

Beiträge aus der Elektrotechnik

**Jan Dirk Leufker**

**Schaltungen und Systeme für die  
drahtlose Datenübertragung im  
Millimeterwellenbereich**

 VOGT

Dresden 2017

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek  
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der  
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im  
Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek  
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche  
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the  
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2017

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation  
„Schaltungen und Systeme für die drahtlose Datenübertragung im  
Millimeterwellenbereich“ von Jan Dirk Leufker überein.

© Jörg Vogt Verlag 2017  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-020-9

Jörg Vogt Verlag  
Niederwaldstr. 36  
01277 Dresden  
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921  
Telefax: +49-(0)351-31403918  
e-mail: [info@vogtverlag.de](mailto:info@vogtverlag.de)  
Internet : [www.vogtverlag.de](http://www.vogtverlag.de)



# Schaltungen und Systeme für die drahtlose Datenübertragung im Millimeterwellenbereich

Jan Dirk Leufker

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktoringenieurs**

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. C. G. Mayr

Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. F. Ellinger  
Prof. Dr.-Ing. H. Schumacher

Tag der Einreichung: 21. März 2017

Tag der Verteidigung: 03. August 2017



# KURZFASSUNG

In dieser Arbeit wird der systematische Entwurf von integrierten Leistungsverstärkern und Modulatorschaltungen für Frequenzen um 60 GHz und 180 GHz aufgezeigt. Hauptaugenmerk liegt zunächst auf der Modellierung und Simulation der nötigen Leitungs- und Metallverbindungsstrukturen. Dabei werden unterschiedliche Simulatoreinstellungen eines einzelnen EM-Simulationsprogramms untersucht sowie mehrere Simulationsprogramme unterschiedlicher Hersteller verglichen. Für den Vergleich dieser Simulationsergebnisse mit den Messergebnissen von gefertigten Teststrukturen werden weiterhin zwei verschiedene Extraktionsverfahren (sog. Deembedding-Methoden) theoretisch untersucht, verglichen und auf die Messdaten angewendet.

Die Kaskodeschaltung bildet die Grundlage aller vorgestellten Leistungsverstärker. Durch Anwendung von drei unterschiedlichen Methoden und deren Vergleich wird die Kaskodeschaltung in der jeweils genutzten Technologie untersucht. Daraus ergibt sich die optimale Lastimpedanz für einen maximalen 1 dB-Kompressionspunkt. Durch die Verwendung mehrstufiger Anpassnetzwerke basierend auf den zuvor erstellten Leitungsmodellen bzw. eines Transformators wird zusätzlich eine hohe 3 dB-Bandbreite erreicht.

Unter Zuhilfenahme bereits vorhandener Komponenten und der vorgestellten Leistungsverstärker werden der Entwurf und die Inbetriebnahme von mehreren PCB-Sendermodulen für das Quadraturphasenmodulationsverfahren vorgestellt. Einzelne Aspekte dieses speziellen Entwurfs, wie die IC-PCB-Schnittstelle, werden mithilfe von Einzelmessungen und entsprechenden Modellierungen näher untersucht.

Die vorgestellten integrierten Modulatorschaltungen sind als Alternative zum zuvor beschriebenen System für den Einsatz in einem System basierend auf dem Ein-Aus-Modulationsverfahren konzipiert. Zum einen wird das Prinzip des geschalteten Oszillators aufgegriffen, um die Systemkomplexität weiter zu verringern. Zum Anderen wird ein kompensierter Modulator auf Grundlage der Gilbertzelle vorgestellt.

# ABSTRACT

In this thesis, the systematic design of integrated power amplifiers and modulator circuits for frequencies around 60 GHz and 180 GHz is shown. First, the main attention is focused on modelling and simulation of line and metal structures needed in general in all presented designs. Several settings of one specific EM-simulation-program are investigated as well as programs of different vendors are compared to each other. To be able to compare these simulation results with corresponding measurement results, two deembedding-methods are investigated and applied on measurement data of fabricated test structures.

