zusätzlich verhindert die Änderung der Verstärkungsexpansion eine Anwendung der Skalie-

6 Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität

rung. Diese Problem kann mit einer 2-fachen Skalierung unter Zuhilfenahme eines weiteren Skalierungsfaktors für den Kompressionsbereich gelöst werden. Damit können die Kennlinien mit unterschiedlichen Verstärkungsexpansionen auf einer Gesamtkennlinie abgebildet und folglich kompensiert werden.

Bei der Untersuchung des Einflusses der Prozessschwankung und der Laständerung kann kein Skalierungsverhalten beobachtet werden. Zudem ist im Falle der Laständerung die Änderung der Nichtlinearität sehr groß, so dass diese nicht toleriert werden kann. Eine geeignete Kompensation bzw. ein lastunabhängiger Verstärkerentwurf ist hier zwingend erforderlich.

Neben der Untersuchung der Veränderung der Nichtlinearitäten wurden in den Abschnitten für die Lastvariation, Arbeitspunkteinstellung, Versorgungsspannung und Prozessvariation auch die Auswirkungen auf die vorhandenen Memoryeffekte dargestellt. Die Stärke der Memoryeffekte ist bei allen untersuchten Verstärkern in etwa gleich, Schwankungen im Aufbau, der verwendeten diskreten Bauelemente und die Variationen von Chip zu Chip haben somit keinen wesentlichen Einfluss auf die Memoryeffekte. Hingegen kann mit einer Arbeitspunkteinstellung in Richtung Klasse-A-Betrieb der Memoryeffekt verringert werden. Eine Laständerung führt jedoch zu einer großen Veränderung des Memoryeffektverhaltens. Hierbei konnte z.B. der Einfluss der Stärke der Nichtlinearität auf die Stärke vorhandenen Memoryeffekte mit einer unterschiedliche Anregung der Effekte begründet werden.

7 Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Auswirkungen einer Änderung der Betriebsbedingungen auf die Charakteristik eines Leistungsverstärkers eingehend analysiert. Es konnte im Falle der Variation der Temperatur eine Systematik im Verlauf der AM-AM- und AM-PM-Kurven festgestellt werden. Diese Systematik kann durch eine Skalierung der Eingangsleistung (x-Achse) und eine Skalierung der Ausgangsleistung (y-Achse) bei der Darstellung der Kennlinien beschrieben werden¹. Es wurde gezeigt, dass sich ohne Einschränkung alle AM-AM-Kurven und mit vernachlässigbaren Einschränkungen alle AM-PM-Kurven auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen. Auch für andere im Kapitel 6 untersuchten Betriebsbedingungsänderungen konnten Skalierungsabhängigkeiten gefunden werden, bei denen die ganzen Kennlinien oder ein Teilabschnitt der Kennlinien auf eine Gesamtkennlinie abgebildet werden konnten.

Die Skalierbarkeit bzw. die Abbildung auf eine Gesamtkennlinie kann in einem Vorverzerrungssystem zu wesentlichen Verbesserungen führen. Denn aus der Gesamtkennlinie können wieder die einzelnen Kennlinien abgeleitet werden. Damit wird die Möglichkeit eröffnet, mit nur einer Gesamtkennlinie ein Vorverzerrungssystem zu betreiben, das auch bei Schwankungen der Betriebsbedingungen zuverlässig arbeitet.

In diesem Kapitel wird zunächst auf bereits bekannte Techniken für die Kompensation der Betriebsbedingungsänderungen eingegangen. Diese versuchen, die Linearität des Systems mit einem allgemeinen Ansatz zu verbessern. Danach wird auf die in dieser Arbeit völlig neu entwickelte Methode eingegangen, bei der die Skalierbarkeit der Kennlinien zu einem wesentlich einfacheren Gesamtsystem führt. Abgeschlossen wird dieses Kapitel mit Messergebnissen eines Vorverzerrungssystems, das mit der vorgestellten Skalierungsmethode den Einfluss der Umgebungstemperatur kompensiert.

7.1 Generische Vorverzerrungssysteme für die Korrektur von Schwankungen der Betriebsbedingungen

Bereits im Jahr 1985 wurde ein Vorverzerrungssystem entwickelt, das die negativen Auswirkungen der Temperaturänderung auf die Linearität eines Leistungsverstärkers kompensieren soll (Nannicini, 1985). Hier kommt ein analoger Vorverzerrer zum Einsatz, siehe Bild 7.1. Er arbeitet auf der Zwischenfrequenz (ZF), besteht aus einem veränderbaren Phasenschieber (VPS) und aus einem variablen Dämpfungsglied (VLD) für die erzeugten Intermodulationen dritter Ordnung (realisiert mit dem x^3 -Modul). In einer digitalen Logik werden aus dem gemessenen und digitalisierten Temperaturwert die Korrekturwerte bestimmt, mit welchen der Phasenschieber und das Dämpfungsglied angesteuert

¹Bzw. durch eine Skalierung der Kleinsignalverstärkung und der Nichtlinearität.

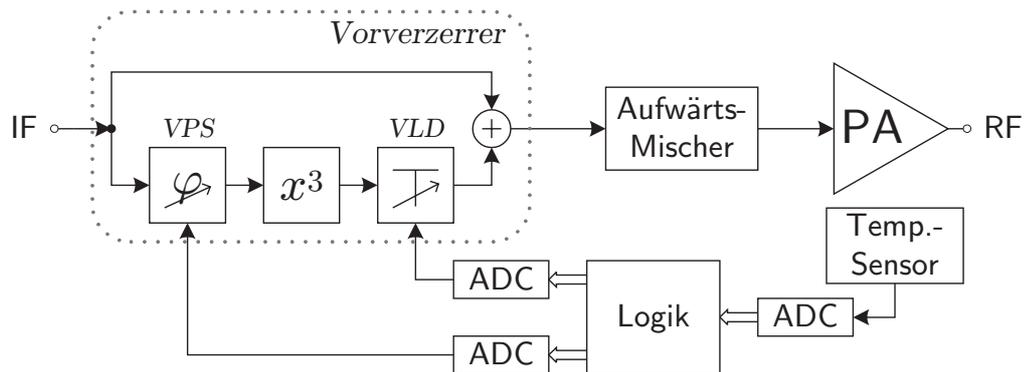


Abbildung 7.1: RF-Vorverzerrer zur Kompensation der temperaturverursachten Nichtlinearitäten mit Hilfe eines Temperatursensors

werden. In der genannten Veröffentlichung wird nur das Prinzip der Vorverzerrung vorgeschlagen. Es werden keine Vorschläge unterbreitet, wie die Logik aufgebaut sein kann und nach welchem Algorithmus sie arbeitet.

Kombiniert man die Vorverzerrung zur Eliminierung der Temperaturabhängigkeit mit der Vorverzerrung zur Linearisierung der AM-AM- und AM-PM-Kurven, ergibt sich ein allgemeiner Ansatz für temperaturunabhängige Vorverzerrungssysteme ohne Signalkopplung, siehe Bild 7.2. Es handelt sich hier um einen *gain-based*-Vorverzerrer, siehe Abschnitt 3.3.2. Da bei diesem Typ bereits die Kompensation der Nichtlinearität in einem Seitenpfad erfolgt, kann mit einem weiteren Seitenpfad die Temperaturkorrektur erfolgen. Im Bild 7.2 werden die Korrekturwerte addiert, bevor sie mit dem Eingangssignal x (komplexes Basisbandsignal) multipliziert werden. Es ist auch vorstellbar, beide Korrekturwerte zu multiplizieren, wenn sich dadurch eine Verbesserung des Vorverzerrungssystems ergibt.

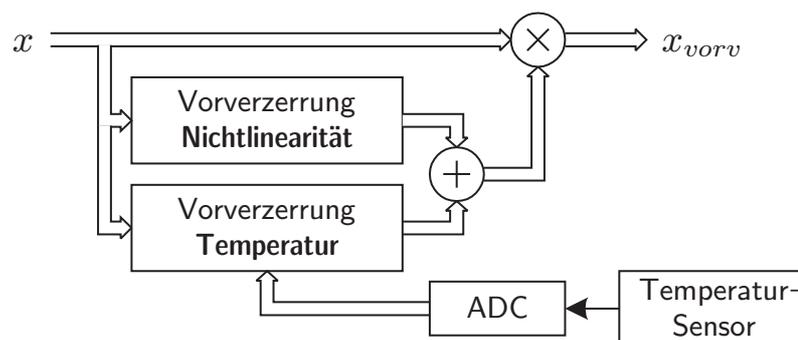


Abbildung 7.2: Allgemeines Vorverzerrungsprinzip am Beispiel der Temperatur, bei der die temperaturbedingten Änderungen in einem separaten Pfad korrigiert werden

Die Vorverzerrung für die Nichtlinearität kann mit einer LUT gut umgesetzt werden. Würde man keine getrennte Kompensation der Temperatur vornehmen, müsste die LUT

7.2 Korrektur der Auswirkung von Betriebsbedingungsschwankungen mit Skalierungsfaktoren

um die Dimension der Temperatur erweitert werden. Das würde die LUT erheblich vergrößern sowie zu einem höheren Flächenbedarf und Stromverbrauch des Gesamtsystems führen. Aus diesem Grund muss für den Vorverzerrungspfad, der die Temperaturschwankung kompensiert, eine einfachere Lösung gefunden werden, als für die Kompensation der Nichtlinearität erforderlich ist.

In dem Artikel (Hammi u. Ghannouchi, 2005) wurde eine Variante vorgestellt, die mit Inphase(I)- und Quadratur(Q)-Signalen arbeitet, jedoch die Vorverzerrung in Polarkoordinaten (r, φ) durchführt, siehe Bild 7.3. Der Autor untersuchte nicht die Tem-

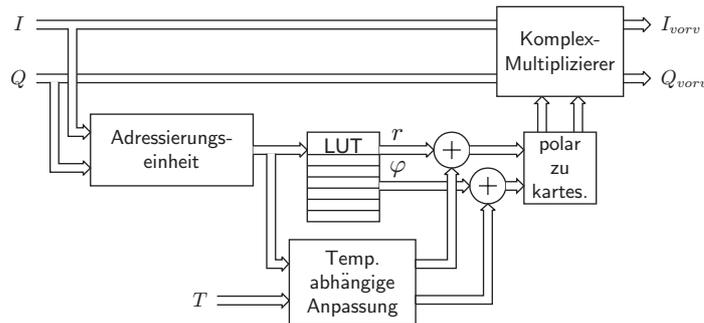


Abbildung 7.3: Digitale Basisbandvorverzerrung mit temperaturabhängiger Anpassung in Polarkoordinaten parallel zum LUT

peraturabhängigkeit im Detail. Vielmehr beschreibt er einen ersten Versuch, bei dem die Verstärkung und die Phase mit einer linearen Funktion in Abhängigkeit von der Temperatur korrigiert werden. Die lineare Funktion wurde willkürlich gewählt, um die AM-AM- und AM-PM-Kurven geeignet anzupassen. Der untersuchte Temperaturbereich von 25°C bis 45°C mit nur drei untersuchten Temperaturen belegt, dass diese Methode nicht zur Kompensation großer Temperaturbereiche ($\Delta T \approx 100^\circ\text{C}$) geeignet ist.

Im Allgemeinen kann das im Bild 7.2 dargestellte System nicht nur für die Temperatur, sondern auch für andere Betriebsbedingungen herangezogen werden. Voraussetzung ist, dass die jeweilige Betriebsbedingung durch einen Sensor gemessen und der digitalen Vorverzerrung zugeführt werden kann.

7.2 Korrektur der Auswirkung von Betriebsbedingungsschwankungen mit Skalierungsfaktoren

Eine völlig neue und zudem einfache Methode zur Kompensation der Betriebsbedingungsabhängigkeit wird im Folgenden entwickelt. Grundlage ist eine durch Messung und Simulationen bestätigte Skalierbarkeit der Kennlinien bei Betriebsbedingungsschwankungen (vgl. Kapitel 6).

Die von den Betriebsbedingungen abhängigen AM-AM- und AM-PM-Kennlinien können allgemein durch ein komplexes Polynom ausgedrückt werden, siehe Abschnitt 3.1.1.

7 Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen

Die komplexen Koeffizienten $a_n(B)$ sind dabei abhängig von der Betriebsbedingung B :

$$y = f_{PA}(x) = \sum_{n=1}^N a_n(B) x^n \quad (7.1)$$

Im Falle der Skalierbarkeit kann, wie im Abschnitt 6.1.2 gezeigt, die Temperaturabhängigkeit aus den Koeffizienten herausgezogen werden. Die betriebsbedingungsabhängigen Anteile werden in Skalierungsfaktoren x_{sk} und y_{sk} für die x- und y-Achse ausgelagert, so dass gilt:

$$y_{sk}(B) \cdot y = \sum_{n=1}^N a_n \left(x_{sk}(B) \cdot x \right)^n \quad (7.2)$$

mit $a_n(B) = a_n \frac{x_{sk}(B)^n}{y_{sk}(B)}$

Die Gesamtkennlinie, auf die sich alle Kennlinien abbilden lassen, wird als $f_{PA,0}$ bezeichnet, wobei der Index 0 für die Referenz- bzw. Gesamtkennlinie steht. Der allgemeine Fall für Gleichung (7.2) ist dann:

$$y_{sk}(B) \cdot y = f_{PA,0}(x_{sk}(B) \cdot x) \quad (7.3)$$

Formt man Gleichung (7.2) geeignet um, können die Kleinsignal- ($faktor_A$) und Nichtlinearitätsfaktoren ($faktor_{NL}$)² aus den skalierten AM-AM- und AM-PM-Kurven in Bild 6.9 extrahiert werden:

$$y = a_1 \underbrace{\frac{x_{sk}(B)}{y_{sk}(B)}}_{1/faktor_A(B)} \cdot x + \frac{1}{y_{sk}(B)} \sum_{n=2}^N a_n \left(\underbrace{x_{sk}(B)}_{faktor_{NL}(B)} \cdot x \right)^n \quad (7.4)$$

Die Funktion $f_{PAnorm} = f_{PA}/a_1$ ist die auf eine Kleinsignalverstärkung von Eins (= 1) normierte Funktion von f_{PA} . Da die Vorverzerrung nicht die Kleinsignalverstärkung beeinflussen soll, wird für die modellbasierte Vorverzerrung die inverse Funktion f_{PAnorm}^{-1} der normierten Verstärkerfunktion f_{PAnorm} herangezogen:

$$x_{vorv} = f_{PAnorm}^{-1}(x) \quad (7.5)$$

denn es gilt:

$$y_{lin} = f_{PA}(x_{vorv}) = a_1 f_{PAnorm}(x_{vorv}) = a_1 f_{PAnorm} \left(f_{PAnorm}^{-1}(x) \right) = a_1 x \quad (7.6)$$

In den Gleichungen (7.5) und (7.6) ist die Betriebsbedingungsabhängigkeit in der Funktion f_{PAnorm} enthalten. Löst man die betriebsbedingungsabhängigen Faktoren heraus,

²Vgl. Gleichung (6.11)

7.2 Korrektur der Auswirkung von Betriebsbedingungsschwankungen mit Skalierungsfaktoren

wie in (7.3) dargestellt, und bildet die inverse Funktion, wird die Anwendung der Skalierungsfaktoren deutlich:

$$\begin{aligned}
 y_{sk}(B) \cdot x &= f_{PA_{norm},0}(x_{sk}(B) \cdot x_{vorv}) \\
 f_{PA_{norm},0}^{-1}(y_{sk}(B) \cdot x) &= x_{sk}(B) \cdot x_{vorv} \\
 x_{vorv} &= \frac{1}{x_{sk}(B)} f_{PA_{norm},0}^{-1}(y_{sk}(B) \cdot x)
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

In Gleichung (7.7) ist $f_{PA_{norm},0}^{-1}$ die Vorverzerrungsfunktion (inverse, normierte Verstärkerfunktion) bei gegebener Referenztemperatur. Damit ist das betriebsbedingungs-kompensierende Vorverzerrungssystem für den modellbasierten bzw. polynombasierten Ansatz beschrieben, dessen schematische Umsetzung in Bild 7.4 gezeigt wird.

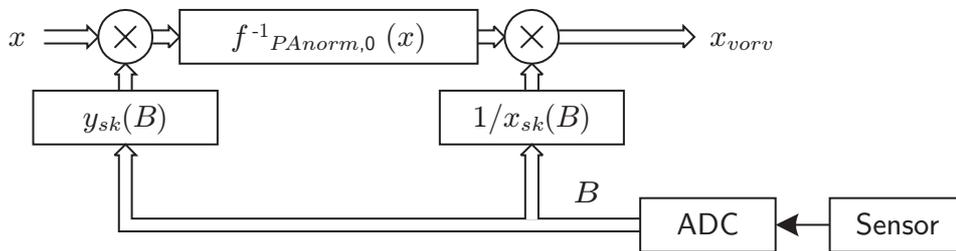


Abbildung 7.4: Von der Betriebsbedingung unabhängiges Vorverzerrungssystem, das die inverse PA-Charakteristik verwendet

Die andere Kategorie der Vorverzerrungssysteme bilden die sogenannten *gain-based*-Vorverzerrer (vgl. Abschnitt 3.3.2). Diese Vorverzerrungssysteme lassen sich sehr gut mit LUT-basierten Systemen umsetzen (Cavers, 1990). Dabei wird das Basisbandsignal verzerrt, indem das Eingangssignal mit einem Korrekturfaktor in Abhängigkeit vom Betrag der Eingangsamplitude multipliziert wird.

Die dafür nötige Vorverzerrungsfunktion $f_{vorverzerrung}$ erhält man durch die Eliminierung des linearen Anteils der inversen Funktion:

$$f_{vorverzerrung}(y_{sk}(B) \cdot x) = \frac{f_{PA_{norm},0}^{-1}(y_{sk}(B) \cdot x)}{y_{sk}(B) \cdot x} \tag{7.8}$$

Setzt man Gleichung (7.8) in Gleichung (7.7) ein, erhält man die Gleichung für den *gain-based*-Vorverzerrer:

$$x_{vorv} = \frac{y_{sk}(B) \cdot x}{x_{sk}(B)} f_{vorverzerrung}(y_{sk}(B) \cdot x) \tag{7.9}$$

Für diese Art der Vorverzerrung können die Skalierungsfaktoren, die aus den Bildern 6.8 und 6.7 extrahiert und in (7.4) definiert wurden, direkt verwendet werden. Aus Gleichung (7.9) wird mit Hilfe der Skalierungsfaktoren:

$$x_{vorv} = x \cdot faktor_A(B) \cdot f_{vorverzerrung}(faktor_A(B) \cdot faktor_{NL}(B) \cdot x) \tag{7.10}$$

7.3.1 Implementierungsformen für kartesische und polare Basisbandsignale

Im vorangegangenen Abschnitt wurden die Betrachtungen mit komplexen Basisbandsignalen durchgeführt. Sie vereinfachen wesentlich die mathematische Beschreibung, sind aber für eine tatsächliche Implementierung nicht geeignet, weil der DSP keine komplexen Signale verarbeitet und die Signalschnittstellen (A/D-Wandler) nur mit reellen Signalen arbeiten. Es gibt prinzipiell zwei verschiedene Möglichkeiten, die komplexen Signale darzustellen (vgl. Abschnitt 3.1): in kartesischen Koordinaten oder in Polarkoordinaten.

Für den gängigen Fall der kartesischen Darstellung wird der Realteil durch das Inphasesignal (I) und der Imaginärteil durch das Quadratursignal (Q) abgebildet, siehe Abschnitt 3.1.1. Bei der Umsetzung eines solchen Systems müssen die komplexen Pfade in I - und Q -Pfade aufgetrennt werden. Die Skalierungsfaktoren (in Abschnitt 7.2) beeinflussen den Betrag und müssen daher mit beiden Signalen multipliziert werden ($a\sqrt{I^2 + Q^2} = \sqrt{(aI)^2 + (aQ)^2}$). Da die Einträge der LUT in Abhängigkeit vom Betrag des Eingangssignals abgespeichert sind, kann eine Multiplikation eingespart werden. Der Nichtlinearitätsfaktor wird erst nach der Adressberechnung bzw. Betragbildung hinmultipliziert. Das entsprechende System ist im Bild 7.6 dargestellt.

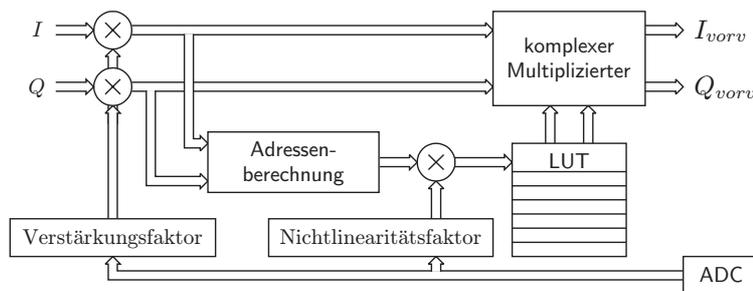


Abbildung 7.6: Temperaturkompensiertes LUT-basiertes Vorverzerrungssystem unter Verwendung von Inphase- und Quadratursignalen

Im Falle eines Polarsystems müssen die komplexen Signale in ein Betragssignal (r) und in ein Phasensignal (φ) aufgeteilt werden, siehe Abschnitt 3.1.1. Diese Implementierungsform eignet sich gut, weil hier nur die Betragssignale mit den Skalierungsfaktoren multipliziert werden müssen. Somit sind nur zwei zusätzliche Multiplikationen nötig, um die Skalierungsfaktoren in einen Polar-Vorverzerrer zu integrieren, siehe Bild 7.7.

7.3.2 Implementierungsformen für die Skalierungsfaktoren

In Bild 7.6 und Bild 7.7 ist nicht näher auf die Ausführung der Skalierungsfaktoren eingegangen worden. In diesem Abschnitt werden nun Möglichkeiten vorgestellt, wie die Bereitstellung der Skalierungsfaktoren für die jeweilige Multiplikationseinheit erfolgen kann.

Man unterscheidet auch hier wieder zwei grundlegende Formen, die im Folgenden als generische wertediskrete Variante und als gleichungsbasierte Variante bezeichnet werden.

7 Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen

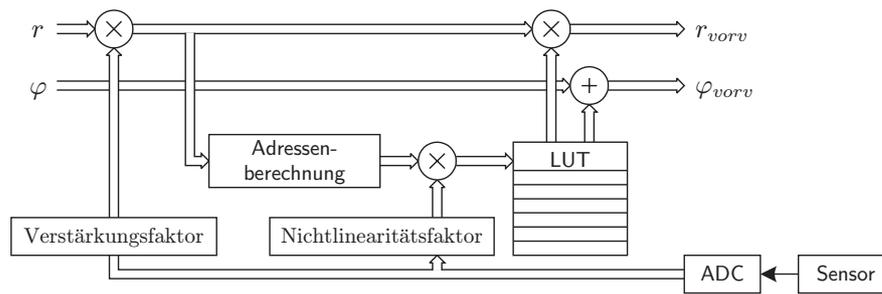


Abbildung 7.7: Temperaturkompensiertes LUT-basiertes Vorverzerrungssystem unter Verwendung von Betragsamplituden und Phasensignalen

Beide Varianten werden am Beispiel der Temperatur erläutert, weil der Temperatureinfluss vollständig durch Skalierungsfaktoren beschrieben werden kann und zusätzlich eine Formel für die Berechnung der Skalierungsfaktoren gefunden wurde.

Die beiden Varianten für die konkrete Umsetzung der Skalierungsfaktoren werden am Beispiel der LUT-Implementierung mit I/Q-Signalen gezeigt, können aber gleichermaßen auf ein Polarsystem oder auf die entsprechenden modellbasierten Ansätze angewendet werden.

Generische wertediskrete Variante

Bei der generischen Variante werden die Skalierungsfaktoren für die jeweiligen Temperaturen in einem Speicher abgelegt. Die mit einem Sensor gemessenen Temperaturwerte müssen für die Adressbildung mit Hilfe eines A/D-Umsetzer diskretisiert werden. Die diskreten Temperaturwerte werden mit der Adressierungseinheit auf den Adressbereich der LUT abgebildet. Mit Hilfe von Simulationen und Messungen kann die optimale Anzahl der benötigten Werte ermittelt werden, damit die Spezifikation für die Linearität eingehalten wird. Im einfachsten Fall kann der ADC mit der Adressierungseinheit zusammengefasst werden, wenn der Wertebereich des ADC mit dem Adressbereich der LUT übereinstimmt. Das Blockschaltbild für diese Umsetzung mit I - und Q -Signalen ist in Bild 7.8 dargestellt.

Gleichungsbasierte Variante

In dieser Variante werden die Skalierungsfaktoren mit Hilfe einer Formel berechnet, die nur von der Betriebsbedingung abhängig ist. Im Falle der Temperatur konnte eine exponentielle Abhängigkeit nachgewiesen werden (Abschnitt 6.1.2). Pro 10°C änderten sich bei dem untersuchten Verstärker der Verstärkungsfaktor um 1,066 und der Nichtlinearitätsfaktor um 0,951. Ausgehend von einer Referenztemperatur T_0 , bei der die Skalierungsfaktoren 1 sind, können alle weiteren Faktoren bei abweichender Temperatur mit folgenden Formeln bestimmt werden:

7.3 Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem ohne Signlrückkopplung

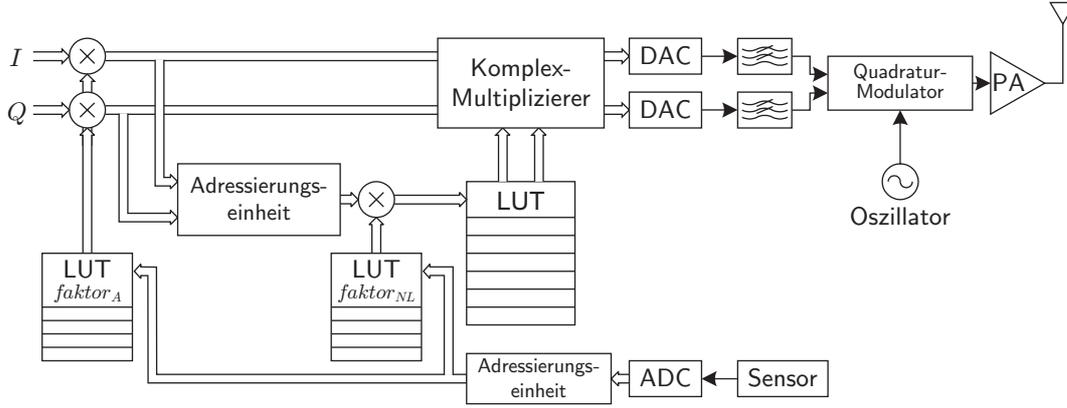


Abbildung 7.8: Umsetzungsbeispiel der generischen wertediskreten Variante mit Hilfe von LUT

$$\begin{aligned} faktor_A &= b_A \frac{T-T_0}{10} & \text{mit } b_A &= 1,066 \quad (0,56 \text{ dB}) \\ faktor_{NL} &= b_{NL} \frac{T-T_0}{10} & \text{mit } b_{NL} &= 0,951 \quad (-0,44 \text{ dB}) \end{aligned} \quad (7.11)$$

Diese Formeln lassen sich mit Hilfe der Logarithmus- und Potenzgesetze in Exponentialfunktionen beliebiger Basis umrechnen:

$$b_{neu}^{c(T-T_0)} \quad \text{mit } c = \frac{1 \ln(b_{alt})}{10 \ln(b_{neu})} \quad (7.12)$$

Für den allgemeinen Fall mit der Basis e ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} faktor_A &= e^{c_A(T-T_0)} & \text{mit } c_A &= 0,0064 \\ faktor_{NL} &= e^{c_{NL}(T-T_0)} & \text{mit } c_{NL} &= -0,00502 \end{aligned} \quad (7.13)$$

Diese Formeln werden mit dem digitalisierten Temperatursignal im DSP berechnet und den Multiplikationseinheiten für die Korrektur der Kleinsignalverstärkung und der Nichtlinearität zugeführt. Die entsprechende Umsetzung ist in Bild 7.9 gezeigt.

Es kann unter Umständen günstig sein, die Skalierungsfaktoren mit Formeln anderer Basis auszudrücken (z.B. zwei). Wenn keine Potenzfunktionen für die Implementierung zur Verfügung stehen, muss eine Potenzreihenentwicklung (7.14) mit entsprechender Genauigkeit in Betracht gezogen werden. Das bedeutet, dass sie erst nach hinreichend vielen Termen abgebrochen werden darf.

$$e^x = 1 + \frac{x^1}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{k!} \quad (7.14)$$

Ist die gleichungsbasierte Variante nicht mit vertretbarem Aufwand zu verwirklichen, muss auf die generische wertediskrete Variante zurückgegriffen werden.

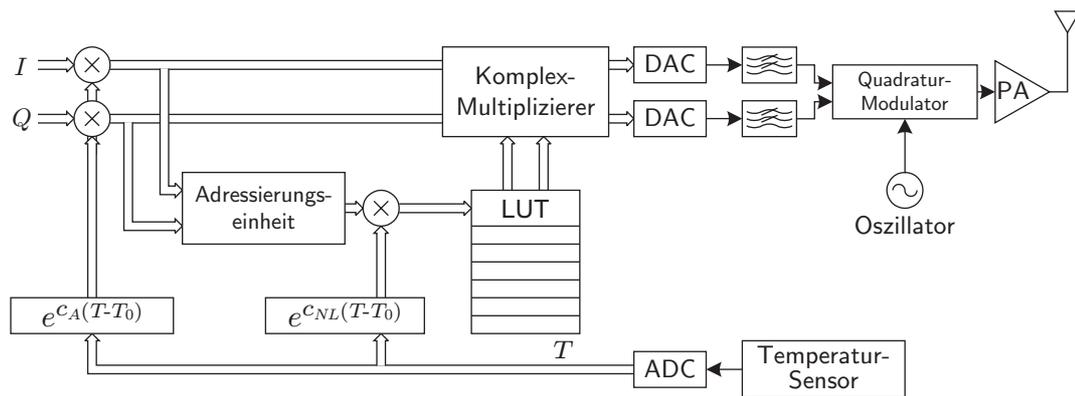


Abbildung 7.9: Umsetzungsbeispiel der gleichungsbasierten Variante

7.3.3 Varianten der Kompensation der Kleinsignalverstärkungs- oder der Nichtlinearitätsschwankungen

In den vorangegangenen Abschnitten wurden Varianten aufgezeigt, die gleichzeitig die Kleinsignal- und Nichtlinearitätsschwankungen kompensieren. In einem Vorverzerrungssystem müssen nicht zwingend beide Kompensationen erfolgen. Da beide Effekte unabhängig von einander sind, können sie auch getrennt voneinander kompensiert werden.

Alleinige Kompensation der Nichtlinearitätsschwankungen

Wenn in einem Übertragungssystem die Schwankung der Kleinsignalverstärkung toleriert werden kann oder mit anderen Mitteln kompensiert wird (z.B. durch ein System für die Konstanthaltung der Ausgangsleistung), kann auf deren Kompensation verzichtet werden. Somit ist nur noch die Multiplikation mit den Nichtlinearitätsfaktoren nötig, um eine Linearisierung unabhängig von der Temperatur zu gewährleisten. Der Pfad für die Kompensation der Kleinsignalverstärkung entfällt, siehe Bild 7.10. Diese Variante wird für die Simulation und Messung in Abschnitt 7.5 verwendet.

Alleinige Kompensation der Kleinsignalverstärkungsschwankungen

Wenn ein Verstärker hinreichend linear arbeitet, kann die Vorverzerrung und damit auch die Kompensation der temperaturabhängigen Nichtlinearität weggelassen werden, siehe Bild 7.11. Eine weitere Anwendung resultiert aus der Eigenschaft, dass für kleine Eingangsleistungen und dem damit verbundenem hohen *Back-Off*-Arbeitsbereich³ der Verstärker linear arbeitet. Wenn der Verstärker in diesem Bereich betrieben wird, kann die Vorverzerrung ausgeschaltet werden, so dass nur noch die Kleinsignalverstärkungskorrektur in Betrieb bleibt. Auf diese Weise entfällt die Verlustleistung, die sonst durch die Vorverzerrungseinheit verursacht würde.

³Vgl. Abschnitt 2.1.1.

7.4 Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem mit Signlrückkopplung

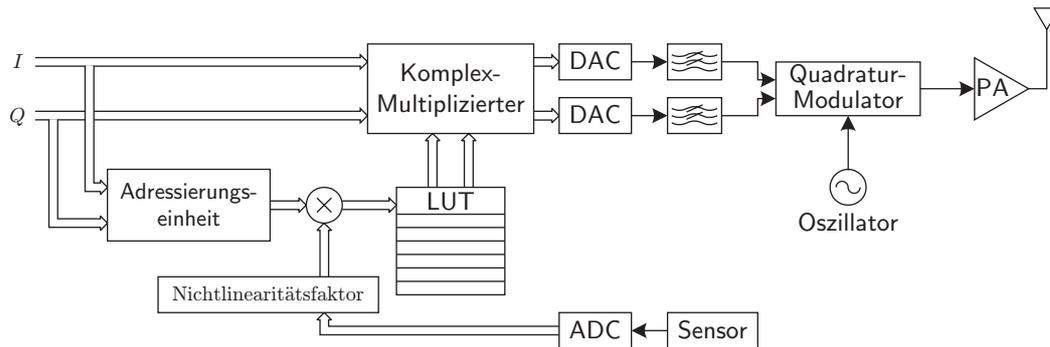


Abbildung 7.10: Umsetzungsbeispiel, bei dem nur die Kompensation der Nichtlinearitätsschwankungen berücksichtigt wird.

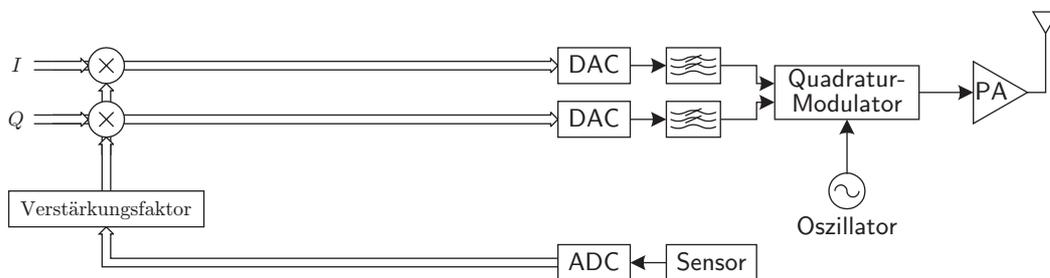


Abbildung 7.11: Umsetzungsbeispiel für die Kompensation der temperaturbedingten Schwankung der Kleinsignalverstärkung ohne Linearisierung

7.4 Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem mit Signlrückkopplung

Adaptive Systeme besitzen zusätzlich zum Vorverzerrungsteil, der einem System ohne Rückkopplung entspricht, einen Adaptionsteil (vgl. Abschnitt 3.3.4). Dieser Adaptionsteil ist ständig oder nur zeitweise in Betrieb, um die Vorverzerrung an die geänderten Betriebsbedingungen anzupassen. In einem LUT-basierten System (Abschnitt 3.3.2) werden die Einträge der LUT und in einem modellbasierten System die Koeffizienten der inversen Funktion in geeigneter Weise verändert. Die Temperaturunabhängigkeit des Vorverzerrungsteils wird erreicht, indem das Vorverzerrungssystem um die Skalierungsfaktoren erweitert wird, wie es in den vorangegangenen Abschnitten detailliert gezeigt wurde. Dieser Abschnitt geht deshalb nur auf den Adaptionsteil ein.

