



Kapitel 1

Einleitung

Der Trend der letzten Jahre in unserer modernen Mediengesellschaft hin zur Übertragung immer größerer Datenmengen ist ungebrochen. Genauer gesagt lässt sich ein rasanter Anstieg des Datenvolumens beobachten [1]. Auch sämtliche Schätzungen in Bezug auf die zukünftige Entwicklung gehen weltweit von einem exponentiellen Anstieg aus, wie Abbildung 1.1 dargestellt ist. Haupttreiber der wachsenden Vernetzung sind die Zunahme mobiler Dienste wie Audio- und Videostreaming, die Einbindung von Alltagsgeräten in Netzwerke, man spricht vom Internet of Things, die Kommunikation mit und zwischen Fahrzeugen, Car-to-X communication, und unzählige andere Anwendungen, welche häufig auf mobilen Endgeräten ausgeführt werden. Betrachtet man nur die Anzahl der mobilen Endgeräte, wird eine einsetzende Sättigung des Anstiegs erkennbar, wie Abbildung 1.1 zeigt. Allerdings ist davon auszugehen, dass gerade Car-to-X communication und das Internet of Things die Anzahl der Endgeräte weiter erhöhen werden.

In den Anfangsjahren des Mobilfunks sorgte die bloße Zunahme an Teilnehmern für einen steigenden Bedarf an Basistationen. Auch die Netzabdeckung war häufig noch nicht flächendeckend und musste zunächst verbessert werden. Aktuell wirkt sich vielmehr die steigende Nachfrage nach Bandbreite auf die Zunahme von Zellen und damit Basistationen aus. Abbildung 1.2 zeigt die geschätzte weltweite Entwicklung [2]. Grundsätzlich bietet eine Vielzahl kleinerer Zellen, besonders in den Ballungsräumen, den Vorteil, dass Frequenzen wiederverwendet werden können und so eine größere Anzahl an Teilnehmern versorgt werden kann. Diese Pico- oder Femto-Zellen genannten Basistationen verbrauchen entsprechend weniger Energie

Kapitel 1 Einleitung

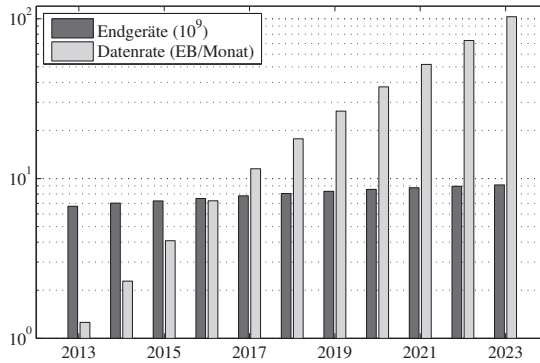


Abbildung 1.1: Anzahl der Mobilfunkendgeräte und übertragene Datenmenge der letzten Jahre und Ausblick auf die zukünftige Entwicklung, laut Ericsson Mobility Report 2017

als Makro-Zellen, welche große Gebiete abdecken können [3]. Dennoch muss durch die größere Anzahl der kleinen Zellen auf einen sinnvollen Kompromiss geachtet werden, um ein energieeffizientes Netzwerk realisieren zu können [4].

In leistungsstarken Basisstationen aktuell betriebener Mobilfunknetze sind die Leistungsverstärker meist die Hauptverbraucher [5]. Betrachtet man, dass auch Spannungsversorgung und Kühlung maßgeblich von der Leistungsaufnahme und Abwärmeproduktion des Leistungsverstärkers beeinflusst werden, so kann aus Abbildung 1.3 ein großes Potenzial für Energieeinsparung abgeleitet werden [3].

Um hohe Datenraten übertragen zu können, kommen zudem auch komplexe Modulationsverfahren wie Amplituden-/Phasenumtastung (APSK) oder der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) zum Einsatz. Diese bieten die Möglichkeit, längere Bitfolgen in einem Symbol unterzubringen, was jedoch die Anzahl möglicher Amplitudenzustände in einem zu übertragenden Signal erhöht. Im Ergebnis unterscheiden sich die mittlere und die Spitzenleistung eines Signals stark, Faktor Zehn ist hier keine Seltenheit [3]. Auch das ist ein Problem für Leistungsverstärker, da diese normalerweise nur bei voller Aussteuerung ihre maximale Effizienz erreichen und so im Mittel viel Energie verloren geht.

