

1 Einleitung

In der Avionik werden analoge Funksignale schon seit Jahrzehnten zur Kommunikation und Navigation eingesetzt. Dabei existiert zum Schutz der Passagiere ein hoher Anspruch an die Zuverlässigkeit der verwendeten Systeme. So definiert die International Civil Aviation Authority (ICAO) in [1] eine Wahrscheinlichkeit von 3×10^{-9} als akzeptables Risiko für eine schwerwiegenden Fehlfunktion eines bodengestützten Navigationssystems.

Die Dichte aktiver Funksysteme an Bord von Verkehrsflugzeugen nimmt durch die Bereitstellung von Kommunikationsdiensten für die Passagiere aber auch die Nutzung von drahtlosen Sensornetzwerken zu. Gemäß [2] beträgt der Lebenszyklus von Verkehrsflugzeuge 27 Jahre. Bedingt durch diese lange Lebenszeit muss jede neue Funkübertragung an Bord ihre Koexistenz mit bestehenden Systemen nachweisen. Beispiele sind:

- Die im Rahmen der Zulassung von portablen elektronischen Geräten (PEDs) um 2010 durchgeführten Untersuchungen zur Signalausbreitung innerhalb der Flugzeugkabine und des Transferpfades zu den außenliegenden Navigationsantennen [3–10].
- Die Betrachtungen zur Koexistenz des digitalen Kommunikationssystems LDACS mit den Navigationssystemen DME und Tacan [11, 12].
- Das Störpotential zwischen dem sicherheitsrelevanten Radar Höhenmesser und der Maschinenkommunikation WAIC [13–16].
- Die Koexistenz des Radar Höhenmessers mit der im angrenzenden Frequenzband zugelassenen Mobilfunkkommunikation (5G) [17, 18].

Die nachrichtentechnischen Kanaleigenschaften in- und außerhalb des Flugzeugrumpfes sowie die Transferpfaddämpfung durch den Flugzeugrumpf sind abhängig von der Bauform und der Leitfähigkeit der Flugzeughülle. Mit der Energiewende zu einer emissionsfreien Luftfahrt werden für die Energieeffizienz leichtere Verbundmaterialien und veränderte Formen erprobt. Dies soll den Einsatz elektrischer und hybrider Antriebe ermöglichen. Auf Grund der Gefahr von Blitzeinschlägen während des Fluges besitzt jedoch jedes Flugzeug eine leitfähige Hülle. Diese wird entweder durch eine Außenhülle aus Aluminium oder einer leitfähige Struktur

im Verbundwerkstoff realisiert. Somit stellen die Kabine oder auch Kabinenbuchten Hohlraumresonatoren mit stark schwankenden Feldstärken dar. Der Einsatz elektrischer Antriebe und effizienter schnell schaltender Leistungselektronik kann zu zunehmenden Interferenzen in dieser Umgebung führen. Folglich existiert die Notwendigkeit die Zuverlässigkeit von Funksystemen in der wandelnden Avionik zu testen. Die Verfügbarkeit von Flugzeugen als Messumgebung ist allerdings gering und gerade in der Entwicklungsphase nicht gegeben. Die rechnergestützte Simulation der Flugzeugkabine gestaltet sich auf Grund des nicht idealen Hohlraumresonators sowie der unterschiedlichen Größenordnung zwischen dem Volumen und der Wellenlänge als zeitaufwendig. Die Zielsetzung dieser Arbeit ist es daher, Ausbreitungsumgebungen innerhalb der Avionik anhand im Labor verfügbarer Messumgebungen zu modellieren und charakterisieren. Damit soll eine Grundlage für die Betrachtung von Ausbreitungs- und Koexistenzszenarien gelegt werden.

Der erste Teil der Arbeit befasst sich mit der Nachbildung und messtechnischen Charakterisierung der Flugzeugkabine im skalierten Maßstab. Dieser Ansatz ermöglicht die Messung der Kanalimpulsantwort innerhalb eines vereinfachten miniaturisierten Rumpfmmodells. Die Messumgebung wird zunächst charakterisiert und anhand in der Literatur dokumentierter vergleichbarer Messkampagnen in Flugzeugkabinen validiert. Es werden verschiedene Ansätze der messtechnischen Charakterisierung verwendet und verglichen. Abschließend erfolgt die Empfehlung eines Messverfahrens zur Bestimmung eines vereinfachten Modells für die Kanalimpulsantwort.

Der zweite Teil der Arbeit befasst sich mit der Nachbildung der Ausbreitungsumgebung außerhalb des Flugzeugrumpfes. Schwerpunkt ist die Simulation dynamischer Flugszenarien für Empfängertests mit Hilfe digitaler Signalverarbeitung. Dafür wird die flexible Funksignalsynthese mittels SDR verwendet und im Rahmen dessen die inhärente Problematik der verschiedenen Zeitskalen des Übertragungsverfahrens und der Ausbreitungsumgebung thematisiert. Ziel ist die Charakterisierung des Einflusses der Empfangsseitigen Verarbeitung des anliegenden Signals auf die Bewertung einer Störung. Dies wird anhand der Variation der Empfangsparameter eines kommerziellen Navigationsempfängers gezeigt.

Die primäre Zielsetzung der Arbeit ist die Validierung verfügbarer Messumgebungen und Methoden zur Nachbildung der charakteristischen Ausbreitungsumgebungen in der Avionik. Abschließend wird allerdings auch die Übertragung der Mess- und Simulationsprinzipien auf weitere Fragestellungen mit einer großen Differenz zwischen der Größenordnung der Abtastschritte und dem gesamten Lösungsraum diskutiert.

2 Grundlagen der Funkübertragung

In diesem Kapitel werden die für diese Arbeit relevanten Grundlagen der Funkübertragung erläutert. Eine umfassende Bewertung der Übertragungsqualität ist nur bei Betrachtung des Gesamtsystems möglich. Zur iterativen Beschreibung der Einflussfaktoren wird im Folgenden der reine Funkkanal durch Teile der Signalkette im Transceiver zu abschnittswisen Kanaldefinitionen erweitert. Diese bilden die Struktur zur Einteilung in die folgenden Abschnitte. Im ersten werden die Grundlagen der Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle sowie der messtechnischen Charakterisierung und Modellierung einer Ausbreitungs Umgebung erläutert. Im zweiten Abschnitt werden für die Qualität der Übertragung relevante Empfängerkomponenten und aus ihren Charakteristika resultierende Effekte grundlegend beschrieben. Abschließend werden die in dieser Arbeit betrachteten Übertragungsverfahren vorgestellt.

2.1 Kanaldefinitionen anhand der Signalkette

Die grundlegende Signalkette jeder Funkübertragung besteht aus einem Sender (engl. Transmitter) und einem Empfänger (engl. Receiver) s. Abb. 2.1. Diese sind über Antennen mit dem Funkkanal verknüpft.

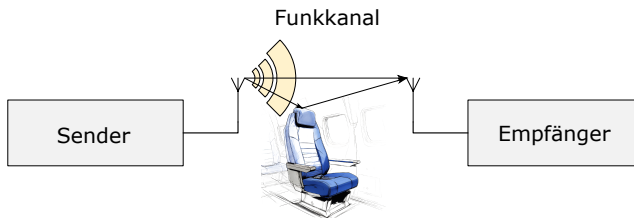


Abbildung 2.1: Vereinfachte Darstellung der grundlegenden unidirektionalen Funkstrecke

In dieser einfachsten Form ist die Übertragung zunächst nur vom Sender zum Empfänger (unidirektional) definiert. Bei bidirektionaler Übertragung werden Sende- und Empfangsfunktionen in einem Gerät, dem Transceiver, zusammengefasst. Bei zeitgleichem Senden und Empfangen arbeiten Ein- und Ausgangspfade parallel, d.h. im Duplex Betrieb. Da der grundlegende Aufbau des Senders und Empfängers spiegelsymmetrisch ist, wird zunächst der Transceiver betrachtet, bevor am Ende des Kapitels Empfängereffekte fokussiert werden.

Eine Bewertung der Übertragungsqualität einer Funkübertragung auf Grundlage der reinen Wellenausbreitung ist nicht in allen Fällen aussagekräftig. So kann auch wenn ein Signalstörabstand engl. Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) einen störungsfreien Betrieb erlaubt eine hohe Amplitude des störenden Signals zur Sättigung des Empfängers führen. Abhängig vom Start- und Endpunkt der Betrachtung in der Signalkette des Transceivers definiert [19] verschiedene Kanaldefinitionen s. Abb. 2.2.

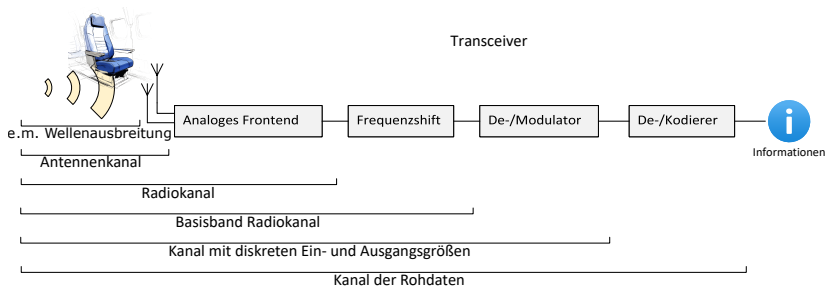


Abbildung 2.2: Abgrenzung verschiedener Kanaldefinitionen nach [19]

Die **elektromagnetische Wellenausbreitung** in Abschnitt 2.2 wird anhand der Lösung der Wellengleichungen unter den Randbedingungen der Ausbreitungs Umgebung beschrieben. In dem Anwendungsfall der Funkübertragung können meist Fernfeldbedingungen angenommen und damit die Signalerzeugung vernachlässigt werden. Durch die Superposition zeitharmonischer ebener Wellen lassen sich verschiedene Signalformen und Ausbreitungsbedingungen abbilden. Zu den Effekten der Wellenausbreitung gehören auch die Mehrwegeausbreitung und der Doppler Effekt. Diese werden im Rahmen der Arbeit allerdings bezogen auf die Sende- und Empfangsantenne betrachtet. Daher erfolgt die Definition im Rahmen des Antennenkanals.

Der **Antennenkanal** in Abschnitt 2.3 bezieht die Übertragungseigenschaften der Antennen am Aus- und Eingang des Transceivers in die Kanaldefinition ein. Nichtlinearitäten in dem Nachrichtenkanal entstehen vor allem durch die nicht linearen Eigenschaften des analogen Frontends des Transceivers [20]. Dieses übernimmt die Aufbereitung des digital modulierten Signals in eine übertragbare analoge Signalform. Der Einfluss des analogen Frontends wird bei der Betrachtung des **Radiokanals** in Abschnitt 2.5 berücksichtigt.

Der **Kanal mit diskreten Ein- und Ausgangsgrößen** in Abschnitt 2.6 beinhaltet die Übertragung digitaler Signale und schließt zusätzlich die De-/Modulation im Basisband ein. Die Abgrenzung zum Radiokanal ist durch die Position des Analog Digital Wandler engl. analog digital converter (ADC) in der Signalkette definiert. Diese variiert abhängig von der Architektur des Transceivers (s. Abschnitt 2.5). Die komplette Signalkette der Informationsübertragung wird im **Rohdatenkanal** berücksichtigt.

Die Grundlagen gliedern sich anhand dieser Definitionen in die folgenden Teile, die sich auch in den Themenschwerpunkten der Arbeit wieder finden:

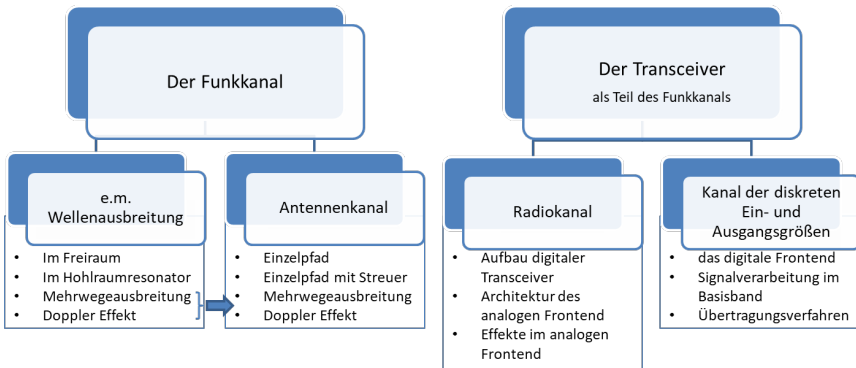


Abbildung 2.3: Übersichtsgrafik der Einteilung der Grundlagen

Im ersten Teil (Abschnitte 2.2 bis 2.4.2) erfolgt die Beschreibung relevanter Eigenschaften des Funkkanals beginnend mit der Herleitung der grundlegenden Feldbeschreibung einer ebenen Welle in Abschnitt 2.2. Anhand dieser wird die Ausbreitung einer einzelnen ebenen Welle ohne und mit Streuer unter Berücksichtigung grundlegender Antennencharakteristika in Abschnitt 2.3 beschrieben. Es folgt die Erweiterung auf viele Streuer und dynamische

Ausbreitungseffekte. Auf die Modellierung und messtechnische Charakterisierung des Mehrwegekanals wird nachfolgend (in Abschnitt 2.4.1 und Abschnitt 2.4.2) eingegangen. Im Rahmen der Modellierung der Kanalimpulsantwort wird eine möglichst geringe Anzahl von Kenngrößen identifiziert, die unterschiedliche Effekte in Übertragungskanälen möglichst universell beschreiben. Diese werden mittels der messtechnischen Charakterisierung bestimmt (s. Abschnitt 2.4.2).

Anhand relevanter Komponenten der Transceiver und verwendeter Übertragungsverfahren werden im 2. Teil (Abschnitte 2.5 bis 2.7) mögliche Effekte, die aus den Eigenschaften des Übertragungssystem und der Übertragungs Umgebung resultieren, erläutert. Im Zuge dessen werden auch hier auf Kenngrößen zur Bewertung und Modellierung des Transceivers eingegangen. Abschließend werden die in dieser Arbeit betrachteten Übertragungsverfahren (Abschnitt 2.8) vorgestellt.

2.2 Die elektromagnetische Wellenausbreitung

Wie eingangs erläutert, kann eine Beschreibung der elektromagnetischen Wellenausbreitung durch die Auswertung der Wellengleichungen unter Berücksichtigung der gegebenen Randbedingungen gewonnen werden. Diese Wellengleichung leitet sich wie folgt aus den Maxwellgleichungen ab. Die lokal gültigen dynamischen Maxwellgleichungen unter Annahme isotroper und linearer Materialparameter μ und ϵ können mit Hilfe der konstitutiven Gleichungen formuliert werden zu [21, 22]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad \text{Faradaysches Induktionsgesetz,} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{Maxwell Amperesches Gesetz.} \quad (2.2)$$

Unter Vernachlässigung der Erregung der Felder ($\vec{J} = 0$) und der Annahme eines divergenzfreien Raumes ergeben sich die voneinander entkoppelten Wellengleichungen für das elektrische und magnetische Feld. Durch nochmalige Rotationsbildung und wechselseitiges Einsetzen der Ausgangsgleichungen ergibt sich:

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad \text{und} \quad \nabla^2 \vec{H} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0. \quad (2.3)$$

Die einfachste Lösung der Wellengleichungen resultiert für die Ausbreitung einer ebenen Welle in eine Raumrichtung im Freiraum. Dabei definiert der Wellenvektor $\vec{k} = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \vec{e}_k$ die Ausbreitungsrichtung. