

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Mit der Erfindung von Transistoren haben diese Halbleiter-Bauteile die bis dato für den Verstärkereinsatz verwendeten Bauteile, die Elektronenröhren, mit fortschreitender Entwicklung immer mehr verdrängt. Da im Hochfrequenzbereich Transistoren in ihren Ausgangsleistungen aber stärker begrenzt sind als die entsprechenden Laufzeit-Röhren und diese Begrenzung mit steigender Frequenz immer weiter zunimmt, sind bei hohen Leistungen und bei hohen Frequenzen weiterhin Elektronenröhren das Bauteil der Wahl. Abbildung 1.1 gibt diesen Zusammenhang für den Stand der Jahrtausendwende wieder [1].

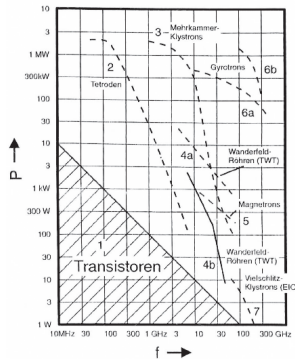


Abbildung 1.1: Frequenz- und Ausgangsleistungsbereiche von Transistoren und Elektronenröhren zur Jahrtausendwende [1].

Mit der Einführung von neuen Transistorstrukturen wie dem HEMT (englisch für High-electron-mobility transistor) und dem Einsatz neuartiger III-V-Halbleiter-Technologien verschob sich über die Jahre die Grenze der Einsatzgebiete zwischen Halbleitern und Elektronenröhren immer weiter zu höheren Ausgangsleistungen bei nahezu allen Frequenzen [2].

Die aktuellen Frequenz- und Ausgangsleistungsbereiche der unterschiedlichen Halbleitertechnologien zeigt das Diagramm in der Abbildung 1.2 [3]. Ein Vergleich der Abbildungen 1.1 und 1.2 offenbart die großen Entwicklungen in der Halbleitertechnologie und die fortschreitende Verdrängung von Elektronenröhren durch Halbleiterbauteile.

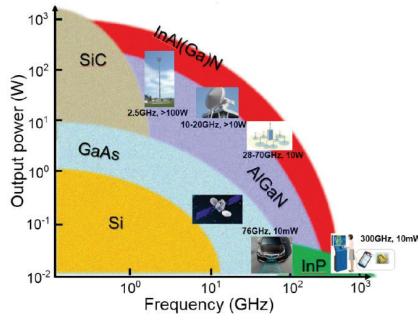


Abbildung 1.2: Frequenz- und Ausgangsleistungsbereiche von unterschiedlichen Halbleitertechnologien (2017) [3].

Ein Anwendungsgebiet, in dem derzeit ein Umstieg von Röhrenverstärkern auf Halbleiter-Leistungsverstärker stattfindet, ist im Luft- und Raumfahrtbereich bei Radar- und Satellitenanwendungen im X-Band, dem Frequenzbereich von 8 bis 12 GHz, zu finden.

In diesen Anwendungsgebieten kamen bisher Radarsysteme zum Einsatz, die Röhrenverstärker mit einer mechanisch schwenkbaren Radarantenne kombinierten. Diese Systeme werden nun mehr und mehr durch Active Phased Array Radar (APAR) bzw. Active Electronically Scanned Array (AESA) ersetzt. Dabei wird statt wie bisher im konventionellen Radar mit einer mechanischen Antenne und einem großen Verstärker eine Vielzahl von kleinen Patch-Antennen zu Gruppenantennen formiert und hinter jeder Antenne ein kompakter Halbleiter-Leistungsverstärker platziert. Mit diesem AESA-System sind kleinere, flexiblere und effiziente Radar-Systeme möglich, die eine sehr schnell schwenkbare Strahlungscharakteristik, das simultane Verfolgen von mehreren Objekten, und hohe Ausfallsicherheit ermöglichen.

Für den Einsatz in solchen AESA-Systemen werden Leistungsverstärker in Form von monolithisch integrierten Mikrowellenschaltkreisen (MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit) mit einer Ausgangsleistung von >10 W benötigt. So wurden die beiden Halbleiter Galliumarsenid (GaAs) und Galliumnitrid (GaN) als mögliche Technologien bewertet. Da GaAs einen viel fortgeschrittenen Reifegrad besaß, als GaN, wurden die ersten Systeme mit GaAs-MMICs realisiert.

An die Leistungsverstärker werden dabei neben der Forderung nach der maximalen Ausgangsleistung  $P_{out,max}$  vor allem auch die nach einem geringen Energiebedarf gestellt. Dieser ist mit dem Begriff der Effizienz verknüpft, die angibt, wieviel der verbrauchten Energie des Verstärkers in das verstärkte Ausgangssignal umgesetzt wird und wieviel in Verluste. Da die Verluste in Wärme umgesetzt werden, gibt die Effizienz auch an, wieviel Wärme entsteht. Um einen stabilen Betrieb des Verstärkers zu ermöglichen, muss diese



Verlustwärme abgeführt werden und erfordert eine Kühlung. Wenn die erzeugten Ausgangsleistungen hoch sind, dann wird auch eine aktive Kühlung erforderlich, was den Energiebedarf des Systems weiter hochtreibt. Auch macht das Kühlsystem eine zusätzliche Wartung notwendig. Durch Leistungsverstärker mit höherer Effizienz sinkt einerseits der Energiebedarf und andererseits werden die Anforderungen an das Kühlsystem geringer. Dies führt dann zu geringeren Betriebs- und Herstellungskosten. Da in vielen Systemen der Leistungsverstärker die Komponente mit dem größten Energiebedarf darstellt, wirkt sich seine Effizienz besonders stark auf den Energiebedarf des Gesamtsystems aus. Dieser ist bei Luft- und Raumfahrtanwendungen, in denen eine beschränkte Energie zur Verfügung steht, natürlich von besonderer Wichtigkeit.

GaN hat gegenüber von GaAs eine Vielzahl von vorteilhaften Eigenschaften und ist deswegen prädestiniert dafür, GaAs in den meisten Anwendungsgebieten zu ersetzen. So ermöglicht es durch seine Bandlücke von 3,4 eV deutlich höhere Durchbruchspannungen und Betriebsspannungen. Auf diese Weise können eine gegebene Ausgangsleistung mit geringerem Strom erzeugt und die ohmschen Verluste gesenkt werden. Allein dieser Umstand führt zu einer Steigerung der Effizienz und der maximalen Ausgangsleistung. Die Möglichkeit, bei GaN Betriebsspannungen um 40 V anlegen zu können, erübrigt ferner die Notwendigkeit von Gleichspannungswandlern, die sonst beim Einsatz von GaAs-Leistungsverstärkermodulen in Satelliten notwendig wären. Mit Siliciumcarbid (SiC) als Trägersubstrat kombiniert zeigt GaN zudem gegenüber GaAs und den meisten anderen Halbleitern eine überragende Wärmeleitfähigkeit.

Allmählich übertrafen die GaN X-Band-MMIC-Leistungsverstärker in allen relevanten Kenngrößen die GaAs X-Band-MMIC-Leistungsverstärker und begannen, sie mit sinkenden Herstellungskosten auch in AESA-Systemen zu verdrängen. Mit steigenden Ausgangsleistungen und auch dem Einsatz bei höheren Bändern als dem X-Band wurde auch die Wärmeabführung der GaN X-Band-MMIC-Leistungsverstärker zu einem immer größeren Flaschenhals für die weiteren Forschungsaktivitäten auf diesem Gebiet [3], [4], [5].

Nachdem am Anfang GaN X-Band-MMIC-Leistungsverstärker sowohl in Koplanarleitungsausführung als auch in Mikrostreifenleitungsausführung veröffentlicht wurden, konzentrierten sich die Veröffentlichungen mit der Zeit nur auf die Exemplare mit Mikrostreifenleitungsausführung.

In dieser Arbeit wird systematisch die Koplanartechnologie untersucht, um die Unterschiede zur Mikrostreifenleitung herauszuarbeiten und die jeweiligen Vor- und Nachteile zu detaillieren. In einem zweiten Schritt werden dann Modifikationen der klassischen koplanaren Technologie entwickelt und es wird untersucht, ob so eine Verbesserung des Leistungsverlustverhaltens gegenüber der Mikrostreifentechnologie erzielt werden kann.



## 1.2 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in neun Kapitel.

Im Kapitel 2 werden erst die notwendigen Grundlagen der entworfenen Leistungsverstärker vorgestellt und spezielle, für die vorliegende Arbeit relevante Aspekte detaillierter erläutert. Auf die Grundlagen der Leistungsverstärker folgt die Beschreibung der Messtechnik in Form des Load-Pull-Messplatzes. In diesem Zusammenhang wird auch das Konzept der monolithisch vorangepassten Transistoren, welches für die in den späteren Kapiteln durchgeführten Untersuchungen unabdingbar ist, vorgestellt. Der nächste Abschnitt führt die in dieser Arbeit zum Einsatz kommende GaN-MMIC-Technologie am FBH ein. Dabei wird sowohl auf den Transistoraufbau eingegangen als auch auf die Einflüsse des Aufbaus auf die HF-Kenngrößen. Das Kapitel schließt mit einer State-of-the-Art-Betrachtung der verfügbaren X-Band GaN-MMIC-Leistungsverstärker ab.

Im Kapitel 3 wird gezeigt, dass bei gleicher vorgegebener GaN-MMIC-Technologie Leistungsverstärkerschaltungen in Mikrostreifenausführung leitungsartbedingt bessere Resultate hinsichtlich der Verstärkerkenngrößen maximalen Ausgangsleistung  $P_{out,max}$ , Verstärkung  $G_T$  und Effizienz  $PAE$  ermöglichen als es in der Koplanarausführung möglich ist. Dazu werden einleitend eine Verlustbetrachtung an für die vorliegende Arbeit typischen Verstärkerschaltungen durchgeführt und die Einflüsse der ein- und ausgangseitigen Netzwerke und damit indirekt der genutzten Leitungen auf die Verstärkerparameter aufgezeigt. Anschließend werden mit der gegebenen GaN-MMIC-Technologie am FBH die realisierbaren Mikrostreifenleitungen und Koplanarleitungen vorgestellt, systematisch analysiert, miteinander verglichen und für den konkreten Fall die Vorzüge der Mikrostreifenleitungen gegenüber der Koplanarleitungen aufgezeigt. Außerdem werden die Konsequenzen für den Schaltungsentwurf erörtert. Mit diesem Kapitel wird die Notwendigkeit einer Optimierung der koplanaren GaN-MMIC-Technologie gegenüber der Mikrostreifenvariante aufgezeigt.

Das Kapitel 4 behandelt die Untersuchung von alternativen Koplanarleitungen und ist der Optimierung der koplanaren GaN-MMIC-Technologie gewidmet. Es soll versucht werden, Modifikationen der klassischen Koplanarleitung zu finden, die geringe ohmsche Verluste liefern, um so den Entwurf von koplanaren Schaltungen zu optimieren. Darüber hinaus werden auch alternative Formen der Zusammenschaltung von Koplanarleitungen, wie zum Beispiel Teiler und Kombinerer, untersucht und mit der klassischen Form verglichen. Abschließend werden neuartige Transistorzuleitungen analysiert und versucht, Peripherien mit besseren Resultaten zu finden.



Kapitel 5 stellt die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entworfenen X-Band Leistungsverstärker vor. Es werden die Entwurfsspezifikationen genannt, die zugehörigen Messungen vorgestellt und eine anschließende Diskussion dieser Ergebnisse geliefert. Dabei werden die stetigen Verbesserungen der Verstärker aufgezeigt.

