



Daniel Gruner (Autor)

## **HF-Leistungsverstärker in modernen Silizium- und Verbindungshalbleitern-Technologien**



<https://cuvillier.de/de/shop/publications/6250>

Copyright:

Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen, Germany

Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: [info@cuvillier.de](mailto:info@cuvillier.de), Website: <https://cuvillier.de>

# Kapitel 1

## Einleitung

Halbleiterbasierte HF-Leistungsverstärker (**P**ower **A**mplifier) sind Schlüsselkomponenten heutiger drahtloser, digitaler Kommunikationssysteme. Neben der Bereitstellung der für die Übertragung erforderlichen Sendeleistung haben sie einen entscheidenden Einfluss auf Faktoren wie Signalqualität, Verlustleistung, Performance, Abmessungen und Kosten des gesamten HF-Transceivers (Abbildung 1.1).

Die Herausforderung beim Entwurf von Leistungsverstärkern liegt vor allem in der Verbesserung der Eigenschaften wie Bandbreite, Effizienz, Linearität und

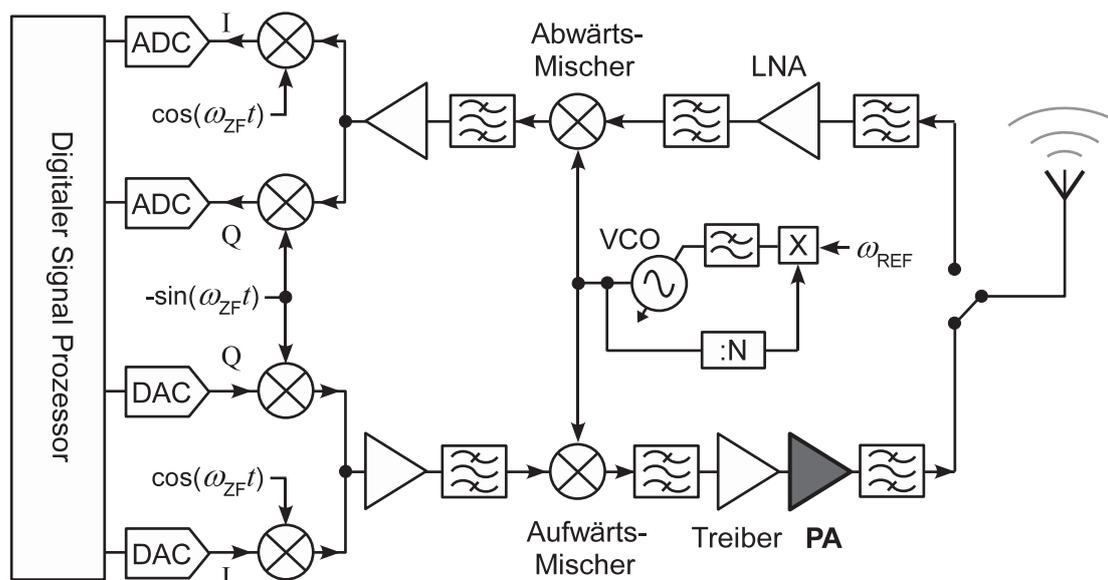


Abbildung 1.1: Transceiver eines drahtlosen digitalen Kommunikationssystems

Leistung unter Aufrechterhaltung oder gar Senkung der Kosten [1]. Mit Hinblick auf in Massenproduktion gefertigte portable Geräte ist dieser Kostenfaktor heutzutage Motivation für die Entwicklung hochintegrierter Verstärkermodule bzw. die Realisierung von System-in-Package- (SiP) oder System-On-Chip-Transceiver (SoC). Für stationäre HF-Transceiver, wie sie beispielsweise in Mobilfunkbasisstationen genutzt werden, ist insbesondere auch die erzielbare Performance selbst ein maßgeblicher Kostenfaktor. So erlauben Techniken zur Steigerung des Wirkungsgrades reduzierte Stromkosten, höhere Transistorlebenszeiten, verminderte Kühlmaßnahmen, geringere Abmessungen und sind zunehmend auch aufgrund umweltpolitischer Aspekte von größtem Interesse. Andererseits können z.B. Leistungsverstärker mit größeren Bandbreiten die Grundlage für die Implementierung von Multi-Standard-Systemen mit geringerem Aufwand an Hardware bilden.

Die erzielbaren PA-Eigenschaften werden maßgeblich durch die Transistortechnologie bestimmt. Aufgrund der stetigen Entwicklung konnten III-V-Transistoren in den letzten zwei Jahrzehnten neue Segmente im Markt für drahtlose Kommunikationssysteme erschließen. Auf der anderen Seite ist die Weiterentwicklung silizium-basierter Technologien für Anwendungen sehr interessant, in denen sie bei angemessener Performance weitaus geringere Kosten erzielen können [1]. Tendenziell steht somit der Kostenvorteil silizium-basierter Transistoren den besseren elektrischen Eigenschaften von III-V-Verbindungshalbleiter-Technologien gegenüber. Je nach Anwendungsgebiet fällt dieser Kompromiss mehr oder weniger ins Gewicht und die Frage nach der optimalen Transistortechnologie muss von Anwendung zu Anwendung, basierend auf dem aktuellen Stand von Wissenschaft und Technik, stetig neu beantwortet werden.

Ziel dieser Arbeit ist es, einige aktuelle Trends im Bereich HF-Leistungsverstärker aufzugreifen und einen Beitrag zur Weiterentwicklung, immer auch mit Blick auf fortschrittliche Transistortechnologien, zu leisten. Konkret soll in diesem Zusammenhang auf die folgenden drei unterschiedlichen Problemstellungen eingegangen werden:

1. Als erste Thematik steht zunächst der Entwurf integrierter PAs in Low-Voltage-(Bi)CMOS-Technologien für den Frequenzbereich um 6 GHz im Vordergrund. Deren Performance fällt infolge sehr kleiner Durchbruchspannungen naturgemäß eher befriedigend aus und kann in dieser Arbeit durch den Einsatz innovativer On-Chip-Transformatorstrukturen verbessert werden.

2. Um darüber hinaus weiterhin gesteigerte Ausgangsleistungen ermöglichen zu können, widmet sich die zweite Fragestellung in dieser Arbeit der Integration effizienter Leistungstransistoren der Watt-Klasse in bestehende (Bi)CMOS-Prozesse. Zu diesem Zweck sollen Aspekte zur Optimierung, zum Entwurf, zur Charakterisierung sowie zur PA-Integration von (Bi)CMOS-kompatiblen LDMOS-Transistoren mit Ausgangsleistungen im Watt-Bereich erstmals für Betriebsfrequenzen bis 6 GHz aufgezeigt werden.
3. Abschließend werden die Möglichkeiten der relativ jungen GaN-HEMT-Technologie für PA-Applikationen ebenfalls im 6-GHz-Band näher beleuchtet. Dies umfasst die optimale Harmonischen-Terminierung der Leistungstransistoren, Aspekte zum optimalen Entwurf von Doherty-Leistungsverstärkern sowie exzellente Ergebnisse eines der ersten High-Performance-GaN-Doherty-PAs für den 6-GHz-Bereich.

