SYSTEMSIMULATIONEN VON BREITBANDKOMMUNIKATIONSSYSTEMEN IM E-BAND

J. Eisenbeis, F. Boes, U. J. Lewark, A. Bhutani, C. von Vangerow und T. Zwick, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Kaiserstraße 12, 76131 Karlsruhe, Deutschland

Zusammenfassung

Untersuchung der Leistungsfähigkeit Entwicklung eines in der Kommunikationssystems dienen Systemsimulationen als wichtiges Hilfsmittel. Anhand einer detaillierten Modellierung der einzelnen Systemkomponenten können dabei, nicht nur Aussagen über die erreichbare Sendereichweite, sondern ebenfalls über die maximal erreichbare Datenrate und Signalqualität am Empfänger getroffen werden. Die zentrale Komponente im Sendesystem stellt der Leistungsverstärker dar, dessen Einflüsse auf die Signalqualität anhand seiner charakteristischen Eigenschaften in dieser Arbeit untersucht werden. Dabei werden anhand von Systemsimulationen die Auswirkungen von Nichtlinearitäten und Frequenzabhängigkeiten breitbandiger Leistungsverstärker auf die Signalqualität betrachtet. Anhand eines E-Band Kommunikationssystems konnten die frequenzabhängigen Störeinflüsse des betrachteten Leistungsverstärkers nachgewiesen und das in einer Systemsimulation entwickelte Modell verifiziert werden.

1. EINLEITUNG

Moderne Satellitenkommunikationssysteme stehen vor der Herausforderung immer weiter steigende Datenraten übertragen und in Echtzeit verarbeiten zu müssen. Bedingt durch den zunehmenden Bedarf spektraler Bandbreite konnten dank des technologischen Fortschritts, neue Frequenzbereiche im Millimeterbis Submillimeterbereich erschlossen werden. gehört der Frequenzbereich im E-Band zwischen 71 - 76 GHz im Downlink und 81 - 86 GHz im Uplink, welcher von der Bundesnetzagentur für Richtfunkkommunikation freigegeben wurde [1], siehe BILD 1. Dies legte den Grundstein für zukünftige Satellitenkommunikationssysteme Datenraten im Multi-Gigabit-Bereich, die bereits in den letzten Jahre entwickelt und getestet wurden [2], [3], [4].

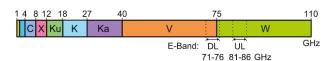


BILD 1. Standard Radar Frequenzband von 1 – 110 GHz. Nomenklatur nach Rec. ITU-R V.431-7 [5].

Der Gang zu höheren Trägerfrequenzen und Bandbreiten bringt allerdings nicht nur Vorteile, sondern auch einige Herausforderungen mit sich. So können die analogen Komponenten im Sender und Empfänger nicht länger als frequenzunabhängig betrachtet werden. Die Modellierung muss also

zusätzlich die Frequenzabhängigkeit der Komponenten berücksichtigen, um realistische Ergebnisse zu erzielen. Des Weiteren sind Fehler in Zeit und Frequenz deutlich kritischer zu betrachten als in schmalbandigen Übertragungssystemen. Für den Designer moderner Hochfrequenzkomponenten ist hierbei von besonderem Interesse, welche Anforderungen zukünftige zu entwickelnde Bauteile erfüllen müssen und welche Störeinflüsse als besonders kritisch einzuschätzen sind.

Im Folgenden sollen im Speziellen breitbandige Sendeleistungsverstärker untersucht werden. Dazu wird in Kapitel 2 ein Überblick über aktuelle Modellierungsmethoden von Leistungsverstärkern gegeben. Die Auswirkungen der Nichtidealitäten von Verstärkern auf die Signalqualität werden anhand Simulationen in Kapitel 3 dargestellt. Abschließend wird das in Kapitel 3 theoretisch Übertragungsuntersuchte frequenzabhängige verhalten mit dem in Kapitel 4 beschriebenen Messaufbau verifiziert. Der Vergleich zwischen Simulation und Messung folgt abschließend in Kapitel 5.

2. KONZEPTE ZUR SYSTEMMODELLIERUNG VON HF-FRONTENDS

Die Simulation von HF¹-Frontends lässt sich im Wesentlichen in drei Schichten unterteilen: Die Systemebene, die Blockebene und die Schaltungssimulation, mit der das Schaltungsdesign