All presented power amplifiers are based on the cascode stage which is investigated with respect to its linearity using three different methods. As a result, the optimal output load at maximum 1 dB-compression-point is found. Implementation of multi-stage matching-networks based on the line models described above or transformers enable high 3 dB-bandwidth as well.

Several PCB-transmitter-modules based on quadrature-phase-shift-keying are designed and setup using the power amplifiers out of this thesis and already existing circuits. Individual aspects, e.g. the IC-PCB interface, are presented in more detail supported by dedicated measurement results and models.

The presented integrated modulator circuits can be used in an on-off-keying system. This was chosen as an alternative approach to the previously presented system. The first modulator is based on the principle of switched oscillators to further reduce the system complexity, while the second is using a gilbert cell with compensation structure.

# INHALTSVERZEICHNIS

Kurzfassung	iii
Abstract	iv
Abkürzungen und Symbole	ix
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Systembeschreibung	2
1.2 Frequenznutzung	4
1.3 Leistungsbetrachtung	6
1.4 Topologiewahl	7
<b>2 Integrierte Schaltkreise für QPSK-Sender bei 60 GHz</b>	<b>9</b>
2.1 Halbleitertechnologie	9
2.2 EM-Simulator	9
2.3 Leitungsmodelle	11
2.3.1 EM-Simulation von Leitungsstrukturen	12
2.3.2 Modellverifikation	19
2.4 DAT-Leistungsverstärker	29
2.4.1 Passiver Leistungsteiler	33
2.4.2 Kaskode-Stufe	39
2.4.3 Integrierter Transformator	44
2.4.4 Messergebnisse und Wertung	46
2.5 Weiterentwicklung des DAT-Leistungsverstärkers	51
2.6 Dreistufiger Leistungsverstärker	54
2.7 Vektormodulator	55
2.8 Phasenregelschleife	57
<b>3 Leiterplattenmodule für QPSK-Sender bei 60 GHz</b>	<b>59</b>
3.1 Antenne	59
3.2 Verbinder	59
3.3 PCB-Leitungen	60
3.4 PCB-Balun	63

3.5	Bonddrahtschnittstelle . . . . .	68
3.5.1	Bonddrahtverfahren . . . . .	68
3.5.2	Modellierung von Bonddrähten . . . . .	70
3.5.3	Kompensationsstruktur . . . . .	73
3.6	Gesamtentwurf . . . . .	77
3.7	DC-PCB . . . . .	80
3.8	Statische Verifikation . . . . .	83
3.9	Dynamische Verifikation . . . . .	88
<b>4</b>	<b>Integrierte Modulatorschaltungen für das Ein-Aus-Modulationsverfahren</b>	<b>95</b>
4.1	Motivation . . . . .	95
4.2	Halbleitertechnologie . . . . .	96
4.3	Geschalteter Oszillator als Modulator . . . . .	96
4.3.1	Pulsgenerierung . . . . .	97
4.3.2	Oszillatorschaltung . . . . .	99
4.3.3	Ausgangsstufe . . . . .	102
4.3.4	Simulationsergebnisse . . . . .	103
4.3.5	Einfluss von Pulseinstellungen . . . . .	104
4.3.6	Messergebnisse . . . . .	106
4.4	Kompensierter Modulator . . . . .	111
4.4.1	Funktionsprinzip . . . . .	111
4.4.2	Messergebnisse . . . . .	112
4.5	Stand der Technik und Wertung . . . . .	114
<b>5</b>	<b>Leistungsverstärker im G-Band</b>	<b>117</b>
5.1	Motivation . . . . .	117
5.2	Halbleitertechnologie . . . . .	117
5.3	Entwurf eines G-Band Verstärkers . . . . .	118
5.4	Messergebnisse und Wertung . . . . .	120
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>125</b>
	<b>Anhang</b>	<b>127</b>
A1	Berechnung von Leitungsparametern aus Streuparametern . . .	127