Die Untergliederung dieser Arbeit gestaltet sich folgendermaßen: In Kapitel 2 werden eingangs die wichtigsten PA-Kenngrößen definiert, Aspekte zur Klassifizierung von Leistungsverstärkern erläutert und gebräuchliche Techniken zur Steigerung des Wirkungsgrades eingeführt. Die grundlegenden Eigenschaften sowie der aktuelle Status und Trend im Bereich Transistoren für HF-Leistungsverstärker sind Gegenstand von Kapitel 3. Daraufhin steht in Kapitel 4 und Kapitel 5 der Entwurf integrierter SiGe-HBT-Verstärker für 6-GHz-Applikationen im Mittelpunkt. Nach der Untersuchung von Medium-Voltage-LDMOS-Leistungstransistoren und den entsprechenden Verstärkermodulen in Kapitel 6 widmet sich Kapitel 7 abschließend dem Entwurf eines GaN-HEMT-Doherty-Leistungsverstärkers für 6-GHz-Applikationen. Aufgrund der Vielschichtigkeit der untersuchten Themengebiete soll auf die konkrete Motivation jeweils am Anfang bzw. auf den Vergleich zum Stand Technik jeweils am Ende des Kapitels gesondert eingegangen werden.

# Kapitel 2

## Leistungsverstärker

In diesem Abschnitt soll zunächst auf die wichtigsten Eigenschaften und Kenngrößen von HF-Leistungsverstärkern eingegangen werden. Im Anschluss daran steht die Klassifizierung von Leistungsverstärkern im Vordergrund bevor abschließend die wichtigsten Techniken zur Steigerung des Wirkungsgrades vorgestellt werden sollen.

### 2.1 Eigenschaften und Kenngrößen

Die Vielzahl unterschiedlichster Anwendungen und Einsatzgebiete für Leistungsverstärker erfordert einen auf die entsprechende Anwendung abgestimmten Leistungsverstärkerentwurf. Die grundlegenden Eigenschaften und Kenngrößen, welche die quantitative Bewertung des jeweiligen Leistungsverstärkers erlauben, werden nachfolgend erläutert.

#### 2.1.1 Ausgangsleistung und Verstärkung

Abbildung 2.1 zeigt einen vereinfachten Transistorverstärker, der die Grundlage für die nachfolgende Definition von Ausgangsleistung und Verstärkung eines Mikrowellenleistungsverstärkers bildet. Der einstufige Verstärker, bestehend aus Transistor sowie Anpass- und Bias-Schaltungen, wird an dieser Stelle analog zu [2] durch einen allgemeinen Vierpol  $[S]$  abgebildet, welcher am Eingang und Ausgang mit der

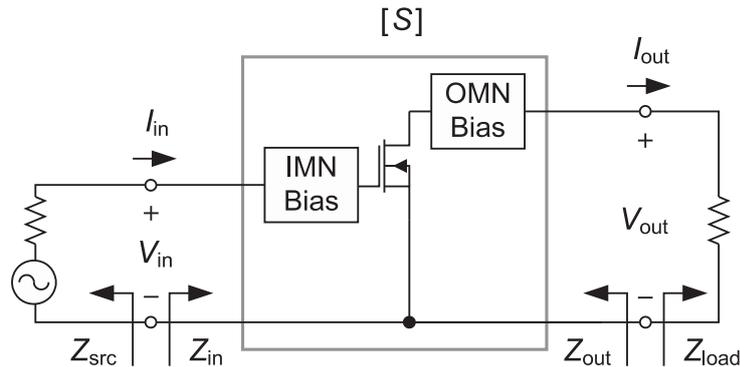


Abbildung 2.1: Vereinfachte Vierpolbetrachtung eines Transistorverstärkers

Quellen- bzw. Lastimpedanz  $Z_{\text{src}}$ ,  $Z_{\text{load}}$  abgeschlossen ist. Die Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz des Verstärkernetzwerkes ist durch  $Z_{\text{in}}$ ,  $Z_{\text{out}}$  gegeben.

Für den Wirkanteil der Ausgangsleistung  $P_{\text{out,del}}$ , der in der Lastimpedanz  $Z_{\text{load}}$  umgesetzt wird, gilt

$$P_{\text{out,del}} = \frac{1}{2} \Re \{ V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}^* \} = \frac{|V_{\text{out}}|^2}{2 \cdot \Re \{ Z_{\text{load}} \}} . \quad (2.1)$$

Analog ergibt sich die in den Eingang des Verstärkers eingespeiste Leistung  $P_{\text{in,del}}$  zu

$$P_{\text{in,del}} = \frac{1}{2} \Re \{ V_{\text{in}} \cdot I_{\text{in}}^* \} = \frac{|V_{\text{in}}|^2}{2 \cdot \Re \{ Z_{\text{in}} \}} . \quad (2.2)$$

Anhand der Gleichungen 2.1 und 2.2 lässt sich eine gebräuchliche Definition für die Verstärkung, der sog. Power Gain  $G_P$ , analog zu [3] wie folgt ableiten

$$G_P = \frac{P_{\text{out,del}}}{P_{\text{in,del}}} = f(Z_{\text{load}}, [S]) \neq f(Z_{\text{src}}) . \quad (2.3)$$

Neben der Abhängigkeit vom Verstärkervierpol wird der Power Gain durch die Lastimpedanz  $Z_{\text{load}}$  bestimmt, ist auf der anderen Seite jedoch unabhängig von der

Quellenimpedanz  $Z_{\text{src}}$ . Wird umgesetzte Leistung  $P_{\text{out,del}}$  auf die verfügbare Quellenleistung  $P_{\text{in,av}}$  bezogen, ergibt sich der Transducer Gain  $G_{\text{T}}$  gemäß [3]

$$G_{\text{T}} = \frac{P_{\text{out,del}}}{P_{\text{in,av}}} = f(Z_{\text{load}}, Z_{\text{src}}, [S]) . \quad (2.4)$$