_

¹ Hochfrequenz (HF)

erfolgt [6]. Auf der abstraktesten Ebene steht die Systemsimulation, die als erster Anhaltspunkt zur Charakterisierung eines in der Entwicklung stehenden Kommunikationssystems dient. Neben Richtfunk für den bekannten Pegelplanrechnung, dem sogenannten Link Budget, können daraus anhand geforderter Richtlinien, wie einer maximal erzielbaren Sendereichweite oder einer minimalen Empfangsleistung, Anforderungen an das HF-Frontend abgeleitet werden. Darüber hinaus haben Systemsimulationen gegenüber einfachen Pegelplanrechnungen den Vorteil, dass hierbei ebenso Aussagen über die Empfangsqualität sowie eine maximal mögliche Kanalkapazität vorhergesagt werden können. Das Ziel der Systemsimulation während des Entwicklungsprozesses liegt in der Auswahl der für das Anwendungsszenario geeigneten Architektur sowie die Zusammenstellung der benötiaten diskreten Komponenten. Ebenso liefert es zu erfüllende Spezifikationen an die benötiaten Bauelemente wie Verstärker und Oszillatoren.

Diesem Top-Down-Ansatz folgend kann die aus der Systemsimulation gewonnene Architektur mittels einzelner Funktionenblöcke beschrieben werden. In solchen Black-Box-Ansatz werden einzelnen Komponenten wie Verstärker und Mischer als abgeschlossene Einheiten in deren Verhalten beschrieben, ohne die darunterliegende Struktur genauer zu betrachten. Dies hat den Vorteil, dass für die Simulation keinerlei a-priori Wissen über das Schaltungsdesign vorhanden sein muss. Ein jeder Block setzt also ein in der Simulation zeit- und wertediskretes Eingangssignal ein Ausgangssignal um und kann im Falle eines linearen zeitinvarianten Systems Übertragungsfunktion beschrieben werden [7].

2.1. Verhaltensmodellierung von Leistungsverstärkern

Für den Sender des Kommunikationssystems spielt vor allem die Modellierung des Leistungsverstärkers eine wichtige Rolle, da dieser im Wesentlichen die Energieeffizienz des Gesamtsystems sowie die maximale Sendeleistung bestimmt. Festleauna Arbeitspunktes des muss dabei zwischen Effizienz und Linearität abgewogen werden. Besonders im Bereich Verstärkermodellierung wurden deshalb im Laufe eine Reihe von umfangreichen Verhaltensmodellen entwickelt. Hierbei liefern Pedro et al. in [8] einen kompakten Überblick über die wichtigsten Ansätze und Methoden, rekursive und nichtrekursive nichtlineare Filter, Filterpolynome und künstliche neuronale Netze. Das Modell eines Verstärkers wird darauf aufbauend meist aus mehreren kaskadierten Filterblöcken gebildet. Die Blöcke selbst können entweder linear nichtlinear gedächtnislos und oder gedächtnisbehaftet sein. Bei der Architektur sind

ebenfalls rekursive Strukturen möglich. In [9] werden Modelle Architekturen einige gängige und vorgestellt. Ein wesentliches Ziel Verhaltensmodellierung ist die Ermittlung von Funktionen zur digitalen Vorentzerrung des Signals im Sender. Dies ermöglicht eine Korrektur der nichtlinearen Verstärkercharakteristik und führt damit zu einer Steigerung der Effizienz bei gleichzeitig hoher Signalqualität.

3. CHARAKTERISIERUNG BREITBANDIGER LEISTUNGSVERSTAERKER

Ein Betrieb des Verstärkers im nichtlinearen Bereich kann besonders für amplitudenmodulierte Sendesignale zu einer starken Verschlechterung der Signalqualität führen. Des Weiteren kommt es zu Verzerrungen aufgrund von Frequenzabhängigkeiten der Übertragungsfunktion des Leistungsverstärkers. Die Auswirkungen der beiden beschriebenen Verstärker-Charakteristiken auf die Signalqualität am Empfänger sollen nun detaillierter betrachtet werden.

3.1. Nichtlineare Charakteristik

optimale Arbeitspunkt eines Leistungsverstärkers wird durch seine maximale Ausgangssättigungsleistung sowie seine Linearität bestimmt. Hierbei kann ein Optimum aus maximaler Sendeleistung zur Erhöhung der Effizienz und Sendereichweite bei gleichzeitig angemessener Linearität zur Begrenzung von Signalverzerrungen gefunden werden. Zur Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes wird innerhalb der Systemsimulation nichtlineare Kennlinie des Sendeleistungsverstärkers aus [10] modelliert. Die für die nichtlineare Leistungskennlinie verwendeten Messdaten sind der 1-dB-Kompresionspunkt am Ein- und Ausgang $P_{in,1dB}$ = -0,3 dBm und $P_{out,1dB}$ = 18,7 dBm, der Sättigungspunkt am Ein- und Ausgang $P_{in,sat}$ = 10,7 dBm und $P_{out,sat}$ = 21,7 dBm, die Gewinnkompression GC_{sat} = 9 dB und der lineare Gewinn G_{lin} = 20 dB.

Zunächst sollen die Auswirkungen der nichtlinearen Kennlinie anhand des Konstellationsdiagramms verdeutlicht werden. Hierfür wird ein 16-QAM² moduliertes Sendesignal verwendet. Das Sendeund Empfangsfilter ist als Root-Raised-Cosine (RRC) Filter realisiert mit einem Roll-Off-Faktor von 0,35. Als Kanal wird ein AWGN (engl. für Additive White Gaussian Noise) Kanal mit einer konstanten Rauschleistung N = -46 dB verwendet. BILD 2 zeigt auf der linken Seite das Konstellationsdiagramm bei Betrieb des Verstärkers im linearen Bereich. Man erkennt die gleichmäßige Verteilung Empfangssymbole um das tatsächliche Sendesymbol. Der Mittelwert der Empfangssymbole entspricht dabei dem tatsächlichen Sendesymbol.

2

² Quadraturamplitudenmodulation (QAM)

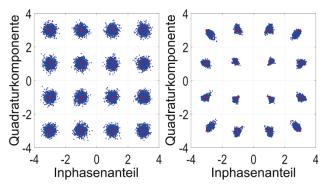


BILD 2. Vergleich zweier Konstellationsdiagramme eines 16-QAM modulierten Signals, bei Verwendung verschiedener Arbeitspunkte des in [10] beschriebenen E-Band Verstärkers und einem AWGN-Kanal mit konstanter Rauschleistung N=-46dB.

Der Einfluss der Nichtlinearitäten ist auf der rechten Seite von BILD 2 zu erkennen. Die mittlere Eingangsleistung des Verstärkers liegt dabei im 1dB-Kompressionspunkt. Deutlich lässt sich die nun entstandene Erhöhung der Amplitudenvarianz erkennen, was folglich zu einer Degradation und damit zu einer Verschlechterung des E_b/N_0 führt. Aufgrund der konstanten Rauschleistung des Signals und der niedrigeren Eingangsleistung $P_{in} = P_{in,1dB} - 20$ dB in der linken Abbildung, ist das E_b/N_0 , wie spätere Simulationen zeigen, für beide Eingangsleistungen ungefähr identisch.

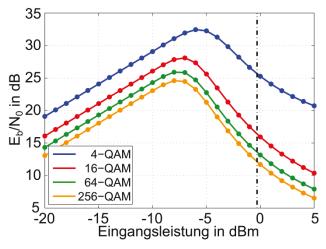


BILD 3. Simulierter Verlauf des E_b/N_0 am Ausgang der Kommunikationsstrecke bei schrittweiser Erhöhung der Eingangssignalleistung des E-Band Verstärkers aus [10]. Zudem wird das Sendesignal von einem additiven Rauschsignal der Leistung N=-46 dB überlagert.

Zur Bestimmung des optimalen Arbeitspunkts wird der Verlauf des E_b/N_0 bei schrittweise steigender Eingangsleistung des nichtlinearen Verstärkers betrachtet. Dabei wird wie zuvor eine konstante Rauschleistung von N=-46 dB und eine Kommunikationsstrecke mit RRC-Filter im Sender und Empfänger mit Roll-Off-Faktor von 0,35 verwendet. In BILD 3 ist das Ergebnis für verschieden komplexe QAM Verfahren dargestellt.

Im linearen Bereich des Verstärkers steigt das E_b/N₀ aufgrund der steigenden Signalleistung kontinuierlich an bis eine Abweichung von der linearen Kennlinie stattfindet. Ab diesem Zeitpunkt überwiegen die Nichtlinearitäten den Zuwachs an Signalleistung und führen zu einem Abfall der Signalqualität. Wie erwartet steigt der Störeinfluss proportional mit der Anzahl an Amplitudenstufen des QAM Signals. Die Verläufe zeigen das gesuchte Optimum des E_b/N₀ und die dazugehörige Eingangsleistung. Dieses liegt weit vor dem 1dB-Kompressionspunkt des Verstärkers, der als vertikal gestrichelte Linie in BILD 3 eingezeichnet ist. Zur Bestimmung des idealen Arbeitspunktes wird zuerst der Eingangs-Backoff als Abstand zwischen der mittleren Eingangssignal-leistung und dem 1dB-Eingangskompressionspunkt definiert. Die Werte für den idealen Eingangs-Backoff bei Wahl des Modulationsverfahrens können Tabelle TAB 1 entnommen werden.

		4- QAM	16- QAM	64- QAM	256- QAM
P _{in,opt}	[dBm]	-5,7	-7,3	-7,5	-7,7
$P_{backoff}$	[dB]	5,4	5,4	7,2	7,4

TAB 1. Optimaler Arbeitspunkt und Eingangs-Backoff für den betrachteten E-Band Sendeleistungsverstärkers aus [10] für QAM Sendesignale.

3.1.1. Einflüsse durch Veränderung der Leistungskurvenform

Im vorherigen Abschnitt wurde die nichtlineare Kennlinie anhand gegebener Kenndaten approximiert. Im Allgemeinen können sich allerdings beliebige (ähnliche) Verläufe für eine solche nichtlineare Kennlinie ergeben. Hierbei werden nur stetige monoton steigende Kennlinien betrachtet, d.h. es gilt: $x_1, x_2 \in \mathbb{R}$: $x_1 \le x_2 \Rightarrow f(x_1) \le f(x_2)$. Von Interesse ist, ob sich die Werte für den idealen Arbeitspunkt des Verstärkers bzw. den optimalen Eingangs-Backoff durch die Verformung der nichtlinearen Leistungskurve verändern, oder ob eine allgemeine Definition gefunden werden kann.

Dazu wird in einer gemeinsamen Darstellung die Kurvenform sowie die Eingangsleistung schrittweise verändert und das E_b/N_0 als Qualitätsparameter am Ausgang der Kommunikationsstrecke bestimmt. Um eine Veränderung des Maximums des E_b/N_0 zu erreichen, wird zur Vergrößerung des Abstandes die Leistung des 1dB-Kompressionspunkts am Eingang schrittweise verringert.

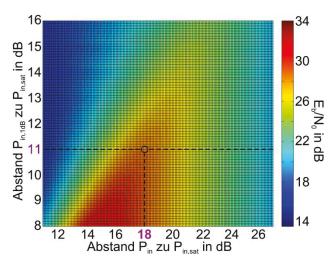


BILD 4. E_b/N_0 bei Veränderung der Eingangsleistung und des 1dB-Kompressionspunkts am Eingang $P_{in,1dB}$. Für den Sättigungspunkt am Eingang $P_{in,sat}$ des Verstärkers wird dabei ein konstanter Wert vorgegeben. Auf der vertikalen Achse kann dadurch der Abstand von 1dB-Kompressionspunkt und Sättigungspunkt angegeben werden. Die horizontale Achse beschreibt den Abstand des Sättigungspunkts am Eingang zur mittleren Eingangsleistung des Signals P_{in} .

Für sehr geringe Abstände zwischen 1-dB-Kompressionspunkt und Sättigungsleistungspunkt ergibt sich ein sehr kurzer Übergang vom linearen Bereich in den Sättigungsbereich des Verstärkers. Ein großer Abstand der beiden Parameter stellt einen sehr langsam sättigenden Verlauf der nichtlinearen Kennlinie dar. Das E_b/N_0 wird dabei farblich innerhalb der entstandenen zweidimensionalen Matrix eingetragen, siehe BILD 4 für ein 16-QAM moduliertes Signal.

Das Diagramm macht deutlich, wie sich das Maximum des E_b/N_0 bei Veränderung der Parameter verschiebt. Innerhalb BILD 4 ist zudem der zuvor betrachtete ideale Arbeitspunkt des Verstärkers aus [10] eingezeichnet. Für den gegebenen Abstand zwischen $P_{in,1dB}$ und $P_{in,sat}$ liegt dieser bei 11 dB. Daraus lässt sich aus BILD 4 der Wert des Abstandes der Eingangsleistung zum Eingangssättigungspunktes ablesen, für welchen das E_b/N_0 maximal wird, hier 18 dB. Durch Abziehen des gefunden Abstandes von $P_{in,sat}$ ergibt sich die optimale Eingangsleistung zu $P_{in,opt}$ = 11 dBm - 18 dB = -7 dBm. Bei einem 1-dB-Kompressionspunkt von

 $P_{in,1dB}$ = 0 dBm resultiert der ideale Eingangs-Backoff zu 7 dBm.

Aufbauend auf den gewonnenen Erkenntnissen soll nun der ideale Eingangs-Backoff bei Vergrößerung des Abstandes zwischen 1-dB-Kompressionspunkt und Sättigungsleistungspunkt jeweils am Eingang des Verstärkers bestimmt werden. Das Ergebnis ist für ein M-QAM moduliertes Signal verschiedener Ordnungen in BILD 5 dargestellt.

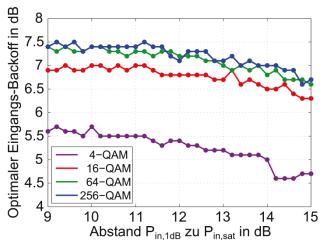


BILD 5. Idealer Eingangs-Backoff bei Vergrößerung des Abstandes zwischen 1dB-Kompressionspunkt und Sättigungspunkt am Eingang des Verstärkers. Dabei wird der 1dB-Kompressionspunkt schrittweise reduziert bei konstantem Sättigungspunkt.

optimale Eingangs-Backoff bleibt näherungsweise konstant und fällt nur für sehr flache Kurvenverläufe etwas ab. Für ein 4-QAM moduliertes Signal, d.h. einer reinen Phasenmodulation, liegt der optimale Eingangs-5,5 Backoff bei circa dB. Kommt Amplitudenmodulation hinzu so steigt das Optimum auf über 7 dB an. Festzuhalten ist, dass der optimale Arbeitspunkt des Verstärkers Veränderungen der Kurvenform näherungsweise konstant bleibt.

3.2. Frequenzabhängiges Übertragungsverhalten

Für breitbandige Sendesignale zeigt sich, dass der Übertragungsgewinn eines Leistungsverstärkers im Gegensatz zu schmalbandingen Systemen nicht länger als konstant über der Frequenz angenommen kann. Dieses Verhalten liegt in der Schwierigkeit einer breitbandigen Anpassung begründet, bei gleichzeitiger Realisierung eines angemessenen Gewinns. Die frequenzabhängigen Schwankungen lassen sich anhand von S-Parameter Messungen am Beispiel des zuvor betrachteten E-Band Leistungsverstärkers nachweisen.

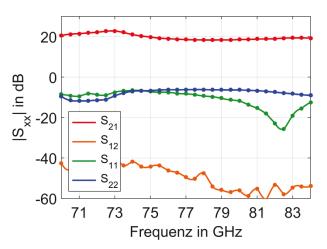


BILD 6. Messdaten der Streuparameter zwischen 70 und 84 GHz des E-Band Verstärkers aus [10].

BILD 6 zeigt einen Ausschnitt der S-Parameter Messung zwischen 70 und 84 GHz. Die Messung wurde mittels einem Keysight PNA-X Network Analyzer N5247A (10 MHz – 67 GHz) unter Einsatz von Keysight Erweiterungsmodulen N5260 - 60004 Waveguide T/R Module, zur Vermessung des Frequenzbandes zwischen 67 - 110 GHz, durchgeführt. Die Anpassung am Ein- und Ausgang des Verstärkers liegt im Downlinkbereich zwischen 71 GHz und 76 GHz bei ungefähr $S_{11} \approx S_{22} \approx$ -8 dB. Der Transmissionsgewinn S_{21} ergibt sich innerhalb des gleichen Intervalls zu circa 20 dB.

Zur Modellierung des frequenzabhängigen Übertragungsverhaltens wird der Übertragungsgewinn (engl. Transducer Gain)

(1)
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$$

$$= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_S|^2) (1 - |r_L|^2)}{|(1 - r_S S_{11}) (1 - r_L S_{22}) - S_{12} S_{21} r_L r_S|^2}$$

berechnet [10]. Dieser stellt das Verhältnis von Ausgangsleistung P_L bezogen auf die verfügbare Quellenleistung Pavs dar. Mit Sxx werden die einzelnen Streuparameter bezeichnet, die wie auch der Reflexionsfaktor der Quelle rs und Last rL als frequenzabhängig betrachtet werden. Simulationen der hier untersuchte zeiaen. dass E-Band Leistungsverstärker als näherungsweise ideal angepasst angenommen werden kann. **Damit** vereinfacht sich Gleichung 1 zu

(2)
$$G_T(f) = |S_{21}(f)|^2$$
.

Wie extrem sich eine Vergrößerung der Signalbandbreite auswirkt, soll zuerst anhand des Betragsspektrums am Ausgang des Leistungsverstärkers gezeigt werden, siehe BILD 7.

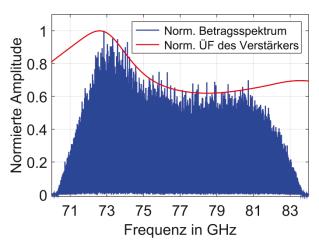


BILD 7. Betragsspektrum am Ausgang des simulierten Leistungsverstärkers. Die Formung des Spektrums entsteht aufgrund der eingezeichneten Übertragungsfunktion (ÜF) des Verstärkers, hier auf Eins normiert und in linearen Werten eingezeichnet. Als Modulation wird eine 16-QAM verwendet mit einer Symbolrate von 10 GBaud.

Hierfür wird innerhalb der Simulation ein 16-QAM moduliertes Signal auf den Eingang des Verstärkers gegeben. Die Signalbandbreite

$$(3) B_S = (1 + \alpha) \cdot f_S$$

ergibt sich abhängig der Symbolrate fs und dem Roll-Off-Faktor α des RRC-Filters [11], hier entspricht B_s = 13,5 GHz bei einem Roll-Off-Faktor von 0,35 und einer Symbolrate von 10 GBaud. Die Mittenfrequenz des Signals wird auf 77 GHz eingestellt. In BILD 7 ist zudem der normierte Übertragungsgewinn des Verstärkers eingezeichnet. Das Betragsspektrum am Ausgang des Verstärkers zeigt eine deutliche Formung aufgrund der Frequenzabhängigkeit des Übertragungsgewinns. Wie sich diese spektrale Verformung auf die Signalqualität auswirkt wird im Folgenden betrachtet.