A2	Berechnung der Streuparameter einer Leitung mit der open-short-Methode . . . . .	128
A3	Berechnung der Streuparameter einer Leitung mit der Mehrleiter-Methode . . . . .	130
A4	Berechnung von Mixed-Mode-Streuparametern . . . . .	132
A5	Berechnung der Lastimpedanz nach [24] . . . . .	133
A6	Berechnung der Lastimpedanz nach [25] . . . . .	134
A7	Details weiterentwickelter DAT-Leistungsverstärker . . . . .	135
A8	Details dreistufiger Leistungsverstärker . . . . .	138
<b>Abbildungsverzeichnis</b>		<b>141</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>		<b>151</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>		<b>153</b>
	Eigene Publikationen . . . . .	159
<b>Auszeichnungen</b>		<b>161</b>
<b>Lebenslauf</b>		<b>162</b>



# ABKÜRZUNGEN UND SYMBOLE

## ABKÜRZUNGEN

ADC	Analog-Digital-Wandler
BB	Basisband
BiCMOS	Bipolar- und komplementäre Metall-Oxid-Halbleiter-Technik
BJT	Bipolartransistor
CMOS	komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter
CWA	CoolWirelessAudio
DAC	Digital-Analog-Wandler
DAT	distributed active transformer - verteilte Signalverstärkung und anschließende Summation mittels Transformator
DC	statisch, Gleichstrom, -spannung
EM	elektromagnetisch, Elektromagnetismus
FPGA	im Feld programmierbare (Logik-) Gatter-Schaltung
GaAs	Galliumarsenid
GF	Globalfoundries
HBT	Heterobipolartransistor
HF	Hochfrequenz
IC	integrierte Schaltung
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Schnittstelle
IHP	Leibnitz-Institut für innovative Mikroelektronik
LO	lokaler Oszillator
LP	low-power
LT	Leistungsteiler
MIM	Metall-Isolator-Metall
MOS	Metall-Oxid-Halbleiter
OOK	Ein-Aus-Modulationsverfahren
PA	Leistungsverstärker
PDK	Prozessbeschreibung
PLL	Phasenregelschleife
PRBS	pseudozufallsverteilter Bitstrom
QPSK	Quadraturphasenmodulationsverfahren
RX	Empfänger
SiGe	Silizium-Germanium

SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
Sonnet	Sonnet Suites
TL	Signalleitung
TX	Sender
VBIC	Vertical Bipolar Inter-Company - Modell-Standard zur Beschreibung von Bipolartransistoren
VM	Vektormodulator
WLAN	lokales Drahtlosnetzwerk
WNoC	drahtloses Netzwerk auf einem Chip
WPAN	Kurzstreckendrahtlosnetzwerk
XTL	Schwingquarz

## **SYMBOLLE**

$A$	Amplitude / Betrag
$a$	Längenangabe
$a'$	Dämpfungsbelag
$\beta$	Phasenkonstante
$BW$	Bandbreite
$C$	Kapazität
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$\epsilon$	Permittivität
$f$	Frequenz
$G$	Verstärkung
$G$	Massepad
$g$	Kleinsignalleitwert
$g_m$	Steilheit eines Transistors
$h$	Höhenangabe
$I$	Strom
$i$	Kleinsignalstrom
$i$	Zählvariable
$I$	Inphasenkomponente eines I-Q-Signals
$J$	Stromdichte
$L$	Induktivität
$l$	Längenangabe
$\lambda$	Wellenlänge