Im Kapitel 6 werden mit der vorliegenden Technologie entworfene nicht-uniform verteilte Leistungsverstärker vorgestellt. Dabei werden zwei weitestgehend identische verteilte Leistungsverstärker, die sich lediglich in den Transistor-Gate-Längen unterscheiden, gegenübergestellt und anhand dieser Gegenüberstellung die Verbesserung des Verstärkers infolge der Gate-Längen-Verkürzung verifiziert.

Im Kapitel 7 werden hybride Aufbauten der X-Band Leistungsverstärker-MMIC aus Kapitel 5 vorgestellt. In diesem Zusammenhang wird auch ein für die vorliegende Arbeit entwickeltes modulares Aufbau-Konzept demonstriert, mit dem die PA-MMICs (PA: Power Amplifier) unkompliziert und reproduzierbar zu diversen hybriden Verstärkertopologien aufgebaut werden können. Neben dem single-ended Aufbau werden zudem ein mit Leistungsverstärker-MMICs aus Kapitel 5 hybrid-aufgebaute balancierte Leistungsverstärker vorgestellt.

Das Kapitel 8 liefert die Zusammenfassung und den Ausblick.

## 2 Grundlagen

Dieses Kapitel widmet sich den Grundlagen der in dieser Arbeit behandelten Themen. So werden im ersten Abschnitt die Grundlagen der HF-Leistungsverstärkertheorie vorgestellt.

### 2.1 Grundlagen der HF-Leistungsverstärkertheorie

#### 2.1.1 Wichtige Kenngrößen der Leistungsverstärkertheorie

Die nachfolgend definierten Leistungsverstärkerkenngrößen lassen sich entsprechend den Blockschaltbildern in Abbildung 2.1 mit wenigen Einschränkungen auf einzelne Transistoren, im konkreten Fall auf einen HEMT, übertragen.

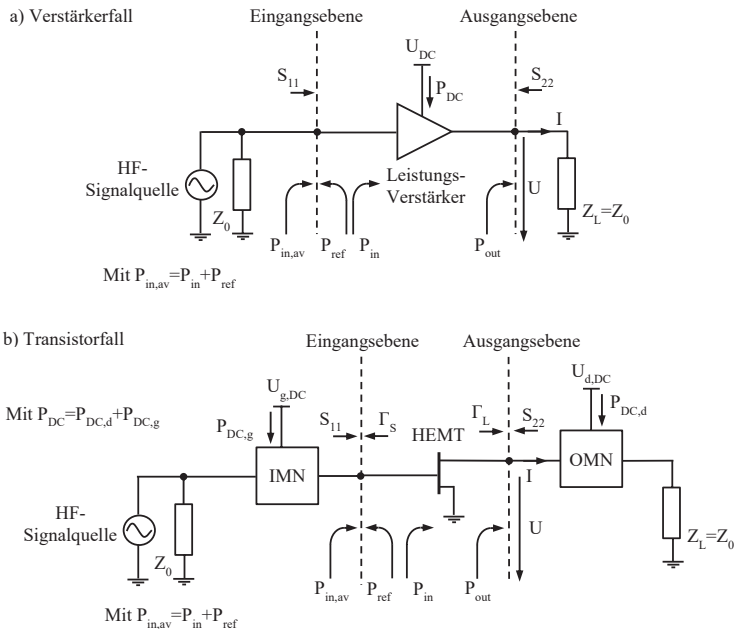


Abbildung 2.1: Blockschaltbilder eines a) Leistungsverstärkers bzw. eines b) HEMTs mit einigen wichtigen Größenangaben.

Dabei kann der HEMT zwar zusammen mit den Anpassnetzwerken als ein Leistungsverstärker in seiner wesentlichsten Form angesehen werden, jedoch verschieben



sich hierbei die Ein- und Ausgangsebenen, auf denen sich die Kenngrößen beziehen, zum Transistor hin. Während sich die eingeführten Kenngrößen im Kontext Leistungsverstärker auf die Angaben in Abbildung 2.1a beziehen, beziehen sie sich im Kontext Transistor auf die Angaben in Abbildung 2.1b. In der unteren Abbildung wird das eingangsseitige Anpassnetzwerk mit IMN (englisch für input matching network) und ausgangsseitig mit OMN (englisch für output matching network) bezeichnet.