Hierfür ist als Qualitätsparameter wieder das E_b/N_0 für ein M-QAM moduliertes Signal verschiedener Ordnung bei Erhöhung der Symbolrate dargestellt, siehe BILD 8. Die Mittenfrequenz des Signals wird wie zuvor auf 77 GHz eingestellt. Das Ergebnis in BILD 8 zeigt die extremen Auswirkungen durch das Vergrößern der Signalbandbreite. So fällt das E_b/N_0 eines 16-QAM modulierten Signals bereits für eine Symbolrate von 5 GBaud auf unter 20 dB. Dabei wurde innerhalb der Simulation kein zusätzliches Rauschen hinzugefügt. Dies bestätigt die zuvor gewonnenen Erkenntnisse über die Auswirkungen von frequenzabhängigen Störungen.

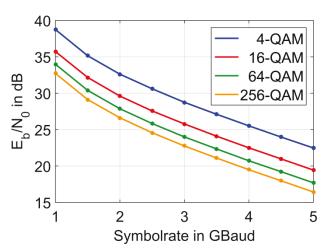


BILD 8. Verlauf des E_b/N_0 bei Erhöhung der Symbolrate und damit der Signalbandbreite bei Simulation des frequenzabhängigen Übertragungsverhaltens des E-Band Verstärkers aus [10].

4. MESSAUFBAU UND -PRINZIP

Zur Verifikation des frequenzabhängigen Übertragungsverhaltens am Beispiel des betrachteten E-Band Leistungsverstärkers wird der in BILD 9 als Blockdiagramm dargestellte Messaufbau verwendet.

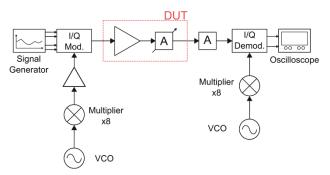


BILD 9. Messaufbau der gesamten Kommunikationsstrecke mit Verstärker und Dämpfungsglied als "Device Under Test" (DUT). Zum Aufbau gehören ein AWG M8190A und ein DSA-X 93204A Oscilloscope der Firma Keysight. Die Erzeugung der Trägerfrequenz erfolgt mittels Keysight MXG N5183B Synthesizern. Die verwendeten Komponenten darunter I/Q-Modulator und Demodulator sowie die Frequenzvervielfacher sind in [10] detailliert beschrieben.

Zur Signalerzeugung wurde ein Keysight Arbitrary Waveform Generator (AWG) M8190A mit einer maximalen Symbolrate von 12 GSa/s bei einer Quantisierung mit 12 Bit und einer analogen 3dB-Bandbreite von typischerweise 3 GHz verwendet [14]. Aufgrund der hohen Symbolrate bei gleichzeitig limitierter analogen Bandbreite des Signalgenerators bei den Messungen kommt es einer Beeinflussung der Signalqualität. Dieses Tiefpassverhalten reduziert die Signalqualität des Sendesignals und muss bei dem späteren Vergleich Messdaten und der Simulation berücksichtigt werden. Das Empfangssignal am Ausgang der Kommunikationsstrecke wird mittels Keysight DSA-X 93204A Infiniium High-Performance Oscilloscope für eine Dauer von 100 aufgezeichnet. Die Auswertung der Messdaten erfolgt offline im Postprocessing. Das verwendete Oszilloskop verfügt über eine analoge Bandbreite von 33 GHz, einer maximalen Abtastrate von 80 GSa/s und einer Quantisierungsauflösung von 8 Bit. Quellsignale für die beiden Frequenzverachtfacher werden mittels unsynchronisierten freilaufenden Keysight MXG N5183B Synthesizern erzeugt, mit einer Oszillatorfrequenz von 9,625 GHz zur Erzeugung eines LO Signals bei 77 GHz am Eingang des I/Q-Modulators bzw. -Demodulators. Im Sender kann zudem die Eingangsleistung des Oszillatorsignals über einen Verstärker geregelt werden.