---

M	Bezeichner für MOS-Transistoren
<b>M</b>	komplexwertige Matrix
$\mu$	Permeabilität
$n$	Variable zur Angabe von Anzahlen
$\omega$	Kreisfrequenz
$P$	Leistung
P	Versorgungsspannungspad
PAE	Effizienzangabe
Q	Bezeichner für BJT
Q	Quadraturkomponente eines I-Q-Signals
R	ohmscher Widerstand
$r$	Kleinsignalwiderstand
S	Streuparameter
S	(digitales) Signal
S	(HF-) Signalpad
s	Abstand
t	Schichtdicke
t	Zeitvariable
$\tau$	Zeitkonstante
U	Spannung
u	Kleinsignalspannung
w	Weite
$\underline{Y}$	komplexwertige Admittanz
$\underline{Z}$	komplexwertige Impedanz

Beinhaltet der Index eines Symbols den Zusatz „dB“; so wird an dieser Stelle das logarithmische Maß verwendet. Für Leistungsangaben gilt:

$$P_{\text{dB}} = 10 \lg \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \text{ dBm}$$

Um die Lesbarkeit von Abbildungen (und Formeln) zu erleichtern, werden diese Symbole analog zu anderen Symbolen auf ihre Maßeinheit „dB“ bzw. „dBm“ normiert.



# 1 EINFÜHRUNG

Lösungsstrategien für die Herausforderungen der Zukunft setzen in vielen Fällen auf die drahtlose Verbindung zwischen Geräten des täglichen Gebrauchs und der Interaktion mit deren Nutzern. So sollen Autos mehr Sicherheit im Straßenverkehr durch autonomes und vernetztes Fahren ermöglichen oder Spielkonsolen mehr Spaß durch verzögerungsarme Interaktionen versprechen. Sowohl die Teilnehmerzahl (Geräte, Sensoren, Nutzer) als auch die Datenmenge in den Netzwerken, dem sogenannten „taktilem Internet“, wächst demnach beständig. Während durch den Mobilfunk Verbindungen für mittlere bis weite Entfernungen bei moderaten Datenmengen hergestellt werden können, müssen lokale Drahtlosnetzwerke (WLAN und WPAN) den Austausch von hohen Datenraten auf kurzen Entfernungen ermöglichen. Abbildung 1.1 zeigt eine Übersicht der verschiedenen Standards zur Regulierung von überwiegend drahtlosen Kommunikationssystemen und die entsprechenden maximale Datenrate als zeitlichen Trend. Die kommenden Generationen

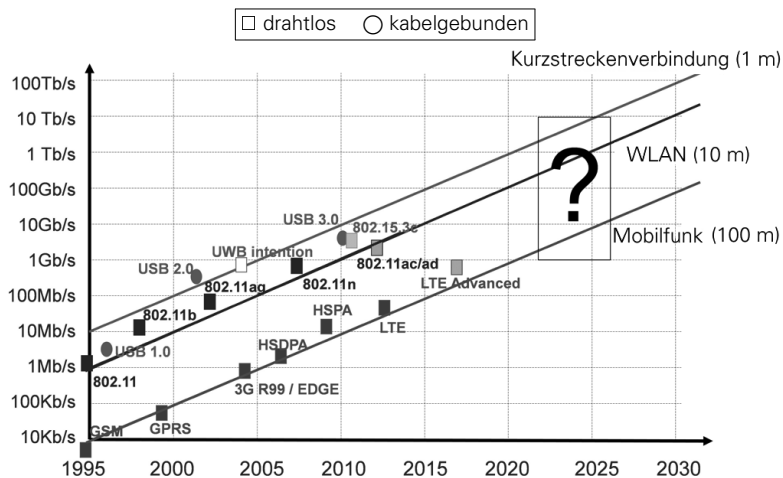


Abbildung 1.1: Übersicht verschiedener Standards und deren mögliche Datenrate [1]

von WLAN werden laut Herstellern wie Huawei oder Ericsson im Frequenzbereich bis 300 GHz arbeiten [2]. Um den Anforderungen gerecht zu werden, müssen aktuelle Techniken verbessert und neue Technologien erforscht werden. Dementsprechend untersuchen abgeschlossene wie aktuelle Forschungsprojekte Techniken zur drahtlosen Kommunikation im Millimeterwellenbereich, um die Entwicklung der dafür notwendigen Systeme zu ermöglichen. Des Weiteren drängen seit Anfang 2016 bereits Geräte auf den Markt, die erste Erkenntnisse der Drahtloskommunikation im Bereich von 60 GHz aus diesen Arbeiten nutzen und dem neuesten WLAN-Standard entsprechen [3].