Die auf eine Kleinsignalverstärkung von Eins normierte Gesamtkennlinie $f_{PA\text{norm},0}$ lässt sich aus (7.3) ableiten:

$$y_{sk}(B) \cdot y = a_1 \cdot f_{PA\text{norm},0}(x_{sk}(B) \cdot x) \quad (7.15)$$

7 Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen

Die Adaptionseinheit bestimmt die normierte Gesamtkennlinie und errechnet daraus die inverse Funktion $f_{PAnorm,0}^{-1}$ für die modellbasierten Systeme bzw. die Vorverzerrungsfunktion $f_{vorverzerrung}$ für die *Gain-Based-Vorverzerrer*. Mit der Gleichung (7.15) ist die Anwendung der Skalierungsfaktoren für die modellbasierten Systeme ausreichend bestimmt. Das entsprechende Blockschaltbild ist in Bild 7.12 dargestellt. Ein Nachteil bei direkter Umsetzung der Gleichung wäre die Notwendigkeit einer Division, um gleichzeitig x_{sk} und $1/x_{sk}$ bereitzustellen. In dem Blockschaltbild wurde bereits die Divisionseinheit durch die Einführung eines zusätzlichen Skalierungsfaktors x_{sk} umgangen, vgl. Bild 7.4.

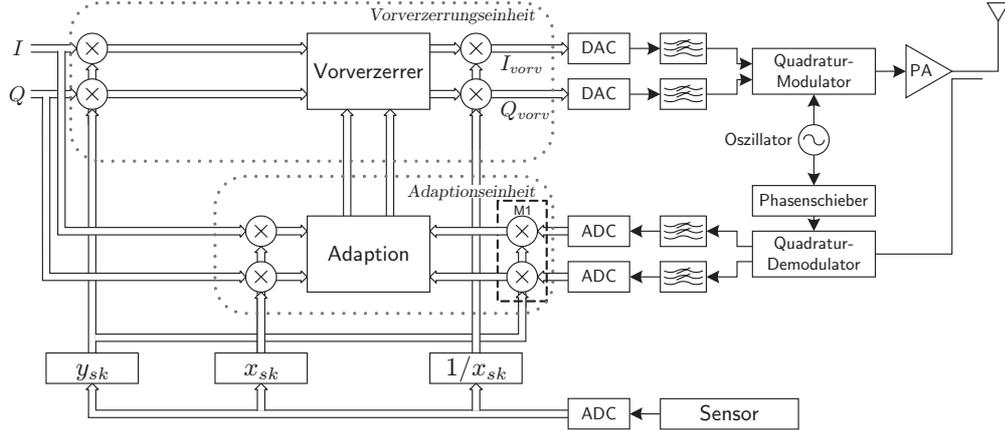


Abbildung 7.12: Temperaturunabhängiges adaptives Vorverzerrungssystem, welches für die Umsetzung von modellbasierten Vorverzerrern geeignet ist.

Für den *Gain-Based-Vorverzerrer* wird Gleichung (7.15) erweitert, wobei die Skalierungsfaktoren x_{sk} und y_{sk} durch die Skalierungsfaktoren $faktor_A$ und $faktor_{NL}$ geeignet ersetzt werden:

$$\begin{aligned} \frac{y_{sk}(B)}{x_{sk}(B)} \cdot x_{sk}(B) \cdot y &= a_1 \cdot f_{PAnorm,0}(x_{sk}(B) \cdot x) \\ faktor_a(B) \cdot faktor_{NL}(B) \cdot y &= a_1 \cdot f_{PAnorm,0}(faktor_{NL}(B) \cdot x) \end{aligned} \quad (7.16)$$

Die direkte Anwendung von (7.16) ist in Bild 7.13 gezeigt. Sie beinhaltet jedoch noch sehr viele Multiplikationseinheiten. Die Anzahl der Multiplikationen kann erheblich reduziert werden, wenn die Adaptionseinheit ohne vorherige Skalierung der Nichtlinearität arbeitet. Da die Skalierung der Nichtlinearität gleich der Verschiebung der x-Achse ist, muss die Adresse bei der Übertragung der aktualisierten Werte in die LUT angepasst werden. Die Multiplikation der Adresse mit dem Nichtlinearitätsfaktor erfüllt diese Anforderung, siehe Bild 7.14.

In allen Bildern für rückgekoppelte Systeme wird die Korrektur der Kleinsignalverstärkung berücksichtigt (markiert mit M1). In üblichen Architekturen wird die Normierung auf eine Kleinsignalverstärkung von Eins nicht mit einem fest eingestellten

7.4 Umsetzung in einem digitalen Vorverzerrungssystem mit Signlrückkopplung

Verstärkungsfaktor erreicht, sondern mit einer dynamischen Anpassung⁴. In diesem Fall kann die Korrektur der Kleinsignalverstärkung entfallen. Für den im Bild 7.14 dargestellten Fall benötigt man im Adaptionsteil nur eine zusätzliche Multiplikation im Vergleich zur Variante ohne Korrektur der Temperaturschwankungen.

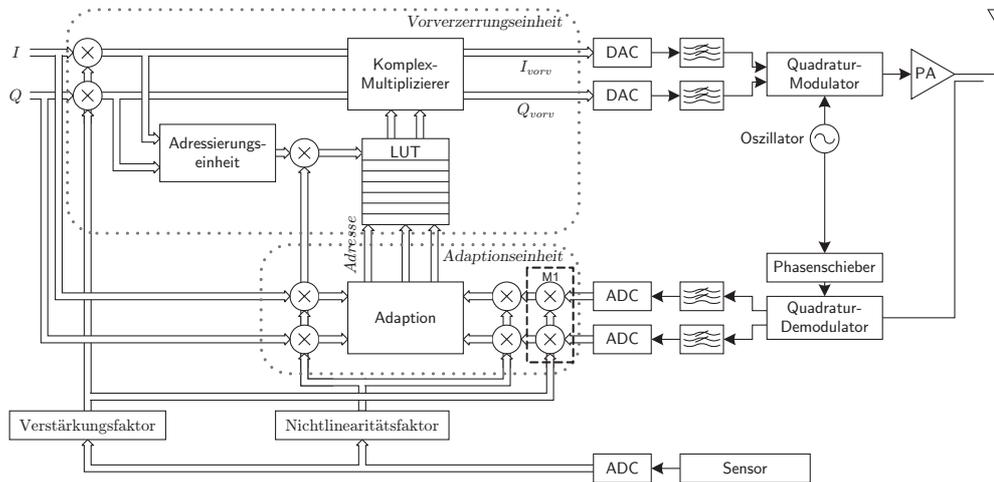


Abbildung 7.13: Temperaturunabhängiges adaptives Vorverzerrungssystem, welches für die Umsetzung von gain-based-Vorverzerrern geeignet ist.

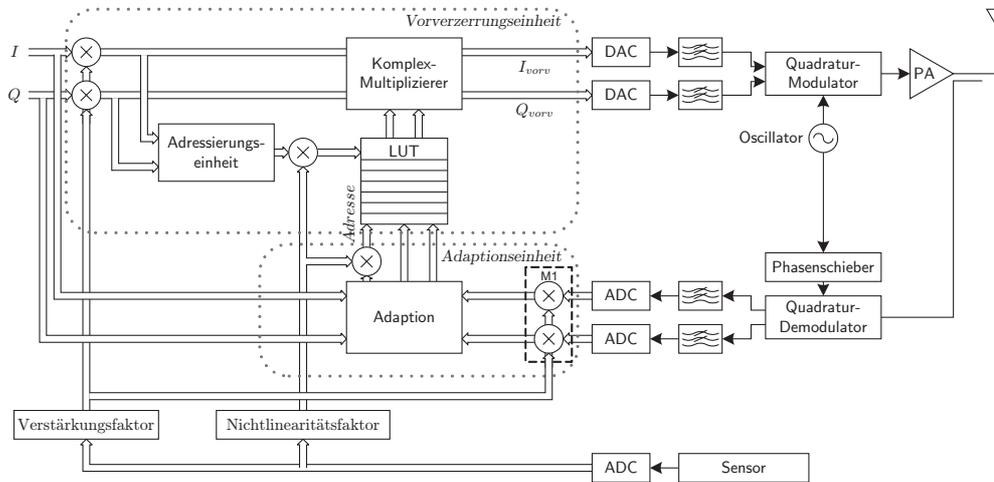


Abbildung 7.14: Modifizierte Variante von Bild 7.13, bei der erst bei der Übertragung der LUT-Koeffizienten die Skalierung der Nichtlinearität zum Einsatz kommt.

⁴Ist die Vorverzerrung mit Kleinsignalverstärkungsskalierung aktiv, so entfällt ebenfalls die Multiplikationseinheit M1.

7.5 Simulation und Messung eines temperaturunabhängigen LUT-basierten Vorverzerrungssystems

Aufgrund der hohen Nichtlinearitäten des untersuchten CMOS-Verstärkers wurde die LUT-basierte Vorverzerrungsvariante für die Validierung des vorgestellten temperaturunabhängigen Vorverzerrungsprinzips gewählt. Die komplexen Signale wurden mit Inphase- und Quadratursignalen (siehe Bild 7.6) verwirklicht, weil die verwendeten Messgeräte mit Inphase- und Quadratursignalen arbeiten, wie es im Folgenden bei der Beschreibung des Messaufbaus dargestellt wird. Die Anwendung der Skalierungsfaktoren wurde mit der gleichungsbasierten Variante in Abschnitt 7.3.2 verwirklicht, da sie im Falle der Temperaturabhängigkeit im vollem Umfang gültig ist. Damit entspricht das Blockschaltbild des verwendeten Systems dem im Bild 7.9.

7.5.1 Simulation des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

Ausgangspunkt für die Simulationen sind die gemessenen AM-AM- und AM-PM-Kurven bei unterschiedlichen Temperaturen. Die Spitzeneingangsleistung dieser gemessenen Zweitonssignale ist 5 dBm, was einer starken Kompression⁵ von ca. 11 dB entspricht. Im Abschnitt 6.1.2 wurden bereits die gemessenen Kurven dargestellt (Bild 6.5 und Bild 6.6).

Für die Simulation des vorgeschlagenen Konzeptes wurde MATLAB[®] verwendet und wie folgt vorgegangen: Aus den I - und Q -Signaldaten des idealen Eingangssignals und des gemessenen Ausgangssignals wurden die diskreten Kennlinien (siehe Bild 6.5b und Bild 6.6b) erstellt. Die für die Simulation nötigen Polynome der Kennlinien wurden mit der Anwendung einer Polyfit-Funktion auf die diskreten Kennlinien von -30 °C bis 80 °C erstellt.

Da sich alle Kennlinien im Falle des untersuchten Verstärkers auf die bei -30 °C gemessene Kennlinie abbilden lassen, wurde diese Kurve als Referenzkennlinie ($f_{PA,0}$, siehe Abschnitt 7.2) festgelegt. Die Einträge der LUT wurden wie in Abschnitt 4.6.1 beschrieben berechnet. Der Simulationsablauf für jede gemessene Temperatur lässt sich wie folgt darstellen:

1. Erzeugung des Eingangssignals in Form einer Rampe von 0 bis zur maximalen Spitzenleistung
2. (optional) Multiplikation des Verstärkungsfaktors $faktor_A = e^{0,0064(T-T_0)}$ nach (7.13)
3. Berechnung der Adresswerte für die LUT entsprechend der Anzahl der LUT-Einträge
4. Multiplikation der Adresswerte mit $faktor_{NL} = e^{-0,00502(T-T_0)}$ nach (7.13)
5. Komplex-Multiplikation des verstärkungskorrigierten Eingangssignals (Punkt 2) mit den Vorverzerrungswerten aus der LUT

⁵Vgl. Abschnitt 2.1.1.

- Simulation der Verstärkerverzerrung, indem das vorverzerrte Signal mit der Kennlinie bei der entsprechenden Temperatur verzerrt wird

Zunächst wurde auf die zusätzliche Kompensation der Kleinsignalverstärkung verzichtet, um die korrekte Wirkungsweise der Kompensation der Nichtlinearität in Abhängigkeit von der Temperatur darzustellen. Für eine anschauliche Darstellung wurden fünf Temperaturen aus den zwölf verfügbaren ausgewählt und die Ergebnisse mit und ohne Vorverzerrung gegenübergestellt, siehe Bild 7.15.

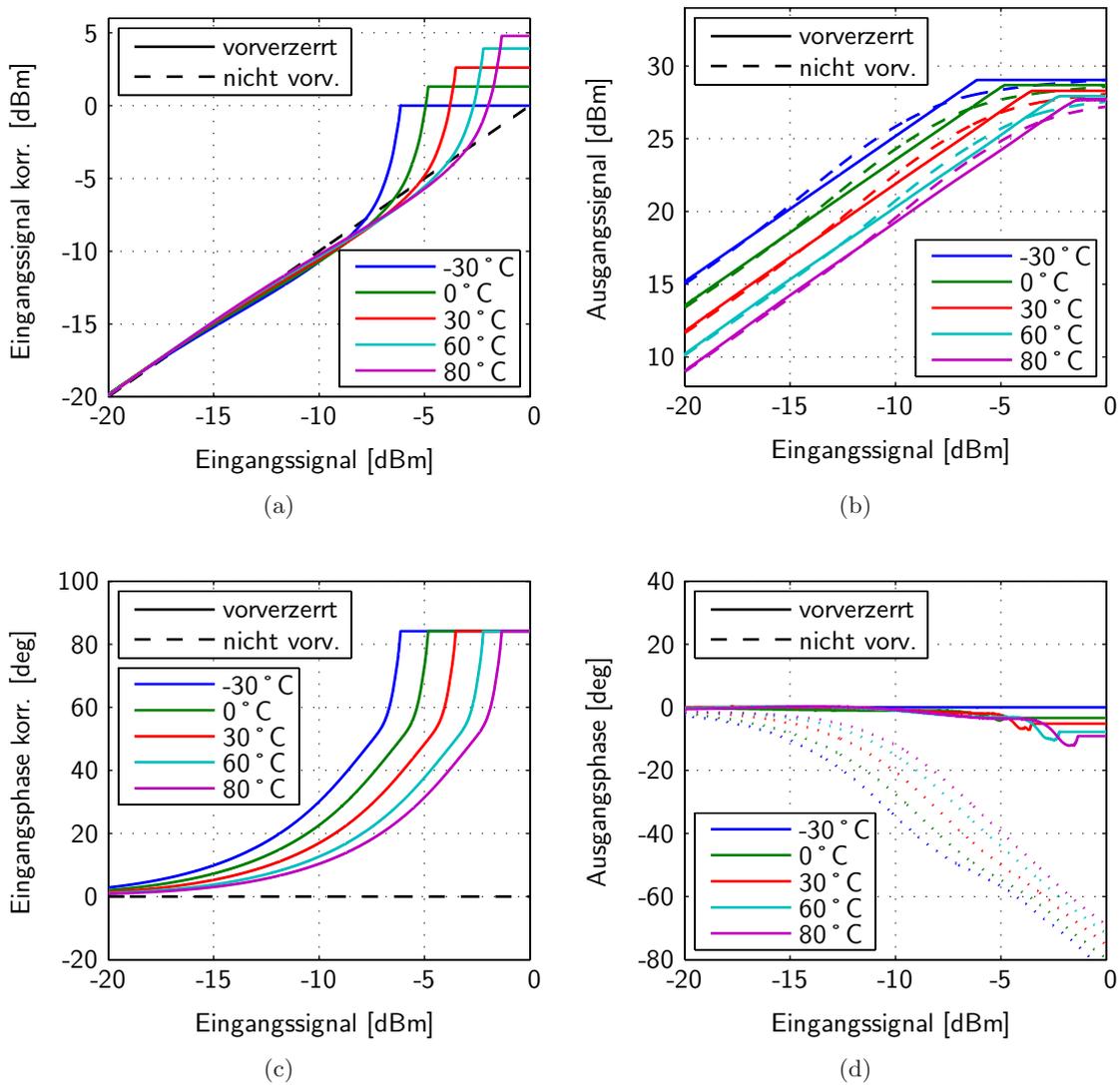


Abbildung 7.15: Simulation der temperaturunabhängigen Vorverzerrung mit Hilfe von gemessenen Kennlinien ohne Verstärkungsfaktor

Im Bild 7.15b ist die erfolgreiche Linearisierung der Amplitude zu sehen. Alle linearisierten Ausgangswerte liegen auf einer Geraden, bis die maximale lineare Ausgangsleistung erreicht und das Signal begrenzt wird. Das dazugehörige vorverzerrte Eingangssignal ist in Bild 7.15a zu sehen.