Da die verfügbare Quellenleistung generell größer gleich der in den Verstärker eingespeisten Leistung ist  $P_{\text{in,av}} \geq P_{\text{in,del}}$ , gilt für Power Gain und Transducer Gain entsprechend  $G_{\text{P}} \geq G_{\text{T}}$ . Nur für den Fall, dass die Eingangsimpedanz des Verstärkers das konjugiert Komplexe der Quellenimpedanz ist, d.h. Leistungsanpassung am Eingang des Verstärkers vorherrscht, folgt

$$G_{\text{P}} = G_{\text{T}} \Big|_{Z_{\text{in}}=Z_{\text{src}}^*} . \quad (2.5)$$

Das Verhältnis von verfügbarer Leistung am Ausgang des Verstärkers  $P_{\text{out,av}}$  zur verfügbaren Leistung am Eingang  $P_{\text{in,av}}$  wird als Available Gain  $G_{\text{A}}$  [3] bezeichnet.

$$G_{\text{A}} = \frac{P_{\text{out,av}}}{P_{\text{in,av}}} = f(Z_{\text{src}}, [S]) \neq f(Z_{\text{load}}) . \quad (2.6)$$

Da wiederum die verfügbare Leistung am Verstärkerausgang generell größer gleich der an der Last umgesetzten Leistung ist  $P_{\text{out,av}} \geq P_{\text{out,del}}$ , folgt für den Zusammenhang von Available Gain und Transducer Gain  $G_{\text{A}} \geq G_{\text{T}}$ . Für den Fall der Leistungsanpassung am Verstärkerausgang entspricht die Ausgangsimpedanz des Verstärkernetzwerkes dem konjugiert Komplexen der Lastimpedanz und es gilt

$$G_{\text{A}} = G_{\text{T}} \Big|_{Z_{\text{out}}=Z_{\text{load}}^*} . \quad (2.7)$$

Aus (2.5) und (2.7) wird ersichtlich, dass für Leistungsanpassung an Ein- und Ausgang des Verstärkers Power Gain, Transducer Gain und Available Gain gleich groß sind. Dieser Fall definiert den Maximum Available Gain (*MAG*).

$$MAG = G_{\text{P}} = G_{\text{T}} = G_{\text{A}} \Big|_{Z_{\text{in}}=Z_{\text{src}}^*, Z_{\text{out}}=Z_{\text{load}}^*} . \quad (2.8)$$

Aufgrund der großen Wertebereiche werden Leistung sowie auch Verstärkung in aller Regel logarithmisch skaliert. Um im Falle der Leistung mit absoluten Werten arbeiten zu können, wird der Leistungspegel in dBm eingeführt, bei dem die Werte auf einen Bezugswert von 1 mW normiert werden. Die Verstärkung ergibt sich in logarithmischer Skalierung entsprechend aus der Differenz von Ausgangs- und Eingangsleistungspegel.

$$P_{[\text{dBm}]} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{[\text{W}]}}{0.001 \text{ W}}\right) \text{ dBm} = [10 \cdot \log(P_{[\text{W}]}) + 30] \text{ dBm} \quad (2.9)$$

$$G_{[\text{dB}]} = 10 \cdot \log(G) \text{ dB} = (P_{\text{out}[\text{dBm}]} - P_{\text{in}[\text{dBm}]}) \text{ dB} \quad (2.10)$$

Infolge der nichtlinearen Natur des Transistors ist die Verstärkung eine Funktion der Eingangsleistung [4]. Bei sehr kleinen Leistungen, bei denen der Transistor nur geringfügig um seinen Arbeitspunkt angesteuert wird, verhält sich ein Transistorverstärker annähernd linear. Die Verstärkung in diesem Bereich wird als Kleinsignalverstärkung  $G_{\text{ss}}$  bezeichnet. Wird die Eingangsleistung erhöht, treten ab einem gewissen Leistungspegel je nach Transistorgröße, Arbeitspunkt und Impedanzen zunehmend Begrenzungseffekte auf. Diese führen zu nicht-sinusförmigen Strom- bzw. Spannungshüben, d.h. die Leistung wird nicht auf der Grundwelle sondern in harmonischen Frequenzanteilen umgesetzt. Das hat zur Folge, dass die Ausgangsleistung nicht mehr linear zur Eingangsleistung anwächst und ab einem bestimmten Punkt stagniert bzw. sogar wieder abfällt. Der Punkt, bei dem die Ausgangsleistung um 1 dB vom idealen linearen Verlauf abweicht, wird als 1-dB-Kompressionspunkt  $P_{1\text{dB}}$  bezeichnet. Neben der Sättigungsausgangsleistung  $P_{\text{out,sat}}$ , ist er eine der wichtigsten Kenngrößen eines Leistungsverstärkers. Abbildung 2.2 stellt eine typische Verstärker-Transferkennlinie, d.h. die Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung, sowie die dazugehörige Verstärkung dar. Aufgrund der einfachen messtechnischen Umsetzbarkeit, bietet es sich hierbei an, für die Ausgangsleistung direkt die an der Last umgesetzte Leistung  $P_{\text{out,del}}$  und für die Eingangsleistung die verfügbare Quellenleistung  $P_{\text{in,av}}$  zu wählen.

Die nichtlineare Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Eingangsleistung in Abbildung 2.2 wird auch als *AM-AM*-Umwandlung bezeichnet. Weiterhin hat eine Veränderung der Eingangsleistung auch eine Variation der Phase des Ausgangs-