Gegenstand dieser Arbeit sind Schaltungen und Systeme zur drahtlosen Datenübertragung im Millimeterwellenbereich. So befassen sich die Abschnitte 2 bis 4 mit dem Entwurf von Komponenten eines Senders, welcher im Bereich von 60 GHz arbeitet, während in Abschnitt 5 die vorgestellten Techniken bei einem Leistungsverstärker für den Frequenzbereich um 180 GHz angewendet werden.

### 1.1 SYSTEMBESCHREIBUNG

Die in den Abschnitten Abschnitt 2 und 3 dieser Arbeit beschriebenen integrierten Schaltungen (IC) und Leiterplattenmodule (PCB) wurden im Rahmen des Forschungsverbundprojekts „CoolWirelessAudio“ (CWA) als Teil des Themenfelds „Kommunikationssysteme“ im „CoolSilicon“-Cluster entwickelt [4]. Kernziel des Projekts war die drahtlose Übertragung von Audiodaten in hoher Qualität mit geringer Latenz. Dazu sollte eine hohe Anzahl an unabhängigen und unkomprimierten Audiokanälen (etwa 100) im 60 GHz-Bereich über eine Sichtfunkverbindung mit einer Reichweite von bis zu 30 m übertragen werden können. Das Anwendungsszenario für diesen Fall könnte eine Konzertveranstaltung, wie in Abbildung 1.2 dargestellt, sein. Zur Zeit wichtige Kabelverbindungen zwischen Technikbereich und Bühne müssten so nicht mehr aufwändig durch den Zuschauerbereich geführt werden. Auch die Prüfung der Verkabelung reduziert sich auf ein Minimum. Die Antennen, welche in diesem Szenario zum Einsatz kommen, dürfen eine relativ hohe Direktivität aufweisen, da eine direkte Sichtfunkverbindung nahezu garantiert werden kann und



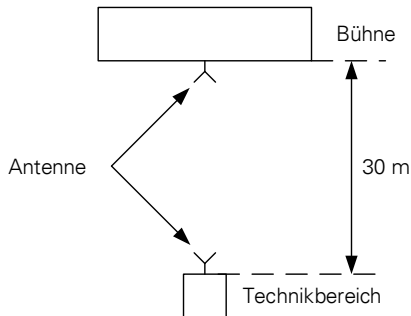


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung eines Anwendungsszenarios

dementsprechend eingerichtet und kalibriert werden kann.

Als Alternative würde sich ein solches System auch in einem professionellen Musikstudio oder in einem Konferenzsaal eignen. Die Reichweite zwischen Sender und Empfänger dieses Systems verringert sich in diesem Fall auf wenige Meter, da Objekte direkt zwischen Sender und Empfänger vorhanden sein könnten. Die verwendete Antenne muss dementsprechend eine geringere Richtcharakteristik aufweisen, um eine Kommunikation zwischen Sender und Empfänger gewährleisten zu können. Auch in diesem Anwendungsfall verringert sich die Anzahl der notwendigen Kabelverbindungen und damit der Wartungsaufwand.