### 2.1.1.1 Maximale Ausgangsleistung

Bei der namensgebenden Kenngröße des Leistungsverstärkers, der Ausgangsleistung  $P_{out}$ , handelt es sich um die Leistung, die an der Last des Leistungsverstärkers  $Z_L$  abfällt und aus dem Produkt der Spannung  $U$  und dem Strom  $I$  an dieser Last bestimmt werden kann. Im Transistorfall nach Abbildung 2.1 handelt es sich bei der Ausgangsleistung um die Leistung, die an der Transistor-Ausgangsebene abfällt.

Sie wird über der Eingangsleistung  $P_{in}$  aufgetragen und steigt unter idealen Bedingungen mit ihr linear an. Unter realen Bedingungen kommt der Verstärker bzw. der Transistor ab einem bestimmten Eingangsleistungspegel allmählich in die Sättigung und bewirkt einen nichtlinearen Anstieg der  $P_{out}$  über der Eingangsleistung, bis in der Sättigung angelangt, eine Erhöhung der Eingangsleistung keine Erhöhung der  $P_{out}$  zur Folge hat. Der Ausgangsleistungspegel, der um 1 dB vom idealen Verlauf der Ausgangsleistungskennlinie abweicht, wird als 1 dB-Kompressionspunkt  $P_{1dB}$  bezeichnet und der Ausgangsleistungspegel, bei dem das beschriebene Verhältnis 3 dB beträgt, entsprechend als 3 dB-Kompressionspunkt  $P_{3dB}$ . Jener Ausgangsleistungspegel, bei dem kein weiterer Anstieg mehr zu beobachten ist, wird als Sättigungsleistung  $P_{sat}$  bezeichnet. Die für den Leistungsverstärker wichtige Kenngröße der maximalen Ausgangsleistung  $P_{out,max}$  ist nicht eindeutig definiert und variiert mit den Anforderungen an den Verstärker. Er entspricht mindestens dem 1 dB-Kompressionspunkt  $P_{1dB}$ , maximal der Sättigungsleistung  $P_{sat}$  und liegt in den meisten Fällen dazwischen. Bei einer Anforderung nach hoher Linearität wird meistens  $P_{1dB}$  mit  $P_{out,max}$  gleichgesetzt, während bei entspannter Linearitätsanforderung auch höhere Ausgangsleistungspegel als  $P_{out,max}$  genommen werden können.

Ein Beispiel für den Ausgangsleistungsverlauf, aufgetragen über der Eingangsleistung, mit den erwähnten unterschiedlichen Ausgangsleistungspegeln, ist in der Abbildung 2.2 gemeinsam mit dem Verstärkungsverlauf und den Effizienz-Verläufen der PAE (Power Added Efficiency) und der  $\eta_D$  (Drain-Effizienz) zu sehen. Alle in dieser Arbeit präsentierten Messungen sind mit einem kontinuierlichen Eingangssignal durchgeführt worden, d. h. es handelt sich um cw-Messungen (continuous wave).

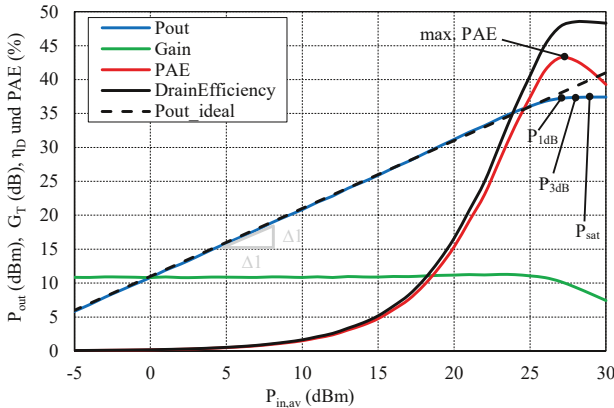


Abbildung 2.2: Ergebnisse einer typischen cw-Leistungsmessung eines am FBH prozessierten GaN-HEMTs mit der Angabe einiger wichtiger Kenngrößen und Verhältnisse