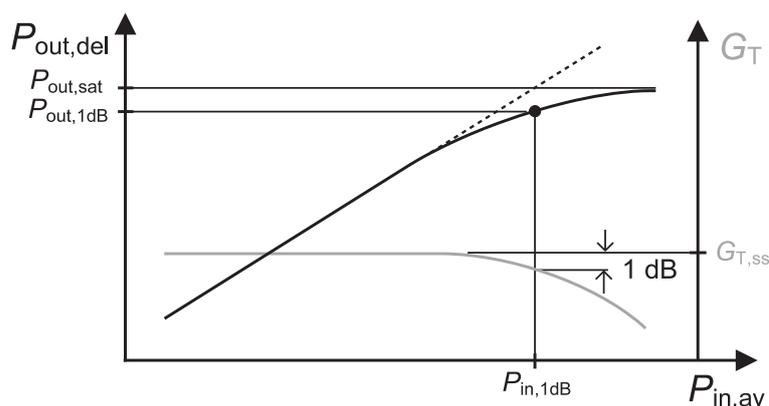


Abbildung 2.2: Typische Transferkennlinie eines Leistungsverstärkers

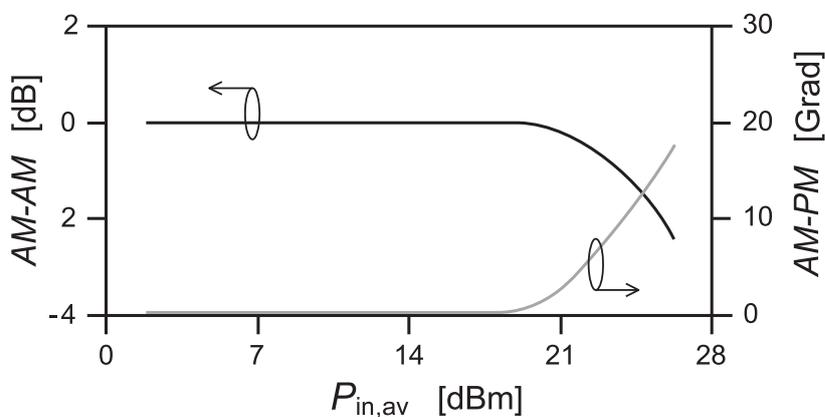


Abbildung 2.3: Typische *AM-AM*-/*AM-PM*-Umwandlung eines Leistungsverstärkers

signals zur Folge. Dieser Effekt wird als *AM-PM*-Umwandlung [5] bezeichnet und ist zusammen mit der *AM-AM*-Umwandlung eine wichtige Größe hinsichtlich der Verzerrung, d.h. auch hinsichtlich der Bitfehlerwahrscheinlichkeit, digital modulierter Signale. Abbildung 2.3 zeigt exemplarisch die normierte *AM-AM*- bzw. *AM-PM*-Umwandlung eines Leistungsverstärkers bei 5.8 GHz. Die dargestellten Verläufe wurden aus einer ADS-Simulation extrahiert. Als Transistor wurde dabei ein GaN-HEMT mit einer Sättigungsleistung im Bereich von 8 W benutzt.

## 2.1.2 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad eines Leistungsverstärkers gibt an, wie effektiv die zur Verfügung gestellte Gleichleistung  $P_{dc}$  in HF-Leistung  $P_{out}$  umgewandelt werden kann. In portablen, drahtlosen Geräten ist er somit ausschlaggebend für die erzielbare

Standby-Zeit. Bei stationären Anwendungen höherer Leistung, wie z.B. Basisstationen für den Mobilfunk, spielt der Wirkungsgrad auf der anderen Seite eine wichtige Rolle für Aspekte wie Kühlmaßnahmen, Lebenszeit der Transistoren, Volumen, Gewicht und somit Kosten der Sendeeinheit. Abbildung 2.4 veranschaulicht die Leistungsbilanz für einen allgemeinen Leistungsverstärker analog zu [4]. Ein- und Ausgang des Verstärkers sollen an dieser Stelle als ideal angepasst angenommen werden, d.h. die verfügbare Leistung entspricht der umgesetzten Leistung. Die in Wärme umgesetzte Verlustleistung des Verstärkers wird durch  $P_{\text{dis}}$  repräsentiert.

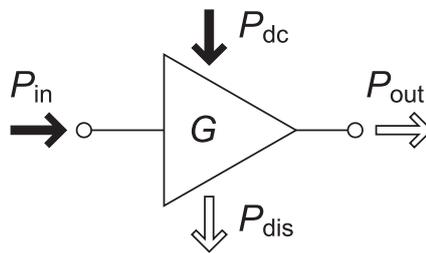


Abbildung 2.4: Leistungsbilanz eines Leistungsverstärkers

Der Drain- oder Kollektorwirkungsgrad  $\eta$  (Feldeffekttransistor oder Bipolartransistor) ergibt sich aus dem Verhältnis von HF-Ausgangsleistung und aufgenommener Gleichleistung. Eine weitere gebräuchliche Definition für den Wirkungsgrad bietet die sog. Power Added Efficiency  $PAE$ , welche im Gegensatz zu  $\eta$  zusätzlich die Eingangsleistung berücksichtigt. Somit beinhaltet die  $PAE$  auch Informationen zur Verstärkung  $G$ , wie in Gleichung (2.12) gemäß [4] dargelegt ist. Eine weitere, in der Praxis jedoch selten verwendete, Definition für den Wirkungsgrad ist die Overall Efficiency  $\eta_{\text{oa}}$ , die in Gleichung (2.13) definiert wird.

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}}} \quad (2.11)$$

$$PAE = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{dc}}} = \frac{P_{\text{out}} - \frac{P_{\text{out}}}{G}}{P_{\text{dc}}} = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.12)$$

$$\eta_{\text{oa}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}} + P_{\text{in}}} \quad (2.13)$$

Aus Gleichung (2.12) wird ersichtlich, dass sich  $\eta$  und  $PAE$  für sehr große Verstärkungen  $G$  annähern. Wird die Abhängigkeit beider Größen von der Eingangsleistung betrachtet, so bleibt  $\eta$  im Sättigungsbereich in der Regel nahezu konstant. Für einen typischen einstufigen HF-Verstärker endlicher Verstärkung (typischerweise in der Größenordnung von 10 dB) fällt hingegen die  $PAE$ -Kurve aufgrund der Kompression von  $G$  ab einer gewissen Eingangsleistung stark ab.

Der Wirkungsgrad eines mehrstufigen Verstärkers, d.h. eine Kette zusammengesetzt aus  $q$  kaskadierten Verstärkerstufen, lässt sich analog zu Gleichung (2.11) wie folgt berechnen.

$$\eta_{\text{total},q} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc},1} + P_{\text{dc},2} + \dots + P_{\text{dc},q}} \quad (2.14)$$

Mit Gleichung (2.14) lässt sich unter der Annahme von Leistungsanpassung der Gesamtwirkungsgrad eines zweistufigen Verstärkers ( $q = 2$ ) ableiten zu

$$\eta_{\text{total},2} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}1} + P_{\text{dc}2}} = \frac{P_{\text{out}}}{\frac{P_{\text{out}}}{G_2 \eta_1} + \frac{P_{\text{out}}}{\eta_2}} = \frac{1}{\frac{1}{G_2 \eta_1} + \frac{1}{\eta_2}} \quad (2.15)$$

Gleichung (2.15) macht deutlich, dass der Gesamtwirkungsgrad eines zweistufigen Verstärkers erwartungsgemäß durch die Endstufe bestimmt wird. Neben deren Wirkungsgrad  $\eta_2$  ist hierbei jedoch auch deren Verstärkung  $G_2$  von entscheidender Bedeutung. Hinsichtlich der Gesamteffizienz eines mehrstufigen Verstärkers ist daher die in Gleichung (2.12) definierte  $PAE$  der Endstufe ein geeignetes Gütekriterium.