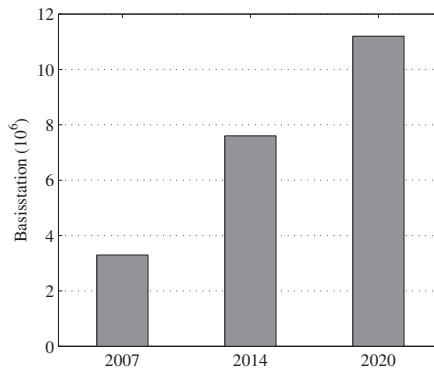


Abbildung 1.2: Anzahl der Mobilfunkbasisstationen der letzten Jahre und Ausblick auf die zukünftige Entwicklung, nach den Ergebnissen des EARTH Project

Aus der digitalen Dividende, welche die Wiederverwendung von Frequenzen durch Abschaltung älterer Systeme beschreibt, und durch Neuzuteilung von freien oder nicht aktiv genutzten Bändern ergeben sich die zugeteilten Bänder für LTE von 700 MHz bis 2,7 GHz mit Plänen für eine Erweiterung auf 450 MHz bis 5 GHz [6]. Im Falle der Netzwerke der 5ten Generation wird bereits über einen Betrieb bis in das Ka- oder gar E-Band hinein diskutiert. Zusätzlich zur Forderung nach Effizienz spielt also die Breitbandigkeit der Verstärker in den Basisstationen eine erhebliche Rolle. Je mehr Bänder ein einzelner Verstärker gleichzeitig abdeckt, umso weniger Basisstationen werden benötigt.

In dieser Arbeit werden Galliumnitrid (GaN) High-Electron-Mobility-Transistoren (HEMT) verwendet, um effiziente Leistungsverstärker und Transistormodule zu realisieren, welche eine hohe Bandbreite abdecken. Dabei wird hier insbesondere Oberwellenanpassung unter Verwendung kontinuierlicher Moden betrachtet. Neben grundlegenden Analysen zur Breitbandigkeit und Problemstellungen der Anpassung von harmonischen Frequenzkomponenten wird das Potenzial variabler Lastanpassung aufgezeigt.

Grundsätzlich sind sowohl Breitbandigkeit als auch der Betrieb eines Transistors bei verschiedenen Leistungen Fragestellungen der Lastanpassung. Für jede Frequenz,

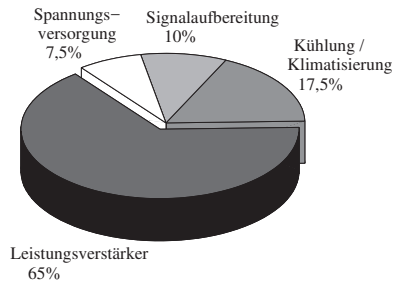


Abbildung 1.3: Leistungsaufnahme verschiedener Komponenten, darunter der HF-Leistungsverstärker, in üblichen Mobilfunkbasistationen

Leistung und Betriebsspannung verändert sich die optimale Abschlussimpedanz eines Transistors sowohl am Eingang wie auch am Ausgang. Verschiedene Konzepte bieten Lösungsansätze für die angesprochene Problematik. Mittels variabler Lastanpassung oder Lastmodulation lassen sich mit einem Verstärker eine Vielzahl von Betriebszuständen abdecken. Neben aktiven Konzepten der Lastanpassung, wie bereits von Doherty [7] gezeigt, bieten sich elektronisch steuerbare Kapazitäten für die Realisierung variabler Anpassnetzwerke an. Hier wurden bereits Halbleiterdioden mit guten Ergebnissen eingesetzt [8]. Einen innovativen Ansatz bieten darüber hinaus ferroelektrische Werkstoffe, wobei in dieser Arbeit Barium-Strontium-Titanat (BST) zur Realisierung elektronisch steuerbarer Kapazitäten [9] verwendet wird. Das verwendete Dickfilm-BST bietet durch seine hohe Steuerspannung großes Potential sowohl im Bezug auf Leistungsverträglichkeit wie auch auf Linearität und kann kostengünstig hergestellt werden. Damit ist es hervorragend geeignet sowohl Frequenzagilität als auch die mittlere Effizienz von Leistungsverstärkern zu verbessern.