Die Phase, im Bild 7.15d dargestellt, lässt sich nur für die Referenztemperatur von -30°C ideal linearisieren, da die LUT-Werte aus der Kennlinie bei -30°C errechnet wurden. Dies bestätigt auch indirekt die korrekte Funktionsweise der simulierten Vorverzerrung. Mit zunehmender Temperatur können die Phasenwerte nicht mehr vollständig kompensiert werden, weil sich die Phasenverläufe im Sättigungsbereich zunehmend unterscheiden, siehe gepunktete Linien in Bild 7.15d. Die maximale Phasenabweichung mit Vorverzerrung bei 80°C beträgt jedoch nur $12,1^\circ$. Dieser Wert tritt bei starker Sättigung auf. Würde man die Aussteuerung um 2 dB zurückfahren, betrüge die Phasenabweichung im gesamten Temperaturbereich weniger als 3° .

Eine weitere Verbesserung der Phasenabweichung wird erreicht, wenn die Phasenkennlinie bei mittlerer Betriebstemperatur des Verstärkers als Referenzphasenverlauf festgelegt wird. Wählt man 30°C , so würden sich die angegebenen maximalen Phasenabweichungen nahezu halbieren. Den fehlenden Phasenverlauf muss man dann aus der -30°C -Kennlinie abschätzen oder den Verstärker bei der Charakterisierung entsprechend tiefer in der Kompression betreiben.

Auffällig im Bild 7.15b ist die große Abhängigkeit der Kleinsignalverstärkung von der Temperatur (ca. $0,56\text{ dB je } 10^\circ\text{C}$). Das heißt, wenn man den Verstärker mit einer Eingangsleistung bis -5 dBm aussteuert, ist er bei -30°C schon tief im amplitudenbegrenzten Bereich, wohingegen bei 80°C nur eine geringe Ausgangsleistung erreicht wird. Deshalb ist es wünschenswert, zusätzlich die Ausgangsleistung anzupassen. Das erreicht man mit einer Verstärkung des Eingangssignals mit dem entsprechenden temperaturabhängigen Verstärkungsfaktor $faktor_A$. Die simulierten Kennlinien mit zusätzlicher Verstärkungskorrektur sind in Bild 7.16 dargestellt.

Die Kleinsignalverstärkung dieses PA lässt sich sehr gut mit einer Exponentialfunktion beschreiben, wie es im Abschnitt 6.1.2 gezeigt wurde. Deshalb liegen erwartungsgemäß im simulierten Fall alle linearisierten Ausgangskennlinien übereinander, siehe Bild 7.16b. Nur die maximal erreichbare lineare Ausgangsleistung variiert mit der Temperatur. Sie ändert sich in gleicher Weise wie die maximale Ausgangsleistung ohne Linearisierung. Die Abnahme der Ausgangsleistung entspricht der y-Achsenkalierung. Mit Gleichung (7.4) und Gleichung (7.11) folgt:

$$y_{sk}(B) = faktor_A(B) \cdot faktor_{NL}(B)$$

$$\Rightarrow y_{sk}(T) = b_{maxA} \frac{T-T_0}{10} \quad \text{mit } b_{maxA} = 1,014 \quad (0,12\text{ dB}) \quad (7.17)$$

Damit für den gesamten Temperaturbereich das Vorverzerrungssystem keine Amplitudenbegrenzung aufweist, muss der Verstärker so dimensioniert werden, dass bei der höchsten Temperatur die erforderliche Ausgangsleistung ohne Amplitudenbegrenzung erreicht wird. Im Falle, dass die maximale Ausgangsleistung eines Verstärkers mit der Temperatur zunimmt, muss die niedrigste Temperatur als Bemessungsgrenze hergezogen werden.

7.5 Simulation und Messung eines temperaturunabhängigen LUT-basierten Vorverzerrungssystems

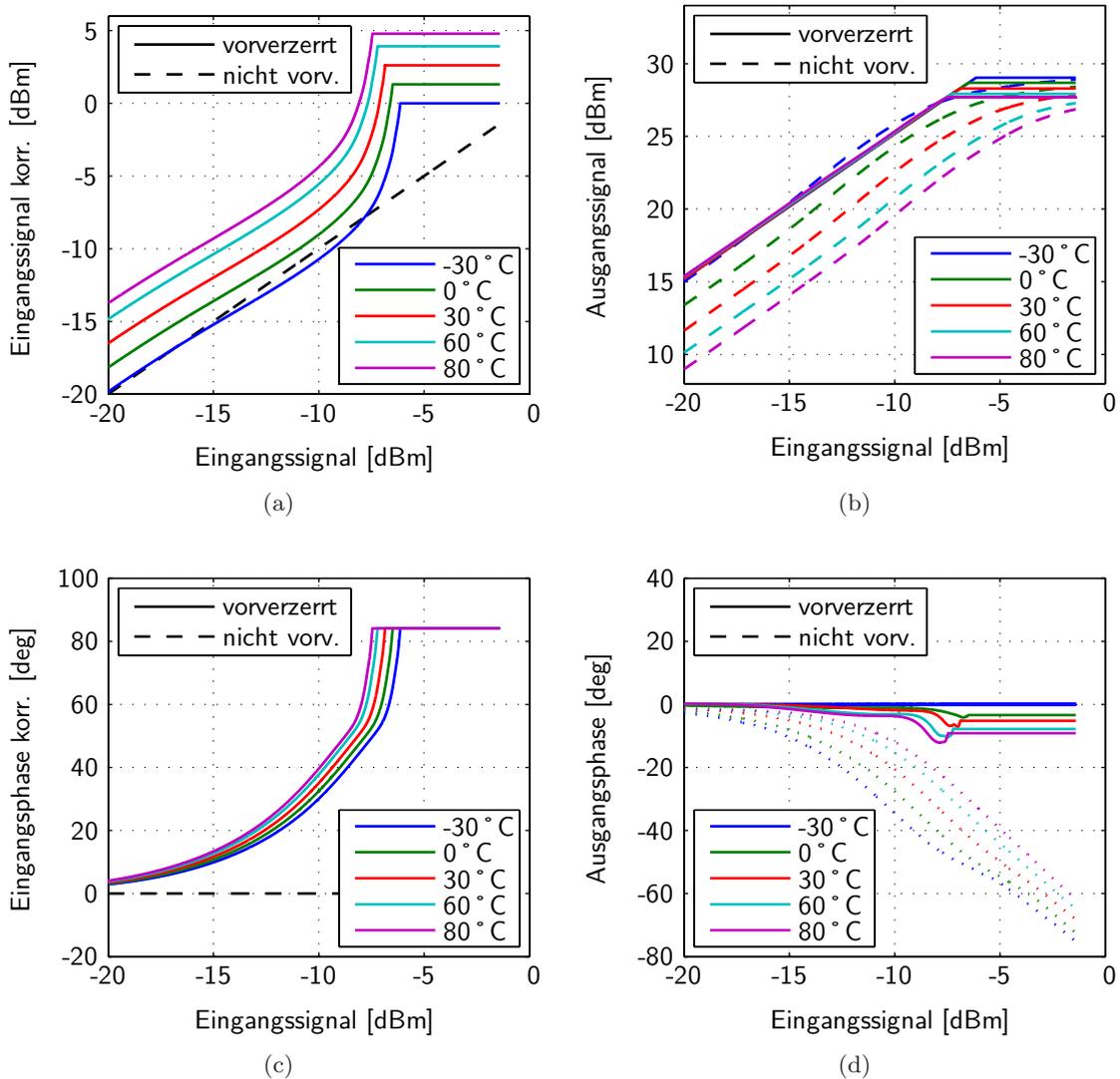


Abbildung 7.16: Simulation der temperaturunabhängigen Vorverzerrung mit Hilfe von gemessenen Kennlinien mit Verstärkungsfaktor

7.5.2 Messergebnisse des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

Das Vorverzerrungssystem wurde mit Hilfe von Messgeräten und einem PC aufgebaut, siehe Bild 7.17. Der I/Q-Modulationsgenerator (*R&S AMIQ*) und der Signalgenerator (*R&S SMIQ*) wurden benutzt, um aus den digitalen Basisbandsignalen das modulierte Eingangssignal zu erzeugen. Die Umgebungstemperatur des PA wurde mit der Temperatur-Testkammer (*Vötsch VT4002*) gesetzt. Die Ansteuerung der Messgeräte einschließlich der Testkammer und die Durchführung der Vorverzerrung wurden mit dem

7 Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen

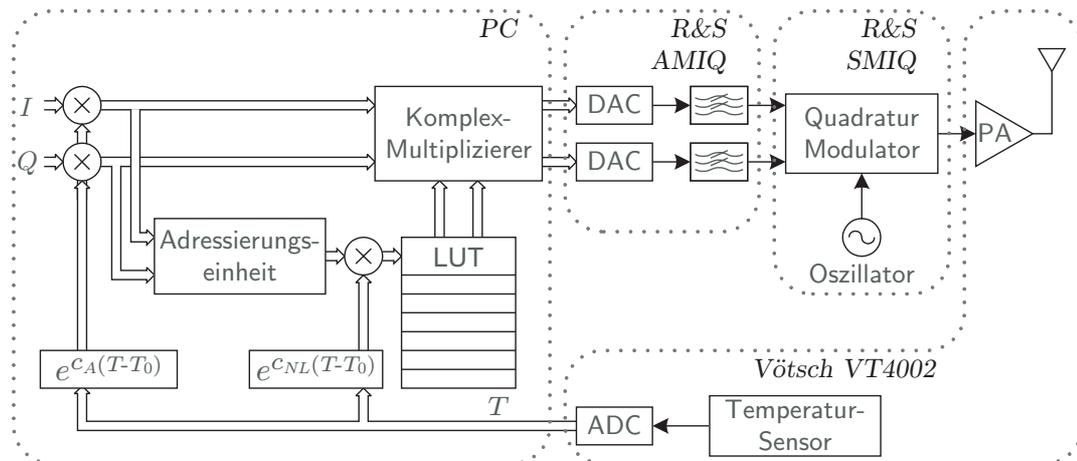


Abbildung 7.17: Messaufbau des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

entwickelten Messprogramm (Abschnitt 4.2) realisiert. Um das System in Bild 7.9 konsequent umzusetzen, wurde selbst die Temperatur nach einer geeigneten Einschwingzeit (ca. 30 min.) gemessen. Dazu diente der eingebaute Temperatursensor der Testkammer, dessen Wert über die Ansteuereinheit abgerufen werden kann.

Das bereits entwickelte Vorverzerrungsmodul (Abschnitt 4.6) wurde um die Funktionalität der Nichtlinearitätsskalierung erweitert. Die Berechnung der Skalierungsfaktoren erfolgte mit Hilfe der Exponentialfunktionen und der gemessenen Temperaturwerte. Der Detailaufbau ist im Bild 7.18 zu sehen, wobei der zusätzlich benötigte Teil für die Kom-

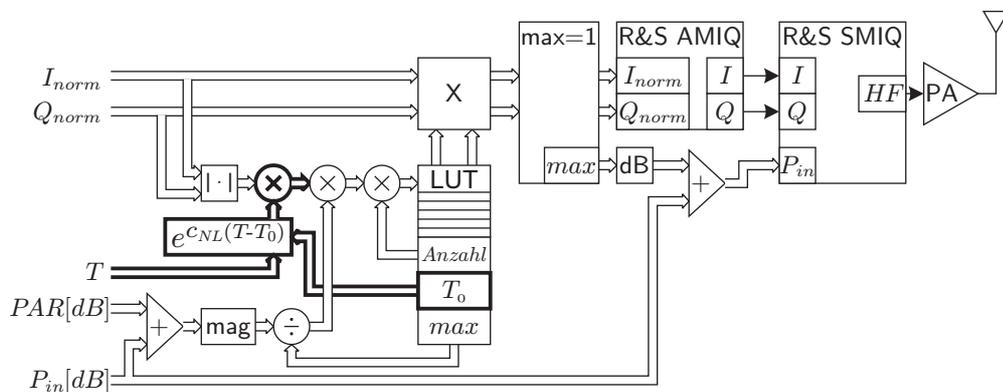


Abbildung 7.18: Detailaufbau für die Umsetzung der temperaturunabhängigen Vorverzerrung mit den verwendeten Messgeräten

pensation der Nichtlinearität dick hervorgehoben ist (vgl. Bild 4.21). Da im Messaufbau normierte Signale verwendet werden, wurde auf die Integration des Verstärkungsfaktors verzichtet. Die Berücksichtigung des Verstärkungsfaktors erfolgt durch die Anpassung

der P_{in} -Werte bei der Festlegung der Eingangsleistungswerte eines Messdurchlaufes.

Es wurden für die Messung die gleichen LUT-Einträge wie in der Simulation in Abschnitt 7.5.1 verwendet, die aus der -30°C -Kennlinie berechnet wurden. Die Anzahl der LUT-Einträge beträgt 1001, jeweils für den realen und imaginären Teil, um das Quantisierungsrauschen als Signalstörung auszuschließen.

Alle Messungen wurden nach sorgfältiger Kalibrierung aller Messgeräte und Kabel durchgeführt, siehe Abschnitt 4.2.2. Zudem wurde die Messung gepulst vorgenommen mit 1 ms Pulslänge und einem Tastverhältnis von 5 %, um eine Selbsterwärmung weitestgehend auszuschließen (Abschnitt 6.3). Weiterhin wurde mit der Auswertung erst zur Mitte des Pulses über einen Zeitraum von $400\ \mu\text{s}$ begonnen. Damit wird der Einfluss des thermischen Einschwingverhaltens minimiert (vgl. Abschnitt 5.4). Dies entspricht einer Verzögerung von 50 % und einer Messdauer von 40 % der Pulslänge.

Die Überprüfung der Linearität erfolgte anhand der Spezifikation des EDGE-Standards unter Verwendung eines geeigneten Signals dieses Standards. Die Einhaltung der Spezifikation für den Fehlervektorbetrag (EVM) und für das Modulationsspektrum wurde mit einer Temperaturvariation von -30°C bis 90°C in 10°C Schritten gemessen⁶. Die zusätzliche Variation der Eingangsleistung erlaubt es, diejenigen Ausgangsleistungen zu finden, bei denen die Spezifikation nicht mehr erfüllt wird. Die Bewertung der Linearität erfolgt anhand dieser Ausgangsleistungen. Im Folgenden werden die Messergebnisse mit und ohne Vorverzerrung gegenübergestellt und ausgewertet.

EVM

Die Messergebnisse im Bild 7.19 belegen die hervorragende Funktionsweise des vorgestellten Vorverzerrungsprinzips für den Fall einer Variation der Umgebungstemperatur. Die große Phasendrehung der Verstärkerkennlinie führt ohne Vorverzerrung dazu, dass die EVM-Spezifikation des EDGE-Standards in Bezug auf die steigende Eingangsleistung bereits frühzeitig (bei ca. 18 dB) verletzt wird und den linearen Arbeitsbereich des Verstärkers begrenzt. Die Verbesserung der maximalen linearen Ausgangsleistung im Falle der Vorverzerrung ist nahezu konstant über den gesamten Temperaturbereich und liegt bei über 8,3 dB bei den EVM-rms-Werten, siehe Bild 7.19b. Die maximale lineare Ausgangsleistung ist diejenige Ausgangsleistung, bei der die Spezifikation gerade noch erfüllt wird.

Die maximalen linearen Ausgangsleistungen bei eingehaltener EVM-peak-Spezifikation (Bild 7.20b) liegen sogar noch höher als bei den EVM-rms-Werten. Aufgrund der geringen Aussteuerung des Verstärkers konnten für Temperaturen ab 50°C die maximalen linearen Ausgangsleistungen nicht bestimmt werden (siehe Bild 7.20a). Die maximale lineare Ausgangsleistung nimmt leicht mit steigender Temperatur ab und zwar um 0,24 dB pro 20°C . Dies führt dazu, dass auch die maximale lineare Ausgangsleistung entsprechend abnimmt.

Als Richtwert für die Bewertung der Vorverzerrung kann zusätzlich der Ausgangsleistungswert herangezogen werden, bei der Amplitudenbegrenzung einsetzt. Dieser Punkt

⁶Genauere Erläuterungen zu den Spezifikationswerten sind im Abschnitt 2.1 zu finden.

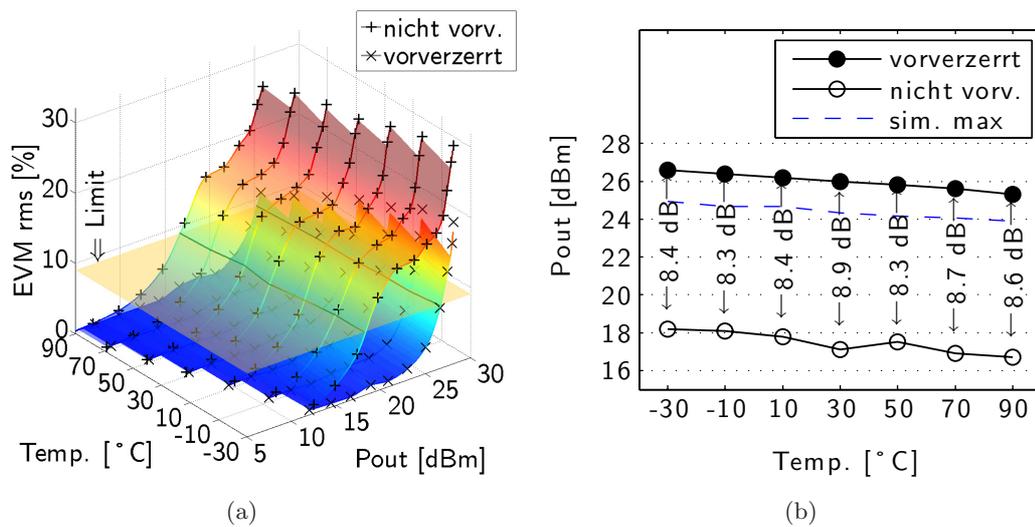


Abbildung 7.19: EVM-rms-Messergebnisse des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystem

ist somit das obere Limit der linearen Funktionsweise der Vorverzerrungseinheit. Da die vorverzerrten Basisbandsignale nicht gemessen wurden, ist auf den simulierten Wert zurückgegriffen worden (siehe Bild 7.16b). In den dargestellten Grafen in Bild 7.19b und Bild 7.20b sind diese Werte mit einer blau gestrichelten Linie eingezeichnet. Wenn man diese Linie als Richtlinie in die Interpretation der Messergebnisse mit einbezieht, wird deutlich, dass selbst weit im amplitudenbegrenzten Bereich (ca. 2 dB höher als die Richtlinie) die Linearitätsanforderung erfüllt ist. Dies lässt auf eine sehr gute Kompensation der Phase schließen, die im nicht vorverzerrten Fall für die Verletzung der EVM-Spezifikation schon bei geringer Eingangsleistung verantwortlich ist.