### 2.1.3 Linearität

Die nichtlineare Natur der in Abschnitt 2.1.1 betrachteten Transferkennlinie eines Leistungsverstärkers ist Ursache für Verzerrungen der zu übertragenden Signale. Diese haben die Beeinträchtigung des Informationsgehaltes des Signals sowie die Generation von Signalanteilen auch außerhalb des vorgesehenen Frequenzbereichs zur Folge. Mit Hinblick auf das gesamte Übertragungssystem bzw. dessen Bitfehler-rate und Nachbarkanalstörungen ist daher die quantitative Bewertung der Linearität eines Leistungsverstärkers sehr wichtig.

## Einton-Anregung

Der klassische Ansatz zur Beschreibung der nichtlinearen Transferkennlinie ist eine Potenzreihe der Form

$$y(t) = \sum_{i=1}^N a_i x^i(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + a_4 x^4(t) + a_5 x^5(t) \dots, \quad (2.16)$$

wobei  $x(t)$  und  $y(t)$  Ein- bzw. Ausgangssignal des Verstärkers, d.h. beispielsweise normalisierte Spannungen gemessen in  $\sqrt{W}$ , darstellen [4]. In der Praxis wird die Potenzreihe aufgrund der Komplexität in der Regel auf  $N = 3$  oder  $N = 5$  begrenzt [6]. Für den Fall der Einton-Anregung mit  $x(t) = X \cos(\omega_0 t)$  und  $N = 3$  folgt

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 X \cos(\omega_0 t) + a_2 X^2 \cos^2(\omega_0 t) + a_3 X^3 \cos^3(\omega_0 t) \\ &= \frac{a_2}{2} X^2 + \left( a_1 X + \frac{3a_3}{4} X^3 \right) \cos(\omega_0 t) + \frac{a_2}{2} X^2 \cos(2\omega_0 t) + \frac{a_3}{4} X^3 \cos(3\omega_0 t). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Die Eingangsleistung des Verstärkers ist dabei  $P_{\text{in}} = X^2/2$ . Somit lässt sich die bei den verschiedenen Frequenzen umgesetzte Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung wie folgt berechnen [4]

$$P_{\text{out},\omega_0} = \frac{\left( a_1 X + \frac{3a_3}{4} X^3 \right)^2}{2} = \frac{a_1^2 X^2 \left( 1 + \frac{3a_3}{4a_1} X^2 \right)^2}{2} = a_1^2 \left( 1 + \frac{3a_3}{2a_1} P_{\text{in}} \right)^2 P_{\text{in}}, \quad (2.18)$$

$$P_{\text{out},2\omega_0} = \frac{\left( \frac{a_2}{2} X^2 \right)^2}{2} = \frac{a_2^2}{2} P_{\text{in}}^2, \quad (2.19)$$

$$P_{\text{out},3\omega_0} = \frac{\left( \frac{a_3}{4} X^3 \right)^2}{2} = \frac{a_3^2}{4} P_{\text{in}}^3. \quad (2.20)$$

Da der Koeffizient  $a_1^2$  in Gleichung (2.18) die Kleinsignalverstärkung des Verstärkers repräsentiert, wird deutlich, dass die Ausgangsleistung der Grundwelle zunächst linear mit der Eingangsleistung anwächst. Der Koeffizient  $a_3$  ist für reale Verstärker negativ und beschreibt somit eine mit der Eingangsleistung zunehmende Kompres-

sion der Ausgangsleistung. Weiterhin zeigen (2.19) und (2.20), dass der Anteil der zweiten Harmonischen (1. Oberwelle) mit 2 dB und der Anteil der dritten Harmonischen (2. Oberwelle) mit 3 dB pro 1-dB-Anstieg der Eingangsleistung zunimmt. In der Praxis ist dies nur für verhältnismäßig kleine Aussteuerungen weit entfernt von der Kompression annähernd richtig.

Als Maß für die harmonische Verzerrung wird häufig der Abstand zwischen den Leistungspegeln der  $i$ -ten Harmonischen und der Grundwelle  $HD_i$  (Harmonic Distortion) zu Rande gezogen. Ein weiteres Maß ist darüber hinaus durch die Summe aller Harmonischen bezogen auf die Grundwellenleistung definiert ( $THD$ , Total Harmonic Distortion).

$$HD_i = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{\text{out},i\omega_0}}{P_{\text{out},\omega_0}} \right) \text{dB} \quad (2.21)$$

$$THD = 10 \cdot \log \left( \frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_{\text{out},n\omega_0}}{P_{\text{out},\omega_0}} \right) \text{dB} \quad (2.22)$$

## Zweiton-Anregung

Mit Hinblick auf die innerhalb eines realen Kommunikationssystems eingesetzten modulierten Signale ist die Einton-Anregung von begrenztem Nutzen. In der Praxis ist eher die gegenseitige Interaktion mehrerer Frequenzen innerhalb eines Frequenzbandes infolge der nichtlinearen Transferkennlinie von Interesse. Eine messtechnisch einfache und daher weitverbreitete Methode die Linearität eines Verstärkers unter derartigen Bedingungen zu charakterisieren ist die Anregung mit zwei eng bei einander liegenden sinusförmigen Tönen. Im Zeitbereich ergibt sich somit ein Signal mit nicht-konstanter Hüllkurve wobei die Spitzenleistung der Hüllkurve ( $PEP$ , Peak Envelope Power) das vierfache (6 dB) und die über der Zeit gemittelte Leistung das doppelte (3 dB) der CW-Leistung (Continuous Wave) des entsprechenden Einzeltons ist [5].

Bei Zweiton-Anregung ergibt sich für die Potenzreihe aus Gleichung (2.16) mit

$$x(t) = X_1 \cos(\omega_1 t) + X_1 \cos(\omega_2 t), \quad N = 3, \quad \text{wobei } \Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1) \ll \omega_1, \quad (2.23)$$

die Summe

$$\begin{aligned}
 y(t) &= a_1 X_1 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\
 &+ a_2 X_1^2 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 \\
 &+ a_3 X_1^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 .
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

Wird (2.24) in die einzelnen Frequenzbestandteile aufgelöst, so ergeben sich neu generierte Frequenzen der Form

$$\omega = m \cdot \omega_1 \pm n \cdot \omega_2 , \tag{2.25}$$

wobei  $m$  und  $n$  gerade Zahlen im Intervall  $[0,3]$  sein können und  $m+n$  die Ordnung des jeweiligen Frequenzproduktes darstellt. Die für den betrachteten Fall resultierenden Frequenzen sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die harmonischen Anteile  $2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2$  sowie die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung  $\omega_1 \pm \omega_2$  sind in der Praxis meistens unproblematisch, da sie in einem großen Abstand vom eigentlichen Signal auftreten und für schmalbandige Anwendungen mit Filtern entsprechend einfach unterdrückt werden können. Aufgrund der Nähe zum Signal gilt dies nicht für die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung  $2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_2$  sowie bei Berücksichtigung höherer Ordnungen auch für die Intermodulationsprodukte  $(n+1)\omega_2 - n\omega_1, (n+1)\omega_1 - \omega_2$ , deren Ausprägung daher von besonderem Interesse ist.