### 2.1.1.2 Verstärkung

Die ebenfalls namensgebende Kenngröße eines Verstärkers, die Verstärkung, gibt im Allgemeinen das Verhältnis der Ausgangsleistung zur korrespondierenden Eingangsleistung an einem Verstärker bzw. Transistor an und besitzt in der gängigen Fachliteratur neun unterschiedliche Definitionen [6]. Diese neun Auslegungen der Verstärkung unterscheiden sich voneinander in der Art der ein- und ausgangsseitigen Anpassung und ob Rückwirkungen mitberücksichtigt werden oder nicht.

Für die vorliegende Arbeit ist von den neun Definitionen die Übertragungsleistungsverstärkung  $G_T$  (englisch: Transducer Power Gain) von besonderem Interesse. Eine andere gängige Bezeichnung dieser Verstärkungsdefinition ist der Übertragungsgewinn.  $G_T$  gibt entsprechend Abbildung 2.1 und der Gleichung 2.1 das Verhältnis zwischen Ausgangsleistung  $P_{out}$  und der verfügbaren Leistung der Signalquelle  $P_{in,av}$  an.

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{in,av}} \quad (2.1)$$

Wie in der Abbildung 2.1 angedeutet, entspricht  $P_{in,av}$  der Summe zwischen der tatsächlich in den Verstärker bzw. Transistor einfallenden Eingangsleistung  $P_{in}$  und der am Eingang reflektierten Leistung  $P_{ref}$ . Die verfügbare Leistung  $P_{in,av}$  einer Quelle entspricht bei einer Verstärkungsmessung der an der Signalquelle eingestellten Leistung und kann bei Anpassung auch einfach mit einem Leistungsmesser abgelesen werden.





Neben dem Übertragungsleistungsverstärkung  $G_T$  ist für die in der vorliegenden Arbeit entwickelten Verstärker in manchen Fällen auch der Klemmenleistungsgewinn  $G_P$  (auch als Leistungsverstärkung oder Klemmenleistungsverstärkung bezeichnet, englisch: Power Gain) von Interesse. Er gibt das Verhältnis zwischen der tatsächlichen Eingangsleistung  $P_{in}$  des Verstärkers bzw. Transistors und der Ausgangsleistung  $P_{out}$  an.

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.2)$$

Mit ihr wird entsprechend Abbildung 2.1 die reflektierte Leistung  $P_{ref}$  am Eingang mitberücksichtigt. Wodurch  $G_T$  einen Sonderfall von  $G_P$  darstellt. Die praktische Relevanz der Klemmenleistungsverstärkung  $G_P$  ist allerdings von untergeordneter Bedeutung. Ihre Bestimmung setzt die Bestimmung von  $P_{in}$  voraus und diese ist im laufenden Messbetrieb sehr aufwendig [6]. Darüber hinaus unterscheiden sich beide bei ausreichend geringer Reflexion nur marginal voneinander. Im Leistungsverstärkerkontext ändern sich die Reflexionsfaktoren der Verstärker bzw. Transistoren mit steigendem Eingangssignalpegel, wodurch eine konstante Anpassung für alle Eingangssignalpegel nicht gegeben ist.

Aus den erläuterten Gründen ist für die vorliegende Arbeit die Übertragungsleistungsverstärkung  $G_T$  von größter praktischer Relevanz. Daher ist, solange keine konkrete Angabe gemacht wird, im Folgenden mit Verstärkung immer  $G_T$  gemeint.

### 2.1.1.3 Effizienz

Eine der wichtigsten Kenngrößen von Leistungsverstärkern ist die Effizienz. Sie gibt im Allgemeinen das Verhältnis der abgegebenen HF-Leistung  $P_{out}$  zur aufgenommenen Gleichspannungsleistung  $P_{DC}$  an. Wie schon bei der Verstärkung, existieren im Speziellen auch für die Effizienz mehrere gängige Definitionen.