Modulationsspektrum

Die Spezifikation für die Linearitätsanforderung an das Modulationsspektrum sieht die Messung des Spektrums im Abstand von Vielfachen von 200 kHz zum Träger vor. Jedoch sind die Abstände von 400 kHz und 600 kHz zum Träger die kritischsten, weil sie am meisten durch die Nichtlinearitäten gestört werden. An diesen Punkten wird der Leistungsdichteunterschied zum Träger gemessen. Die Ergebnisse sind in den Bildern 7.21 und 7.22 dargestellt.

Im Vergleich zu den EVM-Messergebnissen im vorangegangenen Abschnitt fällt die Verbesserung der linearen Ausgangsleistung im Falle des Modulationsspektrums bei 400 kHz Abstand niedriger aus und liegt im Bereich zwischen 3,0 dB und 5,2 dB. Die Aussagekraft der Messergebnisse ist ohne Vorverzerrung etwas eingeschränkt, da nur Messdaten von drei Temperaturen vorliegen.

Die Messergebnisse bei einem Abstand von 600 kHz zum Träger zeigen nur geringe Verbesserungen, da hier im nicht vorverzerrten Fall die Spezifikation erst bei vergleichsweise

7.5 Simulation und Messung eines temperaturunabhängigen LUT-basierten Vorverzerrungssystems

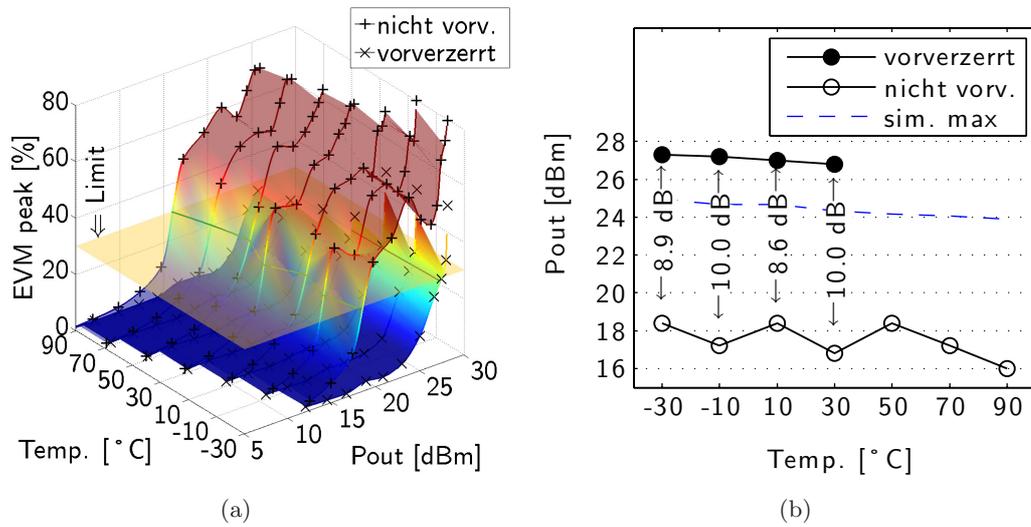


Abbildung 7.20: EVM-peak-Messergebnisse des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

hohen Ausgangsleistungen verletzt wird. In beiden Fällen liegt die erreichte lineare Ausgangsleistung unterhalb der blau gestrichelten Linie. Im Bild 7.21b für 400 kHz ist sogar ein ansteigender Abstand zu dieser Linie zu beobachten, was eine leichte Verschlechterung der Vorverzerrungseigenschaft mit zunehmender Temperatur bedeutet. Ein möglicher Grund für diesen Anstieg wird in der zunehmend ungenaueren Phasenkompensation

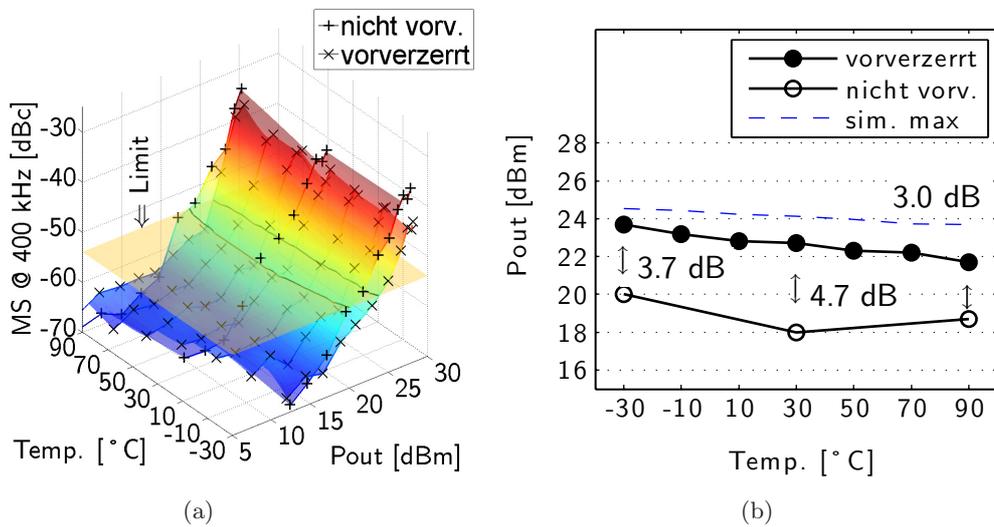


Abbildung 7.21: Modulationsspektrum (MS) bei einem 400-kHz-Abstand zum Träger des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

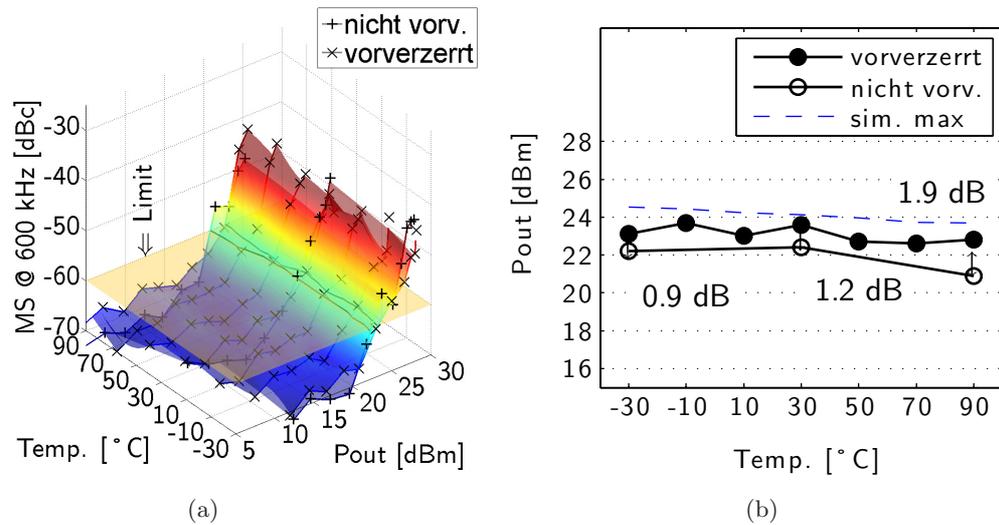


Abbildung 7.22: Modulationsspektrum (MS) bei einem 600-kHz-Abstand zum Träger des temperaturunabhängigen Vorverzerrungssystems

bei zunehmender Temperatur gesehen, wie sie bei der Simulation im vorangegangenen Abschnitt festgestellt wurde.

In den vorangegangenen Grafiken wurden als Bewertungskriterium die simulierten Ausgangsleistungen herangezogen, bei der Amplitudenbegrenzung einsetzt (gestrichelte Linie). Die gemessenen Ausgangsleistungen können jedoch aufgrund von Temperatureinflüssen und der Eigenschaft des verwendeten Diodendetektors (Leistungsmesskopf) von den simulierten Werten abweichen. Um eine sichere Aussage zu erhalten, ob das vorverzerrte Eingangssignal zu einem amplitudenbegrenzten Ausgangssignal führt, muss die Darstellung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung erfolgen. Das Eingangssignal wird mit den entsprechenden LUT-Einträgen vorverzerrt. So kann eindeutig bestimmt werden, ob die gewählte Eingangsleistung zu einem amplitudenbegrenzten Ausgangssignal führt.

Veranschaulicht wird dieser Sachverhalt im Bild 7.23. Dort wurde der Betrag der LUT-Einträge in einer logarithmischen Skala dargestellt. Für Augenblicksleistungen größer als $-5,4\text{ dB}$ wird das Signal amplitudenbegrenzt, weil an diesem Punkt der Betrag der Vorverzerrungskoeffizienten wieder sinkt. Dieser Punkt korrespondiert mit einer rms-Eingangsleistung von $-8,4\text{ dBm}$ ($-5,4\text{ dBm} - 3\text{ dBm}$), weil der PAR-Wert des EDGE-Signals $2,97\text{ dB}$ ($\approx 3\text{ dBm}$) beträgt. Er stellt auch den ersten Punkt der rot gestrichelten Kurve im Bild 7.23b dar. Alle weiteren Punkte ergeben sich durch einen Nichtlinearitätsfaktor von $0,44\text{ dB pro } 10^\circ\text{C}$. Bild 7.21b und Bild 7.23b zeigen vergleichbare Verläufe der Grafen zur markierten Grenze, an der eine Amplitudenbegrenzung einsetzt. Daraus lassen sich zwei Aussagen ableiten:

1. Die aus der Simulation berechnete Ausgangsleistung, bei der Amplitudenbegrenzung einsetzt, ist als Vergleichskriterium zulässig.

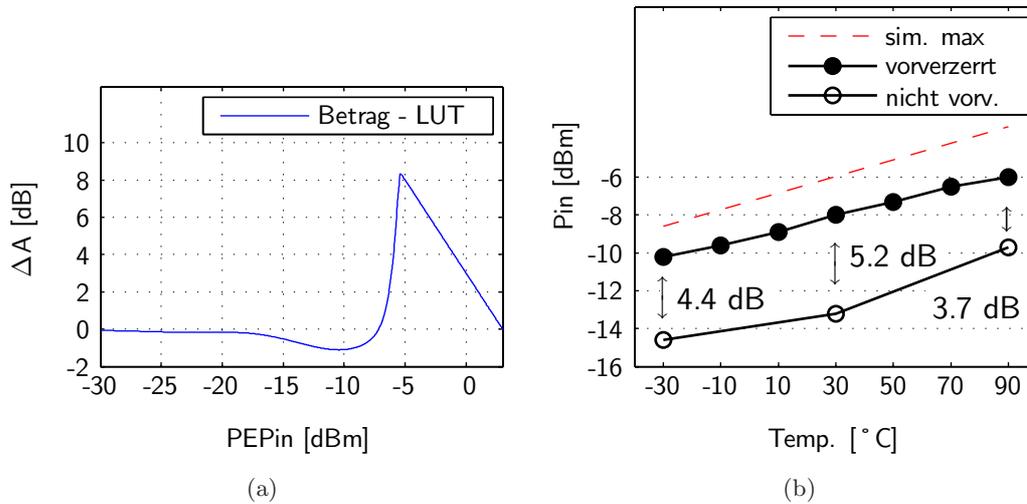


Abbildung 7.23: (a) Amplitudenerhöhung ΔA des Vorverzerrungssystems
 (b) Messergebnisse des Modulationsspektrums bei einem Abstand von 400 kHz zum Träger in Bezug auf die Eingangsleistung

- Die Vorverzerrung erreichte gute aber nicht die besten Ergebnisse. Erwartungsgemäß (siehe Abschnitt 4.6.2 in Bild 4.28g und Bild 5.27b) müsste bei optimaler Vorverzerrung selbst im Bereich leichter Amplitudenbegrenzung das Modulationsspektrum innerhalb der Spezifikation liegen.

Es können drei Hauptgründe für die nicht optimale Vorverzerrung aufgeführt werden. Erstens wurde die Referenzkennlinie bei einem 100-kHz-Zweittonabstand aufgenommen und enthält damit Memoryeffekte. Zweitens sind möglicherweise die Pulslänge und der Pulsabschnitt der aufgenommenen Kennlinie nicht mit den eingestellten Werten bei der Messung identisch. Somit können Langzeittemperatureffekte eine Rolle spielen, siehe Abschnitt 5.4. Und Drittens wird vermutet, dass eventuell die Kalibrierung fehlerhaft war.

7.6 Zusammenfassung

Dieses Kapitel beschäftigte sich mit den Kompensationsmöglichkeiten von Betriebsbedingungsschwankungen mit Hilfe eines digitalen Vorverzerrungssystems. In dem einleitenden Abschnitt wurden die bereits bekannten Lösungsansätze zur Temperaturkompensation beschrieben. Daraus wurde ein allgemeiner Ansatz für den *Gain-Based-Vorverzerrer* abgeleitet. Alle diese Ansätze für die Temperatur lassen sich ebenfalls auf andere Betriebs-

bedingungen übertragen. Aus diesem Grund wurden alle Eigenschaften, die sich mit Sensoren messen oder mit anderen Mitteln bestimmen lassen und den Verstärker beeinflussen, allgemein unter dem Oberbegriff Betriebsbedingungen zusammengefasst und die Analyse auf Betriebsbedingungsschwankungen verallgemeinert.

In den darauf folgenden Abschnitten wurde ein neuer Ansatz für die Kompensation vorgestellt. Voraussetzung für diese Art der Kompensation ist die Skalierung der Kennlinien, siehe Kapitel 6. Sie führt dazu, dass sich die einzelnen Kennlinien bzw. ein Teil der Kennlinien auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen. Erreicht wird dies durch eine Ein- und Ausgangsleistungsskalierung der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien, welche bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen gemessen (oder simuliert) wurden. Aus der Gesamtkennlinie wird die inverse Kennlinie - die Vorverzerrungsfunktion - berechnet. Wie bei der Gesamtkennlinie lässt sich aus dieser Vorverzerrungsfunktion mit Hilfe der Skalierungsfaktoren die Vorverzerrungsfunktion einer bestimmten Betriebsbedingung ableiten. Somit ist es möglich mit nur einer einzigen Vorverzerrungsfunktion und zwei betriebsbedingungsabhängigen Skalierungsfaktoren alle Signale geeignet vorzuverzerrern. Die dafür nötigen Modifikationen eines bestehenden Vorverzerrungssystems sind gering. Zusätzlich konnte festgestellt werden, dass die Skalierungsfaktoren im Falle der Temperatur einem exponentiellen Gesetz folgen und deshalb neben der Gesamtkennlinie nur zwei Konstanten für die Kompensation der Temperatur nötig sind.

Simulations- und Messergebnisse des neuartigen Vorverzerrungssystems wurden unter Variation der Umgebungstemperatur durchgeführt, weil sich hier alle Kennlinien mit ausreichender Genauigkeit auf eine Gesamtkennlinie abbilden lassen. Die erreichten maximalen linearen Ausgangsleistungen für die einzelnen Spezifikationswerte des EDGE-Standards wurden im Bild 7.24 zusammengefasst. Für einen linearen Betrieb müssen jedoch alle Spezifikationen erfüllt werden. Daraus ergibt sich die Gesamtverbesserung der linearen Ausgangsleistung für das temperaturunabhängige Vorverzerrungssystem von ca. 6 dB über den gesamten Temperaturbereich, hervorgehoben durch die gelbe Markierung. Die daraus folgende Effizienzverbesserung von 12 % ist im Bild 7.24b gezeigt.

Diese Messergebnisse zeigen eindrucksvoll, wie effektiv und mit geringem Aufwand die Einflüsse von Temperaturschwankungen ausgeglichen werden können. Für jede der gemessenen Temperaturen in dem weiten Temperaturbereich von -30°C bis 90°C konnte eine gleich hohe Linearitätsverbesserung bzw. Steigerung der linearen Ausgangsleistung erzielt werden.

Gelingt es, weitere Betriebsbedingungen auf ähnliche Art und Weise zu kompensieren, indem man mit Hilfe von Untersuchungen der Kennlinie (vgl. Kapitel 6) darauf schließt, wie sich der Verstärker verhalten wird, ist eine Vorverzerrung ohne Signalkopplung möglich. Es muss nur sichergestellt sein, dass für jene Schwankungen, die nicht kompensiert werden können, ein ausreichender Puffer zur Einhaltung der Spezifikation vorhanden ist.