Tabelle 2.1: Frequenzprodukte bei Zweitton-Anregung, Potenzreihe mit  $N=3$

Ursprung	Frequenzen	$m + n$	Amplitude	Bezeichnung
$a_1 x(t)$	$\omega_1, \omega_2$	1	$a_1 X_1$	Grundwelle
$a_2 x^2(t)$	DC	0	$a_2 X_1^2$	Gleichanteil
	$2\omega_1, 2\omega_2$	2	$\frac{1}{2} a_2 X_1^2$	2. Harmonische
	$\omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2$	2	$a_2 X_1^2$	Intermodulation 2.Ord.
$a_3 x^3(t)$	$\omega_1, \omega_2$	1	$\frac{9}{4} a_3 X_1^3$	Grundwelle
	$3\omega_1, 3\omega_2$	3	$\frac{1}{4} a_3 X_1^3$	3. Harmonische
	$2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1$	3	$\frac{3}{4} a_3 X_1^3$	Intermodulation 3.Ord.

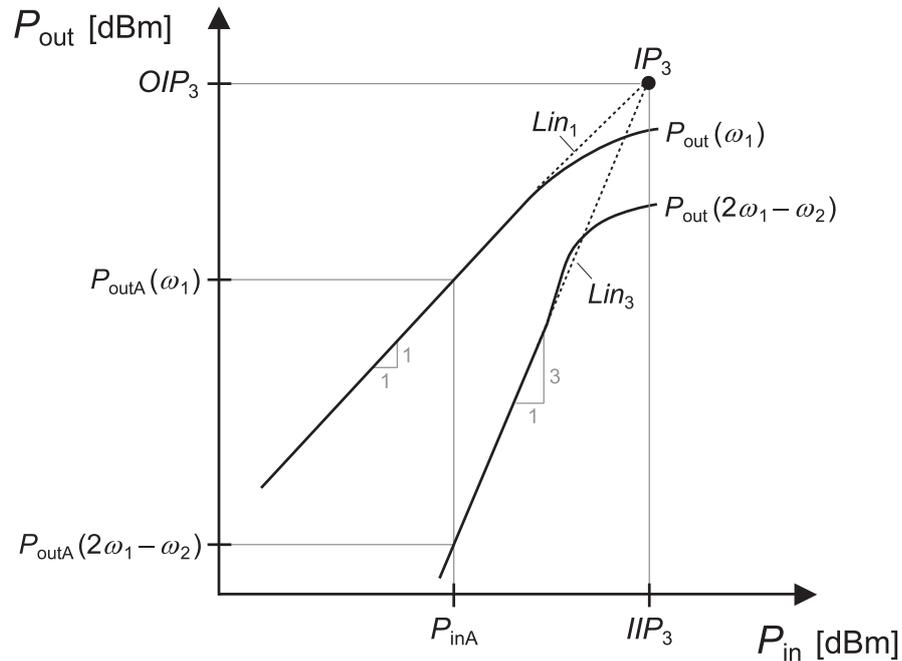


Abbildung 2.5: Intercept-Punkt dritter Ordnung  $IP_3$

Der Unterschied der Leistungspegel von Signal und dem jeweiligen Intermodulationsprodukt wird als Intermodulationsabstand  $IM_{m+n}$  bezeichnet.

$$IM_{m+n} = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{\text{out}}(\omega_1)}{P_{\text{out}}(m\omega_2 \pm n\omega_1)} \right) \text{ dB} \quad (2.26)$$

Die Steigung des jeweiligen Intermodulationsproduktes kann für kleinere Aussteuerungen wiederum mit  $(m+n)$  dB pro 1-dB-Anstieg der Eingangsleistung angenähert werden. Diese Annahme impliziert, dass Ausgangsleistung von Grundwelle und Intermodulationsprodukt für eine bestimmte Eingangsleistung theoretisch den gleichen Wert annehmen. Der Schnittpunkt der beiden extrapolierten Linearen wird dabei als Intercept-Punkt  $IP$  bezeichnet, wie in Abbildung 2.5 für das Intermodulationsprodukt dritter Ordnung dargestellt ist.

Da die Steigungen der extrapolierten Geraden bekannt sind, lässt sich der Intercept-Punkt basierend auf einem einzelnen Eingangsleistungspunkt  $P_{\text{inA}}$  im linearen Bereich der Transferkennlinie bestimmen. Sind  $P_{\text{outA}}(\omega_1)$  und  $P_{\text{outA}}(2\omega_1 - \omega_2)$  hierbei die resultierenden Ausgangsleistungen für Signal bzw. Intermodulationsprodukt

dritter Ordnung (Leistungspegel in dBm), so lassen sich die Geraden  $Lin_1$  und  $Lin_3$  als Funktion der Eingangsleistung  $P_{in}$  wie folgt extrapolieren

$$\frac{Lin_1}{\text{dBm}} = 1 \cdot [P_{in} - P_{inA}] + P_{outA}(\omega_1), \quad (2.27)$$

$$\frac{Lin_3}{\text{dBm}} = 3 \cdot [P_{in} - P_{inA}] + P_{outA}(2\omega_1 - \omega_2). \quad (2.28)$$

Der Schnittpunkt ( $OIP_3$ ,  $IIP_3$ ) ergibt sich nach dem Gleichsetzen von (2.27) und (2.28) zu

$$\frac{OIP_3}{\text{dBm}} = \frac{3 \cdot P_{outA}(\omega_1) - P_{outA}(2\omega_1 - \omega_2)}{2}, \quad (2.29)$$

$$\frac{IIP_3}{\text{dBm}} = \frac{P_{outA}(\omega_1) - P_{outA}(2\omega_1 - \omega_2)}{2} + P_{inA} = OIP_3 - G. \quad (2.30)$$

Der Zusammenhang zwischen 1-dB-Kompressionspunkt und  $IP_3$  wird im Anhang ausführlich abgeleitet. Dabei ergibt sich

$$10 \cdot \log\left(\frac{OIP_3}{P_{out1\text{dB},\omega_0}}\right) \text{dB} \approx 10.6 \text{ dB}. \quad (2.31)$$