Kapitel 2

Grundlagen

Es existiert eine Vielzahl verschiedener Verstärkerkonzepte, welche sich sowohl in ihrer Anwendung als auch in ihrer Umsetzung zum Teil erheblich unterscheiden. Die wichtigsten Eigenschaften, welche so auch im Weiteren Verwendung finden, werden hier eingeführt.

2.1 Verstärkergrundlagen

In Verstärkern wird ein leistungsschwaches hochfrequentes Signal mit Hilfe einer Gleichleistung in ein leistungsstärkeres umgewandelt. Dabei treten Umwandlungsverluste in Form von Wärme auf, welche durch ohmsche Verluste in metallischen Leitern, Schaltverluste in Halbleitern sowie durch Fehlanpassung in Netzwerkstrukturen verursacht werden. Ebenso müssen Verzerrungen des Eingangssignal berücksichtigt werden. Daher sind verschiedene Definitionen von Leistung, Verstärkung, Wirkungsgrad und Linearität für die Charakterisierung von Verstärkern relevant.

2.1.1 Leistungsdefinitionen

Die dem Verstärker zugeführte Gleichleistung P_{dc} aus der Drainspannung U_{dd} und dem zugehörigen Drainstrom I_{ds} wird im Betrieb in die Ausgangsleistung P_{out} und Verlustleistung P_{diss} umgesetzt (vgl. (2.1) und (2.2)).

$$P_{dc} = U_{dd} \cdot I_{ds} \quad (2.1)$$

Kapitel 2 Grundlagen

Im Fall von Bipolartransistoren (BJT) ist neben dem Kollektorstrom, dem Äquivalent zum Drainstrom, auch der Basisstrom und zugehörige Basisspannung relevant. Da im Folgenden jedoch High Electron Mobility Transistoren (HEMTs) diskutiert werden, wird weiterhin die Nomenklatur für Feldeffekttransistoren (FETs) verwendet.

$$P_{out} = P_{dc} - P_{diss} + P_{in} \quad (2.2)$$

Damit wird bereits klar, dass jegliche verbrauchte Leistung im Ruhearbeitspunkt reine Verlustleistung darstellt. Im Betrieb wird in einer beliebigen Last Z_{load} , im Falle von Hochfrequenzverstärkern idealerweise rein reell 50Ω , der Wirkanteil der Ausgangsleistung $P_{del,l}$ umgesetzt. Die Ströme I_{in} , I_{out} und Spannungen U_{in} , U_{out} beziehen sich dabei auf Quell- beziehungsweise Lastimpedanz.

$$P_{del,l} = \frac{1}{2} \Re \{ U_{out} \cdot I_{out}^* \} = \Re \left\{ \frac{|U_{out}|^2}{2 \cdot Z_{load}^*} \right\} \quad (2.3)$$

Gleichartig ist auch die Eingangsleistung $P_{del,s}$ aus einer Quelle mit beliebiger Impedanz Z_{src} , im Allgemeinen auch hier 50Ω , definiert.

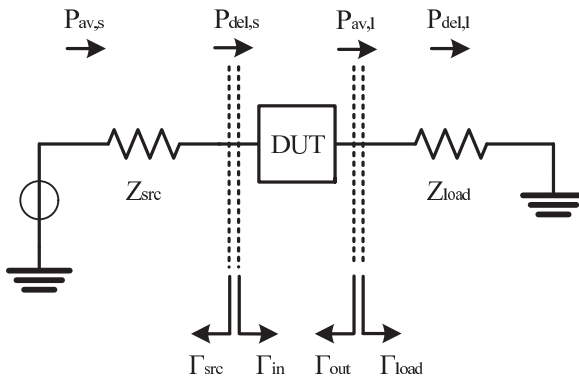


Abbildung 2.1: Leistungen und Reflexionsfaktoren zwischen nicht ideal angepasster Quelle, zu charakterisierendem Prüfobjekt und Last

$$P_{del,s} = \frac{1}{2} \Re\{U_{in} \cdot I_{in}^*\} = \Re\left\{\frac{|U_{in}|^2}{2 \cdot Z_{in}^*}\right\} \quad (2.4)$$