Dreht man die Argumentation um, kann man folgende Schlussfolgerung ziehen: Ein Verstärker ohne Vorverzerrung muss so entworfen werden, dass er unter Einbeziehung aller zu erwartenden Schwankungen der Betriebsbedingungen spezifikationsgemäß arbeitet. Die Ausgangsleistungsreserve ist entsprechend hoch zu wählen, was aber die er-

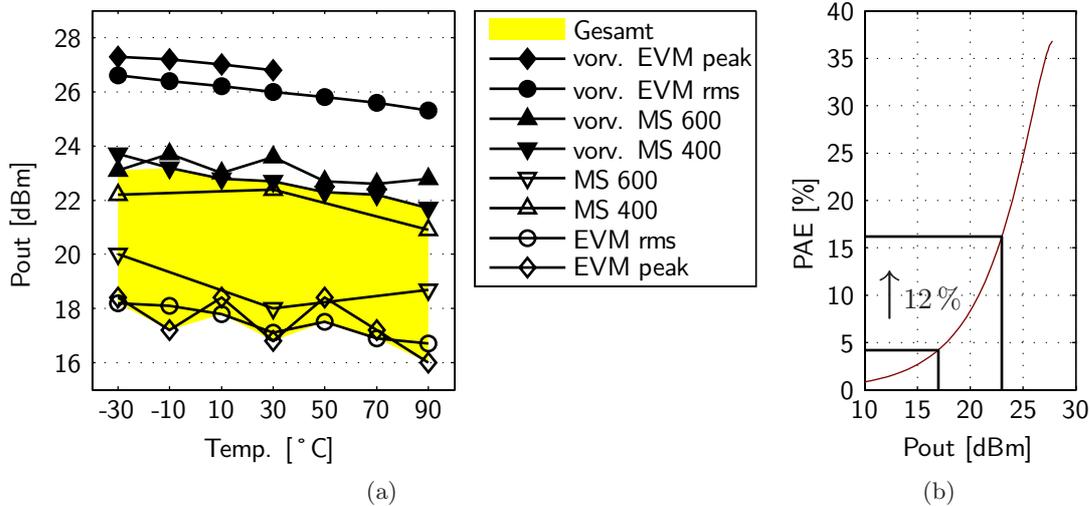


Abbildung 7.24: (a) Gesamtverbesserung der linearen Ausgangsleistung des temperaturunabhängigen Verzerrungssystems
 (b) Die mit der Erhöhung der linearen Ausgangsleistung verbundene Effizienzverbesserung bei 30 °C

reichbare Effizienz schmälert. Können mit Hilfe der Vorverzerrung ein oder mehrere dominante durch Betriebsbedingungenänderungen bedingte Störungen kompensiert werden, kann der Verstärker mit geringerer Leistungsreserve betrieben werden. Das ermöglicht Betriebsweisen mit der angestrebten höheren Effizienz.

Auch für den Fall, dass eine Signalkoppung umgesetzt und damit die Vorverzerrung angepasst werden kann, ist der Nutzen des vorgeschlagenen Vorverzerrungsprinzips weiterhin gegeben. Aufgrund der Leistungsaufnahme und von Integrationshindernissen der Ausgangssignalkoppung (wie z.B. Bandbreite- und Signalverzögerungsanforderungen) wird allgemein angestrebt, die Adaption nur zu bestimmten Zeitpunkten stattfinden zu lassen. In diesem Fall arbeitet das System bis zum nächsten Adaptionzeitpunkt wie ein System ohne Signalkoppung. In dieser Zeitspanne würden alle Vorteile des vorgestellten Vorverzerrungsprinzips zum Tragen kommen. Da die meisten mobilen Kommunikationssysteme mit gepulsten Signalen arbeiten, besteht z.B. hier eine nicht zu vernachlässigende Temperaturstörung. Mit Beginn des Pulses wird sich der Verstärker aufgrund der Verlustleistung aufheizen, bis ein thermodynamisches Gleichgewicht zwischen Verlustleistung und abgegebener Wärme entsteht. In dieser Zeit kann das vorgeschlagene Prinzip die temperaturbedingten Störungen kompensieren und das rückgekoppelte System gewinnt an Leistungsfähigkeit.

7 *Kompensation von Betriebsbedingungsänderungen*

8 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Dissertation beschäftigt sich mit der Weiterentwicklung der digitalen Vorverzerrung zur Realisierung einfacher Vorverzerrungssysteme für den Einsatz in Mobiltelefonen künftiger Generationen. Die digitale Vorverzerrung löst den Effizienz-Linearität-Zielkonflikt eines Verstärkers, indem der Verstärker auf eine hohe Effizienz optimiert und die damit verbundene hohe Nichtlinearität durch Vorverzerrung im digitalen Basisband kompensiert wird. Damit steigen jedoch die Anforderungen an das Gesamtsystem (z.B. Bandbreite, Auflösung), wobei Kosten, Platzbedarf und Verlustleistung für die Integration der Vorverzerrung gering gehalten werden müssen.

Im Gegensatz zu den herkömmlichen Ansätzen wird in dieser Arbeit der Fokus weniger auf das Vorverzerrungssystem selbst, sondern vielmehr auf die genaue Charakterisierung des Verstärkers gelegt. Mit diesem Ansatz ist es möglich, ein optimales Vorverzerrungssystem zu entwerfen, weil die Nichtlinearitäten sowie die Auswirkungen der Betriebsbedingungschwankungen und Memoryeffekte aufgrund von Messungen bekannt sind. Zum Einen ist damit die richtige Wahl des Vorverzerrungsmodells möglich, und zum Anderen können die Betriebsbedingungen als bekannte Eingangsgröße für das Vorverzerrungssystem berücksichtigt werden. Ist dadurch ein Verzicht auf eine Kompensation der Memoryeffekte oder ein Verzicht auf eine Adaption durch Ausgangssignalrückkopplung möglich, können Systeme implementiert werden, die aufgrund ihrer Einfachheit bestens für den Einsatz in Mobiltelefonen geeignet wären. Wie in dieser Arbeit gezeigt wird, erlaubt eine umfassende und genaue Charakterisierung von Leistungsverstärkern darüber hinaus, Abhängigkeiten und Zusammenhänge zu entdecken, die eine Entwicklung und Implementierung neuer und einfacher Vorverzerrungssysteme ermöglichen.

Zentrales Objekt der Untersuchungen ist ein CMOS-Leistungsverstärker, der starke Nichtlinearitäten und Memoryeffekte aufweist. Die Memoryeffekte in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz wurden mit einem neuen Messverfahren gemessen. Neben zwei niederfrequenten und einem höherfrequenten Memoryeffekt konnte auch ein Bereich ohne Memoryeffekt detektiert werden. Eine Kennlinie aus diesem Bereich, die als ideale speicherlose Kennlinie angesehen werden kann, lieferte die besten Vorverzerrungsergebnisse. Für den CMOS-Verstärker konnte damit gezeigt werden, dass trotz des Vorhandenseins von Memoryeffekten eine speicherlose Vorverzerrung dazu geeignet ist, den Verstärker für Standards unterschiedlichster Bandbreiten vorzuverzerrern. Bis zur maximalen Ausgangsleistung des Verstärkers, welche die theoretische Grenze der maximalen linearen Ausgangsspitzenleistung darstellt und eine starke Vorverzerrung bedingt, kann mit den beschriebenen Methoden eine nahezu ideale Vorverzerrung erreicht werden. Selbst beim geringen Überschreiten dieser Grenze, bei der dann die Ausgangssignalwerte auf den Maximalwert begrenzt werden, und folglich eine starke Nichtlinearität hinzugefügt wird, können die Spezifikationswerte der verschiedenen Standards eingehalten werden. Für den untersuchten Verstärker kann im Durchschnitt für die drei Standards (EDGE, WCDMA und WLAN) eine Verbesserung der linearen Ausgangsleistung von ca. 9 dB erreicht werden. Das entspricht einer Effizienzerhöhung von über 10 % für den WLAN-Standard und

über 20 % für den EDGE- und WCDMA-Standard.

Die speicherlose digitale Vorverzerrung wird in dieser Arbeit durch eine neu entwickelte Vorverzerrungsmethode erweitert. Gängige digitale Vorverzerrungssysteme werden dabei um wenige Multiplikationseinheiten für die Integration zweier Skalierungsfaktoren erweitert. Mit dem neuen Vorverzerrungssystem können zusätzlich die Auswirkungen von Betriebsbedingungsschwankungen kompensiert werden. Das System arbeitet weiterhin mit nur einer Vorverzerrungsfunktion. Mittels Messungen konnte die vollständige Kompensation der Auswirkungen von Temperaturschwankungen, als einer der dominierenden Störfaktoren, bestätigt werden - ohne eine Signalerückkopplung zu verwenden. Die korrekte Funktionsweise dieses Systems wird für den gesamten Temperaturbereich von -30°C bis 90°C nachgewiesen.

8.1 Eigener Beitrag

Im Folgenden werden die in der vorliegenden Dissertation erarbeiteten wesentlichen eigenen Beiträge zur Wissenschaft aufgeführt:

- Es wird eine sehr genaue Methode zur Charakterisierung von Leistungsverstärkern entwickelt. Grundlage ist eine vollständig automatisierte Messtechnik für die Beschleunigung und die Reproduzierbarkeit der Messungen sowie zur Fehlerminimierung durch eine konsequente Fehlerbehandlung.
- Es wird die Berechnung und die Darstellung diskreter AM-AM- und AM-PM-Kennlinien eingeführt, wodurch es möglich ist, eine beliebige speicherlose Nichtlinearität abzubilden - im Gegensatz zur Verwendung von Polynomen.
- Die Genauigkeit der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien für kleine Eingangsleistungen wird mit der Erstellung einer Gesamtkennlinie aus verschiedenen Einzelkennlinien, die bei unterschiedlichen Eingangsleistungen gemessen werden, erhöht. Besonders bei starken Nichtlinearitäten und beim Vorhandensein von Memoryeffekten wäre eine einzelne Kennlinie in diesem Bereich sonst sehr ungenau. Für eine präzise Charakterisierung und die für die Vorverzerrung nötige Berechnung der inversen Kennlinie ist jedoch die Genauigkeit dieses Bereichs von großer Bedeutung.
- Es wird ein neues Messverfahren für die Identifizierung und Quantifizierung von Memoryeffekten vorgestellt (Wolf, 2009). Bei diesem Verfahren wird die Schleifenöffnung der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien als Maß für Memoryeffekte ausgewertet. Es konnten vier Memoryeffekte nachgewiesen werden: ein Tiefpasseffekt bei 2,4 Hz, der die „globale“ Erwärmung des Verstärkers repräsentiert; zwei Resonanzeffekte bei 34 kHz (amplitudendominierend) und bei 170 kHz (phasendominierend) und ein Hochfrequenzmemoryeffekt, der ab 1 MHz einsetzt und dessen Ursache das Frequenzverhalten des Verstärkers ist.
- Mit Hilfe der neuen Methode zur Identifikation der Memoryeffekte wird ein einfaches Messverfahren vorgeschlagen, das amplituden- und phasendominierende Me-

moryeffekte mit einer Messung der Beträge der zwei Haupttöne und der Intermodulationstöne nachweist, ohne dafür die Phase der Töne bestimmen zu müssen.

- Die Methode zur Identifikation von Memoryeffekten erlaubt es auch, eine Modulationsfrequenz zu detektieren, bei der keine Memoryeffekte vorhanden sind. Die damit erstellte memoryeffektfreie Kennlinie wird für eine optimale speicherlose Vorverzerrung eingesetzt, mit der die besten Vorverzerrungsergebnisse erreicht werden. Zusätzlich werden mit dieser Kennlinie die Auswirkungen der Memoryeffekte als Verstärkungsschwankungen im Zeitbereich berechnet. Damit ist die Aufklärung der Wirkmechanismen der Memoryeffekte möglich.
- Tests der entwickelten präzisen speicherlosen Vorverzerrung mit Standards verschiedener Bandbreiten (EDGE: 200 kHz, WCDMA: 5 MHz, WLAN: 20 MHz) zeigten, dass bei diesem Verstärker die Vorverzerrung hinsichtlich der Spezifikation für das breitbandigste Signal (WLAN) die besten und für das schmalbandigste (EDGE) die schlechtesten Ergebnisse liefert. Aufgrund der dominierenden Memoryeffekte bei niedrigen Modulationsfrequenzen werden schmalbandige Signale stärker gestört. Der hochfrequente Memoryeffekt, der bei breitbandigen Signalen (WLAN) dominiert, ist im Vergleich dazu weniger kritisch. Damit ist die weit verbreitete Aussage, dass breitbandige Signale stärker gestört werden als schmalbandige, mit dieser Untersuchung entkräftet (Wolf, 2009). Vielmehr ist zuvor eine detaillierte Untersuchung der Speichereffekte nötig.
- Erstmals werden die Auswirkungen aller beeinflussbaren Betriebsbedingungen auf die Nichtlinearität (AM-AM- und AM-PM-Kennlinien) eines Verstärkers untersucht. Hierzu zählen die Umgebungstemperatur, die Eingangsleistung, das Tastverhältnis, die Ausgangslast, die Trägerfrequenz, die Arbeitspunkteinstellung, die Versorgungsspannung und die Prozessvariation. Für einige Betriebsbedingungen werden zusätzlich die Auswirkungen auf die Memoryeffekte untersucht.
- Im Falle der Temperaturänderung wird gezeigt, dass sich nach einer geeigneten Skalierung der x- und y-Achsen der AM-AM- und AM-PM-Kennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen alle Kennlinien auf eine Gesamt-AM-AM- und Gesamt-AM-PM-Kennlinie abbilden lassen. Es werden dazu ein Skalierungsfaktor für die Kleinsignalverstärkung und ein Skalierungsfaktor für die „Nichtlinearität“ eingeführt, mit denen sich die gewünschte Skalierung durchführen lässt. Hervorzuheben ist, dass in einem mehrstufigen Verstärker die Kleinsignalverstärkungsänderung der Treiberstufen zu einem „Skalierungsverhalten der Nichtlinearität“ des gesamten Verstärkers führt. Damit ist diese Art der Skalierung in einem mehrstufigen Verstärker immer präsent.
- Das Skalierungsverhalten bildet die Grundlage für ein neu entwickeltes Vorverzerrungssystem. Zeigen die Kennlinien ein Skalierungsverhalten, so ist nur eine Kennlinie für die Vorverzerrung notwendig. Mit Hilfe zweier von der Betriebsbedingung abhängiger Skalierungsfaktoren wird in diesem Vorverzerrungssystem die

Vorverzerrungsfunktion der momentanen Betriebsbedingung angepasst. Der Wert der Skalierungsfaktoren wird mit Hilfe der Betriebsbedingungsgröße bestimmt, deren Wert verfügbar ist oder mit Hilfe eines Sensors gemessen wird.

- Im Falle der Temperaturabhängigkeit wird eine nahezu exponentielle Abhängigkeit der Skalierungsfaktoren von der Temperatur nachgewiesen. Die Vorverzerrung benötigt somit nur zwei Konstanten für die Berechnung aller Skalierungsfaktoren. Die Überprüfung erfolgt anhand eines Look-Up-Tabellen-basierten Vorverzerrungssystems, das mit Hilfe von Messgeräten aufgebaut wurde. Eine korrekte Funktionsweise wird im gesamten gemessenen Temperaturbereich von -30°C bis 90°C nachgewiesen (Wolf, 2010).
- Die Untersuchungen zu den Auswirkungen der Betriebsbedingungsschwankungen zeigen viele Besonderheiten und mögliche Zusammenhänge sowie Effekte, deren detaillierte Untersuchung nicht Gegenstand dieser Arbeit war. Sie sind aber Ausgangspunkte für weitere Forschungsarbeiten - insbesondere im Entwurf von Leistungsverstärkern.

8.2 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden keine weitergehenden Untersuchungen durchgeführt, um die Ursachen und vor allem die Wirkmechanismen der Memoryeffekte zu bestimmen, da dies den inhaltlichen und zeitlichen Rahmen der Arbeit wesentlich überschritten hätte. Die Aufklärung des Wirkmechanismus ist aber die zentrale Voraussetzung für eine einfache und spezifische Kompensation dieser Effekte. Für die 34-kHz- und 170-kHz-Memoryeffekte ist die Ursache nicht eindeutig geklärt. An dieser Stelle sollten weitere Forschungsarbeiten anknüpfen. Die Erweiterung der Messtechnik, damit auch die Strom- und Spannungsverläufe der Versorgung und Arbeitspunkteinstellung aufgezeichnet werden können, würde dabei helfen, den Wirkmechanismus der Memoryeffekte aufzudecken. Die erste Frage, die damit geklärt werden könnte, ist die, ob die Schwankungen der Arbeitspunkteinstellung die Ursache oder die Folge eines Memoryeffektes sind. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Verwendung von Temperatursensoren auf dem Verstärkerchip, um das dynamische Temperaturverhalten während des Betriebs des Verstärkers auszuwerten. Das würde zum Verständnis der dynamischen Temperaturverhältnisse und des damit verbundenen Memoryeffektes beitragen.

Das Hauptproblem für eine gute Modellierung der Verstärker - die genaue Verzögerungskompensation zwischen Ein- und Ausgangssignal unter Anwesenheit von Memoryeffekten - kann damit gelöst werden, dass ein memoryeffektfreies Zweitonsignal dem eigentlichen Messsignal vorangestellt wird. Die Verzögerungskompensation kann dann mit Hilfe dieses Abschnittes mit der gängigen Kreuzkorrelationsmethode erfolgen. Den Zweitonsabstand des memoryeffektfreien Zweitonsignals ermittelt man mit der in dieser Arbeit vorgestellten Methode.