Mit Hinblick auf Intermodulationsprodukte ( $m+n$ )-ter Ordnung liefert die Verallgemeinerung von (2.29) und (2.30)

$$\frac{OIP_{m+n}}{\text{dBm}} = \frac{[m+n] \cdot P_{outA}(\omega_1) - P_{outA}(m\omega_1 \pm n\omega_2)}{m+n-1}, \quad (2.32)$$

$$\frac{IIP_{m+n}}{\text{dBm}} = \frac{P_{outA}(\omega_1) - P_{outA}(m\omega_1 \pm n\omega_2)}{m+n-1} + P_{inA}. \quad (2.33)$$

Ein weiterer wichtiger Aspekt für den Entwurf mehrstufiger Verstärker ist die Frage, in welchem Maße die einzelnen Stufen zur gesamten Intermodulation beitragen. Wie in [7] abgeleitet, lässt sich der  $IP_3$  einer Kette aus  $q$  Stufen unter der Annahme, dass sich die Intermodulationsprodukte der aktuellen Stufe jeweils in Phase mit denen der vorherigen Stufe überlagern, annähern mit

$$IIP_{3,ges} = \frac{1}{\frac{1}{IIP_{3,1}} + \frac{G_1}{IIP_{3,2}} + \frac{G_1 G_2}{IIP_{3,3}} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{q-1}}{IIP_{3,q}}}, \quad (2.34)$$

$$OIP_{3,ges} = \frac{1}{\frac{1}{G_2 G_3 G_4 \dots G_q OIP_{3,1}} + \dots + \frac{1}{G_q OIP_{3,q-1}} + \frac{1}{OIP_{3,q}}}, \quad (2.35)$$

wobei  $G_i$  die lineare Verstärkung und  $IP_{3,i}$  den Intercept-Punkt in Watt der  $i$ -ten Stufe repräsentieren. Aus (2.34) wird deutlich, dass der Anteil jeder Stufe an der Reduktion von  $IIP_{3,ges}$  mit der Verstärkung vom Eingang bis zur entsprechenden Stufe gewichtet wird [7]. Im Gegensatz zum Rauschen verketteter Zweitore sind somit eher die hinteren Stufen einer Verstärkerkette ausschlaggebend für die Linearität. Für den  $OIP_3$  sind gemäß (2.35) ebenso die letzten Stufen mit idealerweise großer Verstärkung und hohem  $OIP_{3,i}$  ausschlaggebend.

### Begrenzungen der klassischen Potenzreihe

Der Vorteil des Intercept-Punkt-Konzeptes liegt darin, dass sich Aussagen zur Linearität eines Verstärkers basierend auf einer einzelnen Größe treffen lassen, welche, insofern Anteile höherer Ordnung vernachlässigt werden, unabhängig von der Aussteuerung ist [8]. Wie Abbildung 2.5 anhand realistischer Kennlinien für Intermodulationsprodukt und Grundwelle zeigt, trifft dies nur für schwache Nichtlinearitäten weit unterhalb der 1-dB-Kompression zu. Da Leistungsverstärker im praktischen Einsatz jedoch bis zu einem gewissen Kompressionsgrad eingesetzt werden, hat der Intercept-Punkt in diesem Bereich begrenzte Aussagekraft.

In Richtung Kompression wird das nichtlineare Verhalten eines Verstärkers zunehmend von Produkten höherer Ordnung dominiert [9]. Die Kennlinie der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung zeigt bei Messungen im Gegensatz zum idealen linearen Anstieg der Steigung 3 häufig ein atypisches Verhalten, welches mit dem herkömmlichen Potenzreihenansatz in (2.16) nicht beschrieben werden kann. Dazu zählen beispielsweise Bereiche konstanter Intermodulation oder Nullstellen, die sog. Sweet-Spots, welche in [10] näher untersucht werden. Weiterhin lassen sich mit dem Potenzreihenansatz die in Abbildung 2.3 gezeigten *AM-PM*-Effekte nicht abde-

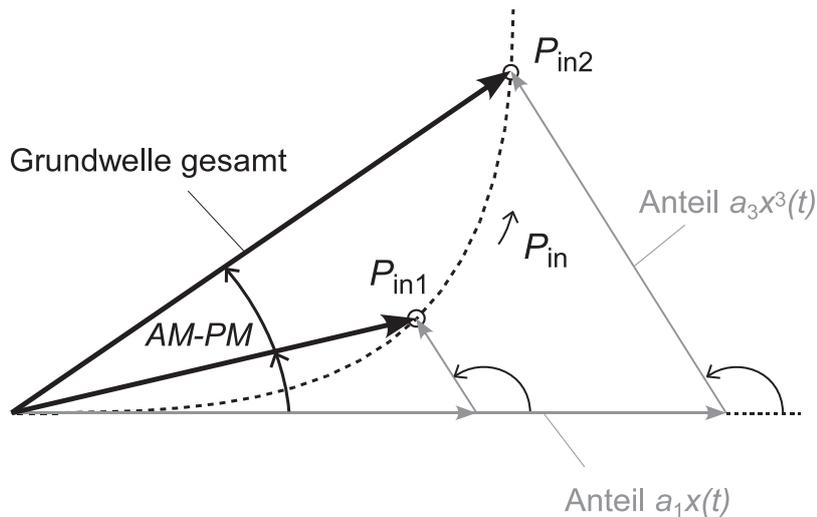


Abbildung 2.6: *AM-PM* als Ergebnis vektorieller Addition bei Zweiton-Anregung [9]

cken. Innerhalb dynamischer Systeme ist auf der anderen Seite die Abhängigkeit des aktuellen Ausgangssignals von der Vergangenheit von Interesse. In diesem Zusammenhang sollte zur Beschreibung des nichtlinearen Systems auch das Gedächtnis des Systems (Memory) inbegriffen sein.

Ein universellerer Ansatz als (2.16) ist durch die Volterra-Reihe gegeben, deren mathematische Grundlagen in [11] formuliert wurden. Der hauptsächliche Unterschied zur Potenzreihe ist, dass nichtlineare dynamische Systeme einschließlich der Memory-Effekte beschrieben werden können [7]. D.h. genau genommen können wie beim klassischen Ansatz lediglich schwache Nichtlinearitäten beschrieben werden. Dennoch lassen sich Leistungsverstärker bei der Implementierung entsprechend hoher Ordnungen annähernd genau bis in den Kompressionsbereich modellieren [9].