Sowohl im Falle der Eingangsleistung als auch der Ausgangsleistung sind die verfügbare Leistung und die umgesetzte beziehungsweise eingespeiste Leistung zu unterscheiden (siehe Abbildung 2.1). Bei idealer Anpassung entspricht die verfügbare Eingangsleistung aus der Quelle $P_{av,s}$ der dem Verstärker zugeführten Eingangsleistung $P_{del,s}$ (vgl. (2.5)). Auch die in der Last umgesetzte Leistung ist bei Anpassung gleich oder bei Fehlanpassung geringer als die am Ausgang des Transistors verfügbare Ausgangsleistung $P_{av,l}$ (vgl. (2.6)).

$$P_{av,s} \geq P_{del,s} \quad (2.5)$$

$$P_{av,l} \geq P_{del,l} \quad (2.6)$$

2.1.2 Verstärkungsdefinitionen

Eine gebräuchliche Definition für die Verstärkung ist die Leistungsverstärkung G_P , welche sich aus dem Quotienten von (2.3) und (2.4) ergibt (siehe [10]). Diese ist eine Funktion der Lastimpedanz Z_{load} , jedoch ist sie unabhängig von der Quellimpedanz Z_{src} .

$$G_P = \frac{P_{del,l}}{P_{del,s}} \quad (2.7)$$

Zieht man die verfügbare Quellenleistung $P_{av,s}$ zur Bestimmung der Verstärkung heran, ergibt sich die Übertragungsleistungsverstärkung G_T (vgl. (2.8)). Diese wird häufig verwendet, da sich die verfügbare Leistung einer Quelle $P_{av,s}$ leichter bestimmen lässt als die dem Verstärker zugeführte Leistung $P_{del,s}$.

$$G_T = \frac{P_{del,l}}{P_{av,s}} \quad (2.8)$$

Kapitel 2 Grundlagen

Die Übertragungsleistungsverstärkung ist also von der Lastimpedanz Z_{load} und der Quellimpedanz Z_{src} abhängig. Nur im Falle von konjugiert komplexer Anpassung der Quellimpedanz und Eingangsimpedanz des Verstärkers, also Eingangsleistungsanpassung, gleichen sich G_T und G_P .

$$G_P = G_T \Big|_{Z_{in}=Z_{src}^*} \quad G_P > G_T \Big|_{Z_{in} \neq Z_{src}^*} \quad (2.9)$$

Weiterhin ist auch die verfügbare Leistungsverstärkung G_A (engl. available gain) in der Literatur üblich [10]. Diese ist von der Quellimpedanz Z_{src} , jedoch nicht von der Lastimpedanz Z_{load} abhängig. Im Falle von Leistungsanpassung am Ausgang wird die Übertragungsleistungsverstärkung G_T gleich der verfügbaren Leistungsverstärkung G_A .

$$G_A = \frac{P_{av,l}}{P_{av,s}} \quad (2.10)$$

$$G_A = G_T \Big|_{Z_{out}=Z_{load}^*} \quad G_A > G_T \Big|_{Z_{out} \neq Z_{load}^*} \quad (2.11)$$

Für den Fall eingangs- und ausgangsseitiger Leistungsanpassung kann aus (2.9) und (2.11) entnommen werden, dass G_T , G_P und G_A sich gleichen. Dieses Maß wird als maximal verfügbare Leistungsverstärkung $G_{T,max}$ bezeichnet. $G_{T,max}$ wird im stabilen Bereich auch *MAG* genannt. *MSG* ist dagegen für potenziell instabile Zustände definiert.

$$G_{T,max} = G_A = G_P = G_T \Big|_{Z_{out}=Z_{load}^*, \quad Z_{in}=Z_{src}^*} \quad (2.12)$$

Eine auf Streuparametern basierte Beschreibung der maximal verfügbaren Leistungsverstärkung findet sich in Anhang A.

2.1.3 Grenzfrequenzen

Für die Bewertung des Einsatzbereiches von Transistoren über der Frequenz können aus der Kenntnis der Verstärkung verschiedene Grenzfrequenzen definiert werden.

Diese hängen maßgeblich vom Halbleitermaterial und der Transistortechnologie, aber auch von der Transistorgröße und dem gewählten Arbeitspunkt ab.