Eine dieser Definitionen ist die sogenannte Drain- bzw. Kollektoreffizienz, wobei die Bezeichnung sich danach richtet, ob Feldeffekt- oder Bipolartransistoren zum Einsatz kommen. Da in dieser Arbeit nur Feldeffekttransistoren verwendet werden, wird deshalb im Folgenden nur die Drain-Effizienz  $\eta_D$  Erwähnung finden. Sie gibt entsprechend Gleichung 2.3 und den Bezeichnungen der Blockschaltbilder aus Abbildung 2.1 das Verhältnis zwischen der an der Ausgangsebene des Verstärkers bzw. des Transistors abgegebenen HF-Leistung  $P_{out}$  und der eingespeisten Gleichspannungsleistung  $P_{DC}$  an.

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.3)$$

Diese Effizienzdefinition hat sich im Kontext Leistungsverstärker als ungenügend herausgestellt. Sie findet zwar dennoch an einigen Stellen Verwendung, wird aber im



Wesentlichen durch die Power Added Efficiency (*PAE*) ersetzt. Neben der auch im Deutschen mittlerweile etablierten Bezeichnung *PAE* existiert auch die weniger bekannte deutschsprachige Bezeichnung der leistungsaddierten Effizienz. Diese Bezeichnung deutet schon den Unterschied der *PAE* zur Drain-Effizienz  $\eta_D$  an. Bei der *PAE* wird zusätzlich zur HF-Ausgangsleistung auch die HF-Eingangsleistung  $P_{in}$  in die Effizienzdefinition mit einbezogen und berechnet sich mit der Gleichung 2.4.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.4)$$

Unter Verwendung der Verstärkungsdefinition aus Gleichung 2.2 lässt sich dieser Term auch in die folgende Gleichung 2.5 umformen:

$$PAE = \frac{P_{out} \left(1 - \frac{1}{G_T}\right)}{P_{DC}} = \eta_D \cdot \left(1 - \frac{1}{G_T}\right) \quad (2.5)$$

Wenn zusätzlich die Definition der Drain-Effizienz aus Gleichung 2.3 verwendet wird, ergibt sich der zweite Ausdruck der Gleichung 2.5, der den Zusammenhang beider Effizienzdefinitionen verdeutlicht. Während bei kleinen Eingangsleistungen und Verstärkungen gleich bzw. oberhalb 10 dB sich beide Effizienzdefinitionen kaum unterscheiden, divergieren sie, sobald der Verstärker bzw. Transistor bei großen Eingangsleistungen in den Sättigungsbereich kommt und seine Verstärkung abnimmt. Dabei kann die Drain-Effizienz, die entsprechend Gleichung 2.3 von der Verstärkung unabhängig ist, weiterhin zunehmen, während die *PAE* nach einem maximalen *PAE* mit sinkender Verstärkung ebenfalls absinkt. Die in der Abbildung 2.2 gezeigte Beispielmessung an einem HEMT verdeutlicht diesen Zusammenhang. Bis zu einer Eingangsleistung von 15 dBm entsprechen sich  $\eta_D$  und die *PAE* und fangen dann mit steigender Eingangsleistung an, immer weiter auseinanderzulaufen. Während *PAE* nach ihrem Maximum bei etwa  $P_{in,av}=27$  dBm mit steigender Eingangsleistung anfängt abzunehmen, bleibt  $\eta_D$  stabil bei ihrem hohen Wert.

## 2.1.2 Leistungsverstärkerklassen

Die unterschiedlichen Verstärkerarten werden nach bestimmten Eigenschaften wie der Arbeitspunkte, der ein- und ausgangsseitigen Terminierung oder der Art und der Arbeitsweise ihres aktiven verstärkenden Bauteils mit Buchstaben benannt.

Es existiert in der Literatur eine Vielzahl an Verstärkerklassen. In der Abbildung 2.3 sind die gängigsten Verstärkerklassen in einer hierarchischen Darstellung nach ihren Eigenschaften und Gemeinsamkeiten aufgestellt zu sehen. Die Abbildung zeigt auch eine