Der durch die Volterra-Reihe gegebene universellere Ansatz beinhaltet im Gegensatz zu (2.16) u.a. für jedes Frequenzprodukt neben Amplituden- auch Phaseninformationen  $\varphi_i$  [9]. Wie Abbildung 2.6 gemäß [9] für den Fall der Zweiton-Anregung unter Berücksichtigung von lediglich Intermodulationsprodukten dritter Ordnung veranschaulicht, können somit *AM-PM*-Effekte beschrieben werden. Der Schlüssel liegt hierbei darin, dass der Grundwellenanteil  $9/4a_3X^3$  des Produktes  $a_3x^3(t)$  (Tabelle 2.1) vektoriell mit der linearen Komponente  $a_1X$  addiert wird. Die beiden Anteile an der Grundwellenleistung lassen sich entsprechend Tabelle 2.1 wie folgt annähern, wobei für die Eingangsleistung  $P_{in} = X_1^2/2$  gilt.

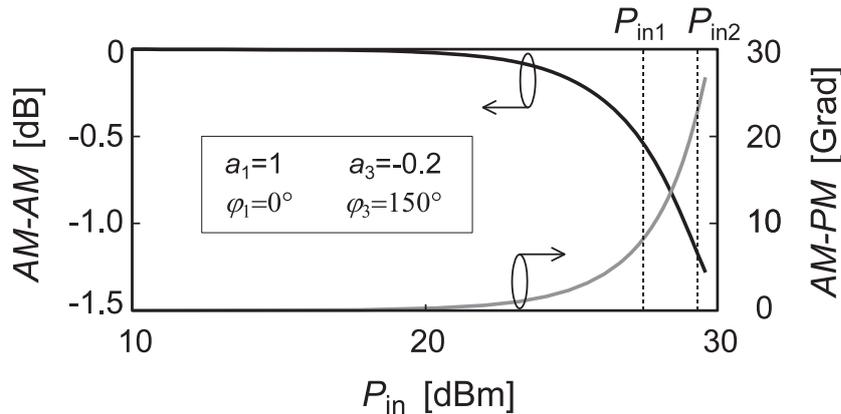


Abbildung 2.7: Modellierung von *AM-AM*, *AM-PM* (Zweitton-Anregung)

$$\begin{aligned}
 a_1 x(t) &: \left| \frac{1}{2} (a_1 X_1)^2 \right| = |a_1^2 P_{\text{in}}|, \\
 a_3 x^3(t) &: \left| \frac{1}{2} \left( \frac{9}{4} a_3 X_1^3 \right)^2 \right| = \left| \left( \frac{9}{2} a_3 \right)^2 P_{\text{in}}^3 \right|.
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

Werden beispielsweise für das vereinfachte Modell die Koeffizienten  $a_1 = 1$ ,  $a_3 = -0.2$ ,  $\varphi_1 = 0^\circ$ ,  $\varphi_3 = 150^\circ$  angenommen, so können für *AM-AM*- und *AM-PM*-Umwandlung nach vektorieller Addition (Abbildung 2.6) die Verläufe in Abbildung 2.7 modelliert werden.

Auf ähnliche Art und Weise lassen sich ebenfalls die erwähnten Sweet-Spots der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung beschreiben, da diese als Ergebnis der Überlagerung von Frequenzprodukten höherer Ordnung mit verschiedenen Phasenlagen verstanden werden können und sich somit z.B. Nullstellen in der Kennlinie infolge der gegenseitigen Auslöschung ergeben können.

### Memory-Effekte

Bei der Beaufschlagung von dynamischen, modulierten Signalen wird das augenblickliche Ausgangssignal eines Leistungsverstärkers in einem gewissen Maße von der Vergangenheit, d.h. vom zeitlich vorher anliegenden Signal, beeinflusst. Die Folge eines solchen Gedächtnis-Effektes (Memory-Effekt) sind Asymmetrien des aus

den Nichtlinearitäten resultierenden spektralen Wachstums. Bei Zweiton-Anregung würden sich beispielsweise abhängig vom jeweiligen Ton-Abstand  $\Delta\omega$  für die Intermodulationsprodukte  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$  beiderseits der Anregung unterschiedliche Amplituden ergeben. Für modulierte Signale wären entsprechend unterschiedlich große spektrale Störungen im oberen und unteren Nachbarkanal zu verzeichnen, wobei deren Ausprägung im Vergleich zu sehr geringen Memory-Effekten entsprechend größer ist. D.h. für einen Leistungsverstärker mit deutlichen Memory-Effekten ist eine maßgeblich verschlechterte Linearität zu erwarten.

Wie in [9] gezeigt, können Memory-Effekte und die einhergehenden asymmetrischen Spektren mit einer zeitlichen Verzögerung zwischen der Amplituden- und Phasen-Kompression erklärt werden. Neben Temperatureffekten ist ein häufiger Grund für Memory-Effekte ein unzureichendes Abblocken der Versorgungsspannungen insbesondere am Ausgang der Leistungstransistoren. Die Stromaufnahme eines Transistors stellt in diesem Zusammenhang abhängig vom Arbeitspunkt ein dynamisches Signal dar, welches der Hüllkurve des modulierten Signals folgt. Zur Bereitstellung der Stromspitzen und der Vermeidung der Modulation der Versorgungsspannung ist daher ein ausreichend großer Bypass-Kondensator vorzusehen [9]. Die Impedanz, die durch das Bias-Netzwerk im Basisbandbereich zur Verfügung gestellt wird, ist folglich für die Linearität und die spektrale Symmetrie relevant wie in [12] näher untersucht. Die Hüllkurvenimpedanz sollte dabei idealerweise ein Kurzschluss sein [13].

Hinsichtlich der Verringerung von Memory-Effekten bei der Entwicklung von Transistoren, ist die Reduktion von *AM-PM*-Effekten auf Device-Ebene, welche häufig aus nichtlinearen Kapazitäten resultieren, ein möglicher Ansatzpunkt [9].

## 2.1.4 Kenngrößen in Verbindung mit modulierten Signalen

Modulationsverfahren hoher Ordnung wie die QAM (Quadratur-Amplituden-Modulation) auch in Verbindung mit Multi-Carrier-Verfahren wie beispielsweise OFDM (orthogonales Frequenzmultiplexverfahren) sind zur Bereitstellung hoher Datenraten bei gleichzeitiger Einhaltung der engen spektralen Vorgaben erforderlich. Abbildung 2.8 zeigt exemplarisch das Leistungsdichtespektrum *PSD* sowie den dazugehörigen zeitlichen Signalverlauf eines WLAN-basierten Signals gemäß dem IEEE-802.11p-Standard. Es wird deutlich, dass das gewählte OFDM-Signal einen großen dynamischen Umfang besitzt. Die resultierende Hüllkurve ist nicht-konstanter Na-