Die maximale Schwingfrequenz f_{max} eines Transistors ist definiert an dem Frequenzpunkt, an dem MAG auf Eins gefallen ist. Gängig ist die Extrapolation der Steigung von Streuparametermessungen über den aufgenommenen Frequenzbereich hinaus, bis f_{max} erreicht ist, da die Messung in hohen Frequenzbereichen teils mit extremem Aufwand verbunden ist. Über der Frequenz betrachtet kommt, neben der allseitigen Anpassung, auch die Forderung nach Stabilität, wie in Abschnitt 2.2 behandelt, zum Tragen.

$$f_{max} = f \Big|_{MAG=1} \quad (2.13)$$

Die Transitfrequenz f_T beschreibt den Frequenzpunkt, an dem der Betrag der Kleinsignalstromverstärkung $H(21)$ auf Eins abgesunken ist [11]. Auch hier werden gern Streuparametermessungen verwendet, welche anschließend extrapoliert werden (siehe Anhang A).

$$f_T = f \Big|_{\left| \frac{i_d}{i_g} \right|=1} \quad (2.14)$$

2.1.4 Wirkungsgraddefinitionen

Ein niedriger Wirkungsgrad bedeutet nach (2.2) eine hohe Verlustleistung. Diese wiederum zieht einen hohen Aufwand für Kühlung nach sich und wirkt sich negativ auf die Lebensdauer der Halbleiterbauteile aus. Die verbreitetste Definition des Wirkungsgrades ist der Drainwirkungsgrad η .

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (2.15)$$

Der Drainwirkungsgrad zeigt jedoch ein etwas idealisiertes Bild auf. Für Verstärker mit geringer Leistungsverstärkung trägt auch die zugeführte Eingangsleistung erheblich zur Energiebilanz bei. Daher berücksichtigt der Leistungswirkungsgrad

Kapitel 2 Grundlagen

(engl. power added efficiency) *PAE* neben der zugeführten Gleichleistung auch die Eingangsleistung.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} = \frac{P_{out} - \frac{P_{out}}{G}}{P_{dc}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.16)$$

Neben der *PAE* beschreibt auch der Gesamtwirkungsgrad η_{oa} die Effizienz unter Berücksichtigung der Eingangsleistung, dieser wird jedoch seltener verwendet.

Für Verstärker mit sehr hoher Verstärkung G lassen sich (2.15) und (2.16) annähernd gleich annehmen. Betrachtet man den Verlauf des Drainwirkungsgrads η über der Eingangsleistung, stellt man fest, dass η für hohe Leistungen sättigt. Wird die Leistung weiter erhöht, geht zunehmend Leistung auf die Harmonischen über. Aufgrund der Verstärkungskompression (siehe 2.3.1) bei steigender Leistung, welche bei GaN-HEMTs besonders ausgeprägt ist, nimmt die *PAE* nach Einsetzen der Sättigung von η wieder ab.

Für mehrstufige Verstärker muss die Gleichleistung aller Stufen in die Wirkungsgradberechnung einfließen.

$$\eta_{tot,n} = \frac{P_{out}}{P_{dc,1} + P_{dc,2} + \dots + P_{dc,n}} \quad (2.17)$$

Zieht man den Einfluss der Verstärkung jeder einzelnen Verstärkerstufe in (2.17) in Betracht, so ergibt sich für einen zweistufigen Verstärker folgender Gesamtwirkungsgrad:

$$\eta_{tot,2} = \frac{P_{out}}{P_{dc,1} + P_{dc,2}} = \frac{P_{out}}{\frac{P_{out}}{G_2 \eta_1} + \frac{P_{out}}{\eta_2}} = \frac{1}{\frac{1}{G_2 \eta_1} + \frac{1}{\eta_2}}. \quad (2.18)$$

Der Gesamtwirkungsgrad eines mehrstufigen Verstärkers, wie am Beispiel mit zwei Stufen in (2.18) gezeigt, wird also von der Endstufe dominiert, da neben dem Endstufenwirkungsgrad η_2 auch dessen Verstärkung G_2 Eingang in den Gesamtwirkungsgrad findet. Entsprechend kann man auch für den Leistungswirkungsgrad zweier Stufen vorgehen.