Das Kapitel über die Untersuchungen der Auswirkungen für sich ändernde Betriebsbedingungen bietet den wichtigsten Ansatzpunkt für weitere Forschungs- und Entwick-

lungsarbeiten. Ein Vorverzerrungssystem, das eine doppelte Skalierung umsetzt, wie es für die Versorgungsspannung skizziert wurde, wäre folglich in der Lage, die Auswirkungen einer sich ändernden Versorgungsspannung zu kompensieren. Darüber hinaus wäre dieses Verfahren sicher geeignet, um unterschiedliche Verstärkungsexpansionen zu handhaben. Eine weitere Möglichkeit wäre, die Skalierungsfaktoren mit Hilfe der Arbeitspunkteinstellung zu beeinflussen. Jedoch sollte hierbei die Gesamtauswirkung im Auge behalten werden (maximale Ausgangsleistung, Verstärkung). Des Weiteren wurden Abhängigkeiten der Memoryeffekte von der Laständerung und Arbeitspunkteinstellung aufgezeigt, deren zugrundeliegender Wirkmechanismus im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls nicht untersucht werden konnte. Darüber hinaus gibt es noch weitere in dieser Arbeit dokumentierte Randeffekte, deren Ursachen nicht zu erklären waren (z.B. starke Knicke der Amplituden- und Phasenkenlinien bei manchen Lasten, plötzlich auftretende Memoryeffekte bei einigen VSWR-5:1-Lasten oder die linear ansteigende Ausgangsleistung bis ca. 1 ms nach dem Einschalten).

Auch für den Entwurf von Verstärkern lassen sich verschiedene Ansätze ableiten. So könnten beispielsweise die Untersuchungen zur Auswirkungen der Laständerung in den Optimierungsprozess von Leistungsverstärkern integriert werden. Vor allem die Phasenänderung ist eine oft vernachlässigte Größe. Störende Memoryeffekte könnten durch eine andere Wahl der Last verringert werden. So ist es vorstellbar, eine solche Last zu wählen, in deren Umgebung sich die Nichtlinearität nur unwesentlich ändert und so eine gewisse Laststabilität erreicht würde.

Eine große Herausforderung im Verstärkerdesign ist die Modellierung der parasitären Elemente. Hier können die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien als wesentlich aussagekräftigere Größen als Ausgangsleistung, Verstärkung und Effizienz herangezogen werden. Am Beispiel der Frequenz ist eine Fehlmodellierung des untersuchten Verstärkers zu erkennen. Die simulierten Kennlinien zeigen einen ähnlichen Verlauf wie die bei höheren Trägerfrequenzen gemessenen Kennlinien. Würde man die AM-AM- und AM-PM-Kennlinien in den Modellierungsprozess einfließen lassen, könnten zuverlässigere und genauere Modelle erstellt werden.

Abkürzungsverzeichnis

2D, 3D	zweidimensional, dreidimensional
2G, 3G, 4G	zweite, dritte, vierte Generation (bei Mobilfunkstandards)
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio, relative Nachbarkanalsleistung
ADC	Analog-zu-Digital-Konverter
amb	Umgebung
AM-AM	Amplitude Modulation to Amplitude Modulation, Amplitudenkennlinie
AM-PM	Amplitude Modulation to Phase Modulation, Phasenkennlinie
BB	Basisband
BSIM	Berkeley Short-channel IGFET Model, Transistormodell
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor, komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter
DAC	Digital-zu-Analog-Konverter
DC	Direct Current, Gleichanteil
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications, Übertragungsstandard für drahtlose Telefone
delay	Verzögerung
DPD	Digitale Vorverzerrung
DSP	Digital Signal Processor, Digitaler Signalprozessor
DUT	Device Under Test, Testobjekt
ED	Envelope Detection, Einhüllendendetektion
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution, Erweiterung des GSM-Standard für höhere Datenraten
ET	Envelope Tracking
EVM	Error Vector Magnitude, Fehlervektorbetrag
FT, FFT	(Fast-)Fouriertransformation
GK	Gesamtkennlinie
GND	Ground, Erde, Masse
GPIB	General Purpose Interface Bus, paralleler Datenbus zur Verbindung von Messgeräten (IEEE-488)
GSM	Global System for Mobile Communications, Mobilfunkstandard der zweiten Generation
HF	Hochfrequenz
I	Inphase
IFT, IFFT	Inverse (Fast-)Fouriertransformation
IIR	Infinite Impulse Response, (Filter mit) unendlicher Impulsantwort
IM1, IM3, IM5	Intermodulationen 1., 2. und 3. Ordnung
IMD, (IMD3, IMD5)	Intermodulation Distortion, Intermodulationsverzerrung (3. Ordnung, 5. Ordnung)

Abkürzungsverzeichnis

IMxL	unterer x. Ton
IMxH	oberer x. Ton
in	Eingang
L	Last
LAN	Local Area Network, drahtgebundenes lokales Netzwerk
LDMOS	laterally diffused metal oxide semiconductor
lin	linear
LO	Lokaler Oszillator
LTI	Linear Time-Invariant, lineares zeitinvariantes System
LUT	Look-Up-Tabelle, Nachschlagetabelle
max	maximal
mess	gemessen
MOS	Metal Oxide Semiconductor, Metall-Oxid-Halbleiter
MS	Modulationsspektrum
MSK	Minimum-Shift Keying, minimales digitales Modulationsverfahren
NL	Nichtlinearität
NMOS	n-Kanal MOS
norm	normalisiert, normiert
opt	optimal
out	Ausgang
PA	Power Amplifier, Leistungsverstärker
PAE	Power Added Efficiency
PAR, PAPR	Peak-to-Average Power Ratio, Verhältnis zwischen Spitzen- und Mittelwertleistung
PC	Personal Computer, Computer
PCB	Printed Circuit Board, Leiterplatte
PHD	Phasendetektor
PD	Predistortion, Vorverzerrung
peak	Spitzenwert
PEP	Peak Envelope Power, Einhüllendenspitzenleistung
PH	Phase
PMOS	p-Kanal MOS
PSK	Phase-Shift Keying, digitale Phasenmodulation
Q	Quadratur
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
rms	Root Mean Square, Effektivwert
rück	rückgekoppelt
S	Quell
sat	Sättigung
th	thermisch
TP	Tiefpass
TPF	Thermal Power Feedback, Temperatur-Leistung-Rückkopplung
TTS	Two Tone Space, Zweitonabstand

TV	Tastverhältnis
TWT	Wanderfeldröhre
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System, Gruppierung von Standard für Mobilfunkssysteme der dritten Generation
VCO	Voltage-Controlled Oscillator, spannungsgesteuerter Oszillator
vorv	vorverzerrt
VSWR	Stehwellenverhältnis
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access, Ein Mobilkommunikation-Standard der UMTS-Familie
WLAN	Wireless Local Area Network, Standard eines lokalen Funknetzwerkes (IEEE-802.11)
ZF	Zwischenfrequenz

Abkürzungsverzeichnis

Symbolverzeichnis

$A(t)$	Amplitude der Einhüllenden bzw. des komplexen Basisbandes
B	Betriebsbedingung
C	Kompression, Kapazität, je nach Kontext
Δt	Laufzeit des Verstärkers
η	Effizienz
f_c	Trägerfrequenz
$faktor_{NL}$	Nichtlinearitätssfaktor
$faktor_A$	Kleinsignalverstärkungsfaktor
G	Verstärkung
Γ	Reflexionsfaktor
I_D	Drainstrom
K	Ordnung der Nichtlinearität, konstanter Verstärkungsfaktor, ja nach Kontext
M	Memorytiefe
ω	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz
ω_c	Trägerkreisfrequenz
$\varphi(t)$	Phase der Einhüllenden bzw. des komplexen Basisbandes
r_o	Ausgangswiderstand des Transistors
$s(t)$	moduliertes Hochfrequenzsignal
τ	Verzögerung
$u(t)$	komplexes Basisband
U_{DD}	Versorgungsspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_T	Einsatzspannung
x	Eingangssignal, spezielle Bedeutung je nach Kontext
x_{sk}	x-Achsen-Skalierungsfaktor, Nichtlinearitätsskalierungsfaktor
y	Ausgangssignal, spezielle Bedeutung je nach Kontext
y_{sk}	y-Achsen-Skalierungsfaktor
Z	Impedanz

Abkürzungen in den Indizes sind im Abkürzungsverzeichnis zu finden. Allgemeine Größen der Elektrotechnik sind nicht aufgeführt.

Symbolverzeichnis

Literaturverzeichnis

3GPP 25.101

3GPP: *3GPP TS 25.101 User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)*. – Internet: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/25101.htm>.

3GPP 45.005

3GPP: *3GPP TS 45.005 Radio transmission and reception*. – Internet: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/45005.htm>.

Ahmed, 2005

AHMED, A. ; SRINIDHI, E.R. ; KOMPA, G.: Neural network and memory polynomial methodologies for PA modeling. In: *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2005. 7th International Conference on* Bd. 2, 2005, S. 393–396.

Altera Corporation, 2009

ALTERA CORPORATION: *Military Temperature Range Qualified Devices*. Okt. 2009. – Internet: <http://www.altera.com/products/devices/military/mil-temp.html>.

Arora, 1993

ARORA, Narain: *MOSFET Models for VLSI Circuit Simulation - Theory and Practice*. Springer-Verlag, 1993.

Berkeley, 2009

BERKELEY, UC: *BSIM4.6.4 MOSFET Model - User's Manual*. 2009. – Internet: www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/BSIM4/BSIM464/BSIM464_Manual.pdf.

Blum u. Jeruchim, 1989

BLUM, R. ; JERUCHIM, M.C.: Modeling nonlinear amplifiers for communication simulation. In: *Communications, 1989. ICC '89, BOSTONICC/89. Conference record. 'World Prosperity Through Communications', IEEE International Conference on* Bd. 3, Juni 1989, S. 1468–1472.

Bosch u. Gatti, 1989

BOSCH, W. ; GATTI, G.: Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 37 (1989), Dez., Nr. 12, S. 1885–1890.

Boumaiza, 2003

BOUMAIZA, S. ; GAUTHIER, J. ; GHANNOUCHI, F.M.: Dynamic electro-thermal behavioral model for RF power amplifiers. In: *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International* Bd. 1, 2003, S. 351–354.

Boumaiza, 2004

BOUMAIZA, S. ; LI, Jing ; JAIDANE-SAIDANE, M. ; GHANNOUCHI, F.M.: Adaptive digital/RF predistortion using a nonuniform LUT indexing function with built-in dependence on the amplifier nonlinearity. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 52 (2004), Dez., Nr. 12, S. 2670–2677.

Cavers, 1990

CAVERS, J.K.: Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 39 (1990), November, Nr. 4, S. 374–382.

Chakraborty u. Geden, 1968

CHAKRABORTY, D. ; GEDEN, D.: Measurements of AM-PM conversion in low-noise TWT's, TDA's, and parametric amplifiers. In: *Proceedings of the IEEE* 56 (1968), Nr. 11, S. 2059–2060.

Chang u. Powers, 2001

CHANG, Sekchin ; POWERS, E.J.: A simplified predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems. In: *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE* Bd. 5, 2001, S. 3080–3084.

Chireix, 1935

CHIREIX, H.: High Power Outphasing Modulation. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 23 (1935), Nr. 11, S. 1370–1392.

Choi, 2007

CHOI, Sungho ; JEONG, Eui-Rim ; LEE, Y.H.: A Direct Learning Structure for Adaptive Polynomial-Based Predistortion for Power Amplifier Linearization. In: *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, april 2007, S. 1791–1795.

Clark, 1998

CLARK, C.J. ; CHRISIKOS, G. ; MUHA, M.S. ; MOULTHROP, A.A. ; SILVA, C.P.: Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 46 (1998), Dezember, Nr. 12, S. 2531–2540.

Cripps, 2006

CRIPPS, S. C.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Norwood : Artech House, 2006. – ISBN 1-59693-018-7.

Cripps, 2002

CRIPPS, Steve C.: *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Boston : Artech House, 2002. – ISBN 1-58053-282-9.

Dai, 2003

DAI, Wenhua ; ROBLIN, P. ; FREI, M.: Distributed and multiple time-constant

electro-thermal modeling and its impact on ACPR in RF predistortion. In: *ARFTG Microwave Measurements Conference, 2003. Fall 2003. 62nd*, 2003, S. 89–98.

Ding u. Zhou, 2004

DING, L. ; ZHOU, G.T.: Effects of even-order nonlinear terms on power amplifier modeling and predistortion linearization. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 53 (2004), Nr. 1, S. 156–162.

Ding, 2004

DING, Lei: *Digital Predistortion of Power Amplifiers for Wireless Applications*, School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology, Dissertation, 03 2004.

Ding, 2006

DING, Lei ; MA, Zhengxiang ; MORGAN, D.R. ; ZIERDT, M. ; PASTALAN, J.: A least-squares/Newton method for digital predistortion of wideband signals. In: *Communications, IEEE Transactions on* 54 (2006), Mai, Nr. 5, S. 833–840.

Ding, 2002

DING, Lei ; ZHOU, G.T. ; MORGAN, D.R. ; MA, Zhengxiang ; KENNEY, J.S. ; KIM, Jaehyeong ; GIARDINA, C.R.: Memory polynomial predistorter based on the indirect learning architecture. In: *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE* Bd. 1, 2002, S. 967–971.

Eun u. Powers, 1995

EUN, Changsoo ; POWERS, E.J.: A predistorter design for a memory-less nonlinearity preceded by a dynamic linear system. In: *Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM '95. IEEE* Bd. 1, Nov. 1995, S. 152–156.

Faulkner, 1998

FAULKNER, M.: Amplifier linearization using RF feedback and feedforward techniques. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 47 (1998), Februar, Nr. 1, S. 209–215.

Faulkner u. Johansson, 1994

FAULKNER, M. ; JOHANSSON, M.: Adaptive linearization using predistortion-experimental results. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 43 (1994), Mai, Nr. 2, S. 323–332.

FOCUS

FOCUS: *iCCMT-1808*. – Internet: <http://www.focus-microwaves.com/downloadFile.php?id=204>.

Ghorbani u. Sheikhan, 1991

GHORBANI, A. ; SHEIKHAN, M.: The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission. In: *Digital Processing of*

LITERATURVERZEICHNIS

Signals in Communications, 1991., Sixth International Conference on, September 1991, S. 193–197.

Gilabert Pinal, 2008

GILABERT PINAL, Pere L.: *Multi Look-Up Table Digital Predistortion for RF Power Amplifier Linearization*, UPC, Dissertation, 2008. – Internet: <http://www.tdx.cat/TDX-0519108-093728>.

Gilmore u. Besser, 2003

GILMORE, Rowan ; BESSER, Les: *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems: Active Circuits and Systems*. Artech House Inc, 2003. – ISBN 1-58053-522-4.

Goldsmith, 2005

GOLDSMITH, Andrea: *Wireless Communications*. New York, 2005. – ISBN 0-521-83716-2.

Gonzalez, 1984

GONZALEZ, Guillermo: *Microwave Transistor Amplifiers*. New Jersey : Prentice Hall, 1984. – ISBN 0-13-254335-4.

Gonzalez, 1997

GONZALEZ, Guillermo: *Microwave transistor amplifiers analysis and design*. Prentice Hall, 1997 (second edition).

Grebennikov, 2005

GREBENNIKOV, A.: *RF and Microwave Power Amplifier Design*. New York : McGraw-Hill Professional, 2005. – ISBN 0-07-144493-9.

Grebennikov u. Sokal, 2007

GREBENNIKOV, A. ; SOKAL, N. O.: *Switchmode Power Amplifiers*. Amsterdam, 2007. – ISBN 978-0-7506-7962-6.

Hammi u. Ghannouchi, 2005

HAMMI, O. ; GHANNOUCHI, F.: Temperature compensated digital predistorter for 3G power amplifiers. In: *Electronics, Circuits and Systems, 2005. ICECS 2005. 12th IEEE International Conference on*, Dez. 2005, S. 1–4.

Hau, 2000

HAU, G. ; NISHIMURA, T.B. ; IWATA, N.: A linearized power amplifier MMIC for 3.5 V battery operated wide-band CDMA handsets. In: *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International Bd. 3*, 2000, S. 1503–1506.

Hirayama, 2000

HIRAYAMA, Tomohisa ; SUZUKI, Yasuyuki ; MATSUNO, Noriaki ; HIDA, Hikaru: Effect of gain expansion on power HBTs. In: *Microwave Conference, 2000. 30th European*, 2000, S. 1–4.

Huang u. Larsen, 2007

HUANG, Yonghui ; LARSEN, T.: Linearized performance evaluation of polar transmitter for EDGE. In: *Norchip, 2007*, Nov. 2007, S. 1–4.

Ikeda, 1992

IKEDA, H. ; ISHIZAKI, T. ; YOSHIKAWA, Y. ; UWANO, T. ; KANAZAWA, K.: Phase distortion mechanism of a GaAs FET power amplifier for digital cellular application. In: *Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International Bd. 2*, Juni 1992, S. 541–544.

Ikeda, 1997

IKEDA, Y. ; MORI, K. ; NOZAWA, T. ; FUJII, K. ; TAKAGI, T.: A consideration of the compensation method for the gain expansion characteristics of multi-stage amplifiers. In: *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC '97, 1997 Asia-Pacific Bd. 3*, Dezember 1997, S. 1101–1103.

Jeruchim, 2000

JERUCHIM, M. ; BALABAN, P. ; S.SHANMUGAN: *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*. New York : Kluwer Academic, 2000. – ISBN 0-306-46267-2.

Joel Vuolevi, 2003

JOEL VUOLEVI, Timo R.: *Distortion in RF Power Amplifiers*. Norwood : Artech House, 2003. – ISBN 1-58053-539-9.

Kenington, 2001

KENINGTON, P.B. ; COPE, M. ; BENNETT, R.M. ; BISHOP, J.: A GSM-EDGE high power amplifier utilising digital linearisation. In: *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International Bd. 3*, 2001, S. 1517–1520.

Kenington, 2000

KENINGTON, Peter B.: *High-Linearity RF Amplifier Design*. Norwood : Artech House, 2000. – ISBN 1-58053-143-1.

Kim u. Konstantinou, 2001

KIM, J. ; KONSTANTINOY, K.: Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. In: *Electronics Letters* 37 (2001), November, Nr. 23, S. 1417–1418.

Kim, 2004

KIM, J.H. ; JEONG, J.H. ; KIM, S.M. ; PARK, C.S. ; LEE, K.C.: Effect of gain expansion of MMIC power amplifier for high order modulation OFDM portable system. In: *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International Bd. 2*, 2004, S. 1169–1172.

Kim, 2007

KIM, Sang-Won ; PARK, Chang-Hyun ; LIM, Sun min ; SONG, Myung sun: A Design

LITERATURVERZEICHNIS

of the Predistorter Using Same Structure of the IMD Generators. In: *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, Dez. 2007, S. 1–4.

Ku, 2002

KU, H. ; MCKINLEY, M.D. ; KENNEY, J.S.: Quantifying memory effects in RF power amplifiers. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 50 (2002), Dezember, Nr. 12, S. 2843–2849.

Lee, 2004

LEE, Seung-Yup ; LEE, Yong-Sub ; HONG, Seng-Ho ; CHOI, Hyun-Sik ; JEONG, Yoon-Ha: Independently controllable 3rd- and 5th-order analog predistortion linearizer for RF power amplifier in GSM. In: *Advanced System Integrated Circuits 2004. Proceedings of 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on*, Aug. 2004, S. 146–149.

Lee, 2003

LEE, T. H.: *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. 2. New York : Cambridge University Press, 2003. – ISBN 0-521-83539-9.

Lim, 2009

LIM, Kyung-Hoon ; AHN, Gunhyun ; JUNG, Sungchan ; PARK, Hyun-Chul ; KIM, Min-Su ; VAN, Ju-Ho ; CHO, Hanjin ; JEONG, Jong-Hyuk ; PARK, Cheon-Seok ; YANG, Youngoo: A 60-W Multicarrier WCDMA Power Amplifier Using an RF Predistorter. In: *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on* 56 (2009), April, Nr. 4, S. 265–269.

Lin, 2006

LIN, Chih-Hung ; CHEN, Hsin-Hung ; WANG, Yung-Yi ; CHEN, Jiunn-Tsair: Dynamically optimum lookup-table spacing for power amplifier predistortion linearization. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 54 (2006), Mai, Nr. 5, S. 2118–2127.

Melvin, 2008

MELVIN, S.H. ; BARO, M. ; JANDALI, M. ; ILOW, J.: Improved Compensation of HPA Nonlinearities Using Digital Predistorters with Dynamic and Multi-dimensional LUTs. In: *Communication Networks and Services Research Conference, 2008. CNSR 2008. 6th Annual*, Mai 2008, S. 46–52.

Minowa, 1990

MINOWA, M. ; ONODA, M. ; FUKUDA, E. ; DAIDO, Y.: Backoff improvement of an 800-MHz GaAs FET amplifier for a QPSK transmitter using an adaptive nonlinear distortion canceller. In: *Vehicular Technology Conference, 1990 IEEE 40th*, Mai 1990, S. 542–546.

Mizusawa, 2007

MIZUSAWA, N. ; TSUDA, S. ; ITAGAKI, T. ; TAKAGI, K.: A Polynomial-Predistortion Transmitter for WCDMA. In: *Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, Feb. 2007, S. 350–608.

Montoro, 2007

MONTORO, G. ; GILABERT, P.L. ; BERTRAN, E. ; CESARI, A. ; SILVEIRA, D.D.: A New Digital Predictive Predistorter for Behavioral Power Amplifier Linearization. In: *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 17 (2007), Juni, Nr. 6, S. 448–450.

Morgan, 2006

MORGAN, D.R. ; MA, Zhengxiang ; KIM, Jaehyeong ; ZIERDT, M.G. ; PASTALAN, J.: A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers. In: *Signal Processing, IEEE Transactions on* 54 (2006), Nr. 10, S. 3852–3860.

Nagata, 1989

NAGATA, Y.: Linear amplification technique for digital mobile communications. In: *Vehicular Technology Conference, 1989, IEEE 39th* Bd. 1, Mai 1989, S. 159–164.

Nannicini, 1985

NANNICINI, M. ; MAGNI, P. ; OGGIONNI, F.: Temperature Controlled Predistortion Circuits for 64 QAM Microwave Power Amplifiers. In: *Microwave Symposium Digest, MTT-S International* Bd. 85, Juni 1985, S. 99–102.

Noh u. Park, 2002

NOH, Youn S. ; PARK, Chul S.: PCS/W-CDMA dual-band MMIC power amplifier with a newly proposed linearizing bias circuit. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 37 (2002), Sep., Nr. 9, S. 1096–1099.

Noh, 2004

NOH, Y.S. ; YOM, I.B. ; PARK, J.H. ; PARK, C.S.: Adaptively linearised MMIC power amplifier for W-CDMA applications. In: *Electronics Letters* 40 (2004), Sep., Nr. 20, S. 1237–1238.

Pedro u. Carvalho, 2003

PEDRO, José C. ; CARVALHO, Nuno B.: *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Norwood : Artech House, 2003. – ISBN 1-58053-356-6.

Pipilos, 2005

PIPILOS, S. ; PAPANANOS, Y. ; NASKAS, N. ; ZERVAKIS, M. ; JONGSMA, Jakob ; GSCHIER, T. ; WILSON, N. ; GIBBINS, J. ; CARTER, B. ; DANN, G.: A transmitter IC for TETRA systems based on a Cartesian feedback loop linearization technique. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 40 (2005), Nr. 3, S. 707–718.

Psaltis, 1988

PSALTIS, D. ; SIDERIS, A. ; YAMAMURA, A.A.: A multilayered neural network controller. In: *Control Systems Magazine, IEEE* 8 (1988), Apr., Nr. 2, S. 17–21.

Rahkonen, 1998

RAHKONEN, T. ; KANKAALA, T. ; NEITOLA, M.: A programmable analog polynomial predistortion circuit for linearising radio transmitters. In: *Solid-State Circuits Conference, 1998. ESSCIRC '98. Proceedings of the 24th European*, Sep. 1998, S. 276–279.

Razavi, 1997

RAZAVI, B.: *RF Microelectronics*. New York : Prentice Hall, 1997. – ISBN 0-13-887571-5.

RFMD, 1999

RFMD: *RF7201 Data Sheet*. 11 1999. – Internet: <http://www.rfmd.com/CS/Documents/7201DS.pdf>.

Rohde & Schwarz, a

ROHDE & SCHWARZ: *R&S FSQ Signal Analyzer Operating Manual*. – Internet: http://www2.rohde-schwarz.com/file/FSQ_OperatingManual_en_FW4.65.pdf. – Erstellt: 12.08.2010.

R&S VSA, 2009

ROHDE & SCHWARZ: *Software Manual Vector Signal Analysis Applications Firmware R&S FSQ-K70*. – Internet: http://www2.rohde-schwarz.com/file/FSQ-K70_SWManual_en.pdf. – Erstellt: 23.09.2009.

R&S AMIQ, 2006

ROHDE & SCHWARZ: *AMIQ I/Q Modulation Generator Operation Manual*. 04 2006. – Internet: http://www.rohde-schwarz.de/file/amiq_u8.pdf.

R&S FSIQ, 2006

ROHDE & SCHWARZ: *FSIQ7 SIGNALANALYSATOR Betriebshandbuch*. 04 2006. – Internet: http://www2.rohde-schwarz.com/file/fsiq_02d.pdf.

Saleh, 1981

SALEH, A.: Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. In: *Communications, IEEE Transactions on* 29 (1981), November, Nr. 11, S. 1715–1720.

Schetzen, 2006

SCHETZEN, Martin: *The Volterra And Wiener Theories of Nonlinear Systems*. Malabar, Florida : Krieger Publishing Company; Auflage: Revised edition (August 2006), 2006. – ISBN 978-157-52-4283-5.

Seto, 2000

SETO, Y. ; MIZUTA, S. ; OOSAKI, K. ; AKAIWA, Y.: An adaptive predistortion method for linear power amplifiers. In: *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st Bd. 3*, 2000, S. 1889–1893.

Silveira, 2006

SILVEIRA, D.D. ; ARTHABER, H. ; GILABERT, P.L. ; MAGERL, G. ; BERTRAN, E.: Application of optimal delays selection on parallel cascade hammerstein models for the prediction of RF-power amplifier behavior. In: *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, 2006, S. 283–286.

Skadron, 2002

SKADRON, K. ; ABDELZAHER, T. ; STAN, M.R.: Control-theoretic techniques and thermal-RC modeling for accurate and localized dynamic thermal management. In: *High-Performance Computer Architecture, 2002. Proceedings. Eighth International Symposium on*, 2002, S. 17–28.

Sogl, 2009

SOGL, B. ; THOMANN, W. ; MUELLER, J.-E. ; BAKALSKI, W. ; SCHOLTZ, A.L.: A multi-mode power amplifier for enhanced PAE in back-off operation with load insensitive architecture. In: *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09. IEEE*, 2009, S. 542–545.

Sowlati, 2005

SOWLATI, T. ; ROZENBLIT, D. ; PULLELA, R. ; DAMGAARD, M. ; KOH, D. ; MCCARTHY, E. ; RIPLEY, D. ; BALTEANU, F. ; GHEORGHE, I. ; JUAN, K. ; WLOCZYSAK, S. ; FIROIU, D.: Polar loop transmitter for GSM/GPRS/EDGE. In: *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, 2005, S. 13–16.

Steer, 1983

STEER, M. ; KHAN, P.J. ; TUCKER, R.S.: Relationship between Volterra series and generalized power series. In: *Proceedings of the IEEE* 71 (1983), Nr. 12, S. 1453–1454.

Steer u. Khan, 1983

STEER, M.B. ; KHAN, P.J.: An algebraic formula for the output of a system with large-signal, multifrequency excitation. In: *Proceedings of the IEEE* 71 (1983), Nr. 1, S. 177–179.

Steyear, 2006

STEYEAR, P. Reynaret ; M.: *RF Power Amplifiers for Mobile Communications*. Dordrecht : Springer, 2006. – ISBN 1-4020-5116-6.

Teikari u. Halonen, 2006

TEIKARI, I. ; HALONEN, K.: Effect of Envelope Detectors and Filters on a Digitally Controlled RF Predistortion System. In: *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, S. 1879–1882.

Teikari, 2005

TEIKARI, I. ; VANKKA, J. ; HALONEN, K.: Digitally controlled RF predistortion with

LITERATURVERZEICHNIS

digital predictor for feedforward delay compensation. In: *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, june 2005, S. 4.

Teikari, 2008

TEIKARI, Ilari: *Digital Predistortion Linearization Methods for RF Power Amplifiers*. Espoo, Helsinki University of Technology, Dissertation, 09 2008. – Internet: <http://lib.tkk.fi/Diss/2008/isbn9789512295463/>.

Tenbroek, 1996

TENBROEK, B.M. ; LEE, M.S.L. ; REDMAN-WHITE, W. ; BUNYAN, J.T. ; UREN, M.J.: Self-heating effects in SOI MOSFETs and their measurement by small signal conductance techniques. In: *Electron Devices, IEEE Transactions on* 43 (1996), Nr. 12, S. 2240–2248.

Tsimbinos, 1995

TSIMBINOS, John: *Identification and Compensation of Nonlinear Distortion*, School of Electronics Engineering, University of South Australia, Dissertation, 1995.

Vötsch, 2009

VÖTSCH INDUSTRIE-TECHNIK GMBH: *Minis Temperaturprüfschränke Baureihe VT 12* 2009. – Internet: http://vitu.cms.schunk-group.com/sixcms/media.php/1250/Mini_D.pdf.

Vuolevi, 2001a

VUOLEVI, J. ; MANNINEN, J. ; RAHKONEN, T.: Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique. In: *Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE*, 2001, S. 257–260.

Vuolevi, 2000

VUOLEVI, J. ; RAHKONEN, T. ; MANNINEN, J.: Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers. In: *Radio and Wireless Conference, 2000. RAWCON 2000. IEEE*, 2000, S. 195–198.

Vuolevi, 2001b

VUOLEVI, J.H.K. ; RAHKONEN, T. ; MANNINEN, J.P.A.: Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 49 (2001), aug, Nr. 8, S. 1383–1389.

Wang, 2004

WANG, Chengzhou ; VAIDYANATHAN, M. ; LARSON, L.E.: A capacitance-compensation technique for improved linearity in CMOS class-AB power amplifiers. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 39 (2004), Nov., Nr. 11, S. 1927–1937.

WLAN, 2007

LAN/MAN COMMITTEE OF THE IEEE COMPUTER SOCIETY: *IEEE Std 802.11TM-2007, IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications*

and information exchange between systems—LANs and MANs—Specific requirements—Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications. 2007. – Internet: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11-2007.pdf>. – Erstellt: 11.06.2007.

Wolf, 2010

WOLF, N. ; MUELLER, J.-E. ; KLAR, H.: Simple predistortion system for compensation of temperature dependent nonlinearity of power amplifiers. In: *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE*, Jan. 2010, S. 152–155.

Wolf, 2009

WOLF, Norman ; MUELLER, Jan-Erik ; KLAR, Heinrich: Identification of frequency dependent memory effects and the linearization of a CMOS PA for multiple standards. In: *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09. IEEE*, Jan. 2009, S. 598–601.

Woo, 2005

WOO, Wangmyong ; MILLER, M.D. ; KENNEY, J.S.: A hybrid digital/RF envelope predistortion linearization system for power amplifiers. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 53 (2005), Jan., Nr. 1, S. 229–237.

Yamada, 1996

YAMADA, H. ; OHARA, S. ; IWAI, T. ; YAMAGUCHI, Y. ; IMANISHI, K. ; JOSHIN, K.: Self-linearizing technique for L-band HBT power amplifier: effect of source impedance on phase distortion. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 44 (1996), Dezember, Nr. 12, S. 2398–2402.

Yamauchi, 1996

YAMAUCHI, K. ; MORI, K. ; NAKAYAMA, M. ; ITOH, Y. ; MITSUI, Y. ; ISHIDA, O.: A novel series diode linearizer for mobile radio power amplifiers. In: *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International Bd. 2*, Juni 1996, S. 831–834.

Yoshimasu, 1998

YOSHIMASU, T. ; AKAGI, M. ; TANBA, N. ; HARA, S.: An HBT MMIC power amplifier with an integrated diode linearizer for low-voltage portable phone applications. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 33 (1998), Sep., Nr. 9, S. 1290–1296.

Yu, 1999

YU, Chi S. ; CHAN, Wing S. ; CHAN, Wing-Le: 1.9 GHz low loss varactor diode pre-distorter. In: *Electronics Letters* 35 (1999), Sep., Nr. 20, S. 1681–1682.

Zhang u. Gupta, 2000

ZHANG, Q. J. ; GUPTA, K. C.: *Neural Networks for RF and Microwaves Design*. London : Art, 2000. – ISBN 1-58053-100-8.

LITERATURVERZEICHNIS

Zhi-yong, 2006

ZHI-YONG, He ; JIAN-HUA, Ge ; SHU-JIAN, Geng ; GANG, Wang: An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems. In: *Broadcasting, IEEE Transactions on* 52 (2006), März, Nr. 1, S. 87–91.

Zhu u. Brazil, 2004

ZHU, A. ; BRAZIL, T.J.: Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned volterra series. In: *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 14 (2004), Nr. 12, S. 563–565.

Publikationen

Konferenzbeiträge

Wolf, 2009

WOLF, N. ; MUELLER, J.-E. ; KLAR, H.: Identification of frequency dependent memory effects and the linearization of a CMOS PA for multiple standards. In: *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS 09. IEEE*, jan. 2009, S. 598-601.

Wolf, 2010

WOLF, N. ; MUELLER, J.-E. ; KLAR, H.: Simple predistortion system for compensation of temperature dependent nonlinearity of power amplifiers. In: *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE*, jan. 2010, S. 152-155.

Patentanmeldungen

Schutzrecht US 2011 0 025 414 A1 (3. Februar 2011). WOLF, Norman (Erfinder); MUELLER, Jan-Erik (Erfinder); Infineon Technologies AG (Anmelder).

Schutzrecht DE 10 2010 038 482 A1 (10. Februar 2011). WOLF, Norman (Erfinder); MUELLER, Jan-Erik (Erfinder); Infineon Technologies AG (Anmelder).

Publikationen

Zur Person

Norman Wolf

geboren am 20.05.1978 in Herzberg/Elster

verheiratet

drei Kinder (geboren: 2002, 2007, 2010)



Abitur

1997 Am Philipp-Melanchthon-Gymnasium in Herzberg/Elster
Abitur mit „Auszeichnung“, Note: 1,2

Studium

1998 Studium der Elektrotechnik, Technische Universität Berlin

2000 Vordiplom, Gesamturteil: sehr gut

2006 Diplom, Gesamturteil: mit Auszeichnung

Promotion

2012 Gesamturteil: mit Auszeichnung

Stipendien

Vollstipendium der Studienstiftung des deutschen Volkes
e-fellows.net Stipendium

Beruf

2006 Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Mikroelektronik an der
Technischen Universität Berlin in Kooperation mit Infineon
Forschung zum Thema Vorverzerrung von Leistungsverstärkern
und HF-Leistungsverstärkerentwurf in CMOS

2010 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institut
Aufbau des IC-Designs für Hochgeschwindigkeit-Datenübertragungssysteme