Die Eingangsleistung des Verstärkers wird so eingestellt, dass dieser im linearen Bereich der Verstärkerkennlinie betrieben Eingangsleistung am I/Q-Demodulator wird Dämfpungsglieder auf -40 dBm reguliert. Für die E-Band mit Verstärker zusätzliches variables Dämpfungsglied auf 20 dB Dämpfung eingestellt, um die mittlere Eingangsleistung konstant auf dem zuvor gewählten Referenzwert von -40 dBm zu halten. Parametermessungen des verwendeten zusätzlichen Dämpfungsglieds zeigen, dass der näherungsweise Frequenzgang als angenommen werden kann und somit nicht weiter betrachtet werden muss. Nähere Beschreibungen zu dem verwendeten I/Q-Modulator und Demodulator. sowie den Mischern sind aus [10] zu entnehmen. Ein Messaufbau zur Richtfunkkommunikation mit den hier verwendeten Komponenten wird darüber hinaus in [11] detailliert beschrieben.

Die Sendedaten werden als Pseudozufallssequenz der Länge 2¹⁵-1 in MATLAB erzeugt. Ebenso erfolgt in MATLAB die digitale Modulation und die Pulsformung mittels RRC-Filter mit einem Roll-Off-Faktor von 0,35, identisch der Systemsimulation. Die erzeugten komplexen Sendesymbole werden dann via PCMCIA-Schnittstelle in den internen Speicher des AWG geschrieben und von dort wiederholt gesendet. Die Auswertung der aufgezeichneten Daten erfolgt offline mittels Keysight Vector Signal Analyzer (VSA) Software. Diese übernimmt neben der Matched Filterung die Trägerrückgewinnung. Des Weiteren erfolgt eine Mittelung über die gesamte Dauer des aufgenommenen Signals von 100 μs.

5. VERGLEICH VON SIMULATION UND MESSDATEN

Die Messergebnisse mit und ohne Verstärker sollen nun zur Verifikation des frequenzabhängigen Verstärkermodells genutzt werden. Hierfür wird eine Systemsimulation nach BILD 10 verwendet.

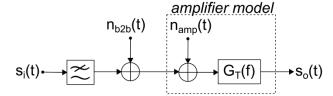


BILD 10. Modell der Systemsimulation zur Verifikation frequenzabhängiger Störeinflüsse breitbandiger Leistungsverstärker. Der Tiefpass am Eingang sowie der Rauschprozess $n_{b2b}(t)$ modellieren die Störeinflüsse des Messaufbaus. Das eigentliche Verstärkermodell setzt sich aus einem weiteren Rauschprozess $n_{amp}(t)$ sowie dem Block für die frequenzabhängie Übertragungsfunktion zusammen.

Die Simulationsumgebung, bestehend aus den Rauscheinflüssen Signalgenerator, von I/Q-Modulator und -Demodulator sowie den Bauteilen zur Trägererzeugung, wird dabei vereinfacht mittels weißen Rauschprozess und Tiefpassfilter approximiert. Die hinzugefügte Rauschleistung abhängig von N_{b2b} ist Signalbandbreite und wird aus den Daten der reinen Back-to-Back-Messung ermittelt. Das simulierte Tiefpassfilter wird aus dem Datenblatt des AWG M8190A konstruiert [14]. Der Verstärker selbst wird mit der frequenzabhängigen Übertragungsfunktion und einem zusätzlichen weißen Rauschprozess n_{amp}(t) modelliert. Die Rauschzahl des Verstärkers ergibt sich empirisch aus den Messdaten zu F_{amp} = 0,5 dB.

Den Vergleich aus Simulation und Messdaten zeigt BILD 11. Dabei ist die Veränderung des E_b/N_0 bei steigender Symbolrate für ein 4-QAM moduliertes Signal dargestellt.

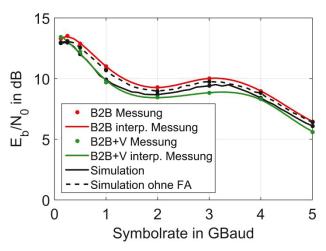


BILD 11. Vergleich aus Simulation und Messungen für ein 4-QAM moduliertes Eingangssignal bei Veränderung der Symbolrate. Für die Messungen wird der Abschnitt 4 beschriebene Messaufbau verwendet. Mit B2B ist hierbei die Back-to-Back (B2B) Messung ohne einen Verstärker bezeichnet, wohingegen B2B+V die Messergebnisse mit Verstärker und zusätzlichem Dämpfungsglied bezeichnet. Als gestrichelte Linie ist das Simulationsergebnis ohne die

Berücksichtigung eines frequenzabhängigen Transmissionsverhaltens des Verstärkers aufgetragen.