Für alle Szenarien wird eine Vielzahl von unkomprimierten Audiokanälen angenommen; einerseits, um die ursprüngliche Audiosignalqualität beibehalten

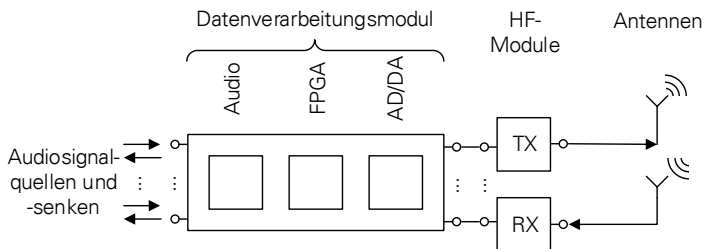


Abbildung 1.3: Überblick CWA-Systemaufbau

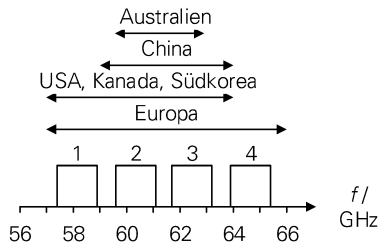


Abbildung 1.4: Regionale lizenzfreie Frequenznutzung mit Kanaleinteilung

zu können und andererseits, um die Latenz zwischen Audioquelle und Audioempfänger niedrig zu halten, welche durch Signalverarbeitungsalgorithmen im Basisband hervorgerufen werden könnte. Diese Audiokanäle werden zu einem Datenkanal gebündelt. Aufgrund der generell hohen verfügbaren Bandbreite im 60 GHz-Bereich wurde die Datenkanalbandbreite für dieses System auf 1 GHz festgelegt. Optional sollte es auch möglich sein, mehrere verschiedene Datenkanäle zu nutzen, um den Betrieb mehrerer simultan arbeitender Systeme zu ermöglichen.

Die notwendige digitale Signalverarbeitung findet auf einem vom Projektpartner IMM entworfenem und vom weiteren Projektpartner Freedality programmiertem FPGA-Modul statt. Die Schnittstelle zwischen den analogen Hochfrequenzmodulen und dem FPGA bilden zwei ADCs/DACs als Teil des FPGA-Moduls. Abbildung 1.3 zeigt ein Blockdiagramm des vollständigen Systemaufbaus. Die Auswertung des Gesamtsystems ist jedoch nicht Gegenstand dieser Arbeit.

## 1.2 FREQUENZNUTZUNG

Die lizenzfreie Nutzung des Frequenzbereichs um 60 GHz ist regional unterschiedlich geregelt und unterteilt. Abbildung 1.4 zeigt eine entsprechende Übersicht der Regionen und der jeweils nutzbaren Kanäle. Die Details bezüglich Leistungsspektren, maximaler Ausgangsleistung und ähnlichem sind unter anderem im IEEE-Standard 802.11 ad festgelegt [5]. Der Systemansatz im CWA-Projekt ist bezüglich Mittenfrequenz und Bandbreite dementsprechend kompatibel zu den jeweiligen Regularien.

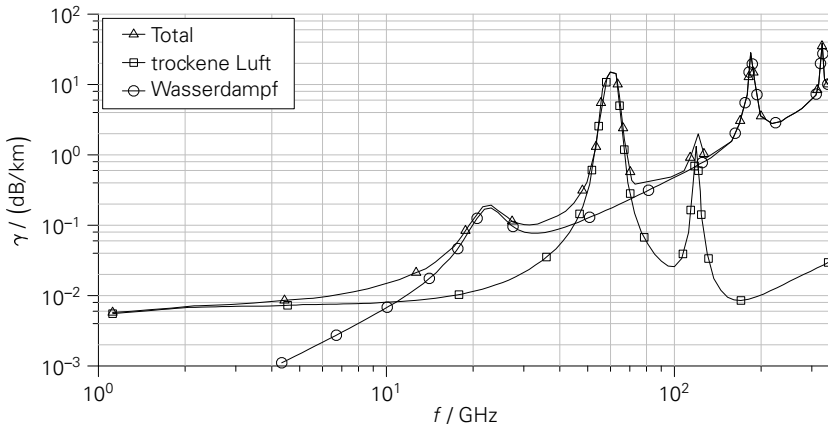


Abbildung 1.5: Spezifische Freiraumdämpfung  $\gamma$  hervorgerufen durch atmosphärische Gase nach [7];  $G_{O_2, dB}(f_c = 60 \text{ GHz}) = -\gamma(f_c = 60 \text{ GHz}) \approx -15 \text{ dB/km}$

## FREIRAUMDÄMPFUNG UND ABSORPTION

Die Freiraumdämpfung gibt den Verlust des Signalpegels im freien Raum in Abhängigkeit der Frequenz und des Abstandes zum Sender an und ist in [6] wie folgt definiert:

$$G_{\text{Luft}, dB} = -20 \lg \left( \frac{4\pi df}{c} \right) \text{ dB} \quad (1.1)$$

Zusätzlich zur Freiraumdämpfung tritt in der Praxis eine spezifische Freiraumdämpfung  $\gamma$  auf, welche durch atmosphärische Gase hervorgerufen wird. Abbildung 1.5 zeigt  $\gamma$  in Abhängigkeit der Frequenz  $f$  für trockene Luft und Wasserdampf normiert auf 1 km Entfernung. Beide Anteile der Freiraumdämpfung sind bei der Konzeptionierung eines drahtlosen Kommunikationssystems zu beachten und geben Aufschluss auf Systemparameter unter bestimmten Rahmenbedingungen. Für das CWA-System berechnen sich die Anteile zu:

$$G_{\text{Luft}, dB} \approx -98 \text{ dB} \quad G_{O_2, dB} = -\gamma \approx -0,5 \text{ dB} \quad (1.2)$$

Aufgrund der geringen Reichweite von maximal 30 m ist der Anteil der spezifischen Freiraumdämpfung zu vernachlässigen. Allein die Mittenfrequenz des Systems ist in diesem Fall entscheidend für die Freiraumdämpfung.

### 1.3 LEISTUNGSBETRACHTUNG

Zur weiteren Planung des Gesamtsystems wurden die Leistungspegel der Übertragungstrecke näher betrachtet. Dazu wurde angenommen, dass das Signal-zu-Rausch-Verhältnis  $SNR_{ADC}$  am ADC etwa 15 dB betragen muss, damit eine effiziente Signalverarbeitung im FPGA-Modul durchgeführt werden kann. Die Rauschzahl  $NF_{RX}$  des Empfängers wurde mit 10 dB angesetzt. Ausschlaggebend auf der Empfängerseite ist dann noch der Rauschpegel, welcher durch das thermische Rauschen hervorgerufen wird. Er beträgt

$$N_{th,25^\circ C,dB} = 10 \lg \left( \frac{k_B T}{1 \text{ mW}} \right) \text{ dBm} + 10 \lg \left( \frac{\Delta f}{1 \text{ Hz}} \right) \text{ dB} \approx -84 \text{ dBm} \quad (1.3)$$

mit der Boltzmannkonstante  $k_B$ , der absoluten Temperatur  $T$  und der Kanalbandbreite  $\Delta f$ . Die minimale Eingangsleistung am Empfänger beträgt demnach

$$P_{e,min,dB} = N_{th,25^\circ C,dB} + SNR_{ADC,dB} + NF_{RX,dB} \approx -59 \text{ dBm} \quad (1.4)$$

und unter Beachtung der zuvor berechneten Freiraumdämpfung kann die minimale Ausgangsleistung  $P_{a,min}$  des Senders und der nötige Antennengewinn  $G_{Ant}$  der HF-Module berechnet werden:

$$P_{a,min,dB} + G_{Ant,TX,dB} + G_{Ant,RX,dB} = P_{e,min,dB} - G_{Luft,dB} - G_{O2,dB} \approx 39,5 \text{ dBm} \quad (1.5)$$

Setzt man nun entsprechend den zuvor beschriebenen Anwendungsszenarien Antennen mit moderaten Antennengewinnen von etwa 10 dBi im CWA-System ein, ergibt sich mit der minimalen Ausgangsleistung des Senders die zentrale Entwurfsgröße dieser Arbeit:

$$P_{a,min,dB} \approx 20 \text{ dBm} \quad (1.6)$$