Der Unterschied zwischen den Messergebnissen mit und ohne Verstärker zeigt den zusätzlichen Störeinfluss des Verstärkers. Ebenso zeigt die Simulation eine gute Näherung an Messergebnisse. Eine etwas größere Abweichung von den Messdaten um knapp 1 dB ergibt sich lediglich für eine Symbolrate im Bereich zwischen 2 und 4 GBaud. Diese Erhöhung des Eb/No kann auf frequenzabhängige Verhalten des Modulators bzw. **Demodulators** zurückgeführt werden, muss allerdings weiter untersucht werden. Eine Simulation ohne die Berücksichtigung eines frequenzabhängigen Verhaltens gezeichnet in BILD 11) dient als Referenz zur Verdeutlichung der gewonnenen Modellqualität. Somit können anhand der gemachten Messungen die in der Simulation zuvor nachgewiesenen Störeinflüsse frequenzabhängige durch Abweichungen nachgewiesen werden.

6. ZUSAMMENFASSUNG

Arbeit werden die wesentlichen In Störeinflüsse breitbandiger Leistungsverstärker, d.h. Nichtlinearitäten sowie Frequenzabhängigkeiten qualitativ betrachtet. Bei der Betrachtung der Leistungskennlinie nichtlinearen liefert Auswertung der Systemsimulationen, für M-QAM modulierte Signale, Kennwerte für die Wahl des idealen Eingangs-Backoffs. Die frequenzabhängigen Einflüsse konnten anhand eines E-Band Sendeverstärkers nachgewiesen und modelliert werden. Ein Vergleich des Modells mit gemachten vollständigen Messungen einer Kommunikationsstrecke zeigt eine Übereinstimmung von besser als durchschnittlich einem dB. Das entwickelte Modell kann damit zur Abschätzung von frequenzabhängigen Störeinflüssen Signalqualität verwendet werden.

7. DANKSAGUNG

Die Autoren möchten sich herzlich bei allen beteiligten Projektpartner bedanken, die an der Entwicklung der Kommunikationsstrecke beteiligt waren und damit die Verifikation der Simulationsergebnisse ermöglicht haben.

Die Autoren möchten sich ebenfalls für die Unterstützung durch die Helmholtz International Research School for Teratronics (HIRST) bedanken. Diese Arbeit wurde gefördert vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWi) im Rahmen des GISALI-ACCESS Projekts unter dem Förderkennzeichen 50YB1324.

8. REFERENZEN

[1] Bundesnetzagentur. SSB FE-OE 023 -Schnittstellenbeschreibung für Punkt-zu-Punkt Richtfunkanlagen im 71-76 GHz und 81-86 GHz-Bereich. Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas,

- Telekommunikation, Post und Eisenbahnen, Juni 2011.
- [2] J. Antes, F. Boes, D. Meier, U. Lewark, A. Tessmann, A. Leuther, R. Henneberger, and I. Kallfass, "Multigigabit data transmission using MMIC-based E-band frontends," in 2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), 2014, pp. 10–12.
- [3] S. Koenig, D. Lopez-Diaz, J. Antes, F. Boes, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass, "Wireless sub-THz communication system with high data rate," Nat. Photonics, vol. 7, no. 12, pp. 977–981, Oct. 2013
- [4] X. Pang, A. Caballero, A. Dogadaev, V. Arlunno, R. Borkowski, J. S. Pedersen, L. Deng, F. Karinou, F. Roubeau, D. Zibar, X. Yu, and I. T. Monroy, "100 Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link in the W-band (75–110 GHz)," Opt. Express, vol. 19, no. 25, p. 24944, Dec. 2011.
- [5] Recommendation ITU-R V.431-7, Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications (2000)
- [6] Uwe Köchel. "Modellierung von Hochfrequenz-Front-Ends in der Simulation von Übertragungssystemen". Fraunhofer IIS, Außenstelle Entwurfsautomatisierung Dresden, April 2004.
- [7] P. M. T. Broersen, "A comparison of transfer function

- estimators," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 44, no. 3, pp. 657–661, Jun. 1995.
- [8] J. C. Pedro and S. A. Maas, "A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163, Apr. 2005.
- [9] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," IEEE Microw. Mag. vol. 10, no. 7, pp. 52–64, Dec. 2009.
- [10] J. Antes, U.J. Lewark, A. Tessmann, S. Wagner, T. Zwick, and I. Kallfass, "MMIC-based chipset for multi-Gigabit Satellite Links in E-Band," Invited Paper, in Proc. of the IEEE Int. Conference on Wireless Information Technology and Systems, Hawaii, USA, Dec. 2012.
- [11] F. Boes, J. Antes, T. Messinger, D. Meier, R. Henneberger, A. Tessmann, and I. Kallfass, "Multigigabit E-band wireless data transmission," in 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015, pp. 1–4.
- [12] U. Tietze and C. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik: ISBN 9783540428497. Springer, 2002.
- [13] J. G. Proakis, Digital Communications, 5th ed. McGraw-Hill, 2008.
- [14] Keysight Technologies. Data Sheet: M8190A 12 GSa/s Arbitrary Waveform Generator. Keysight Technologies, Mai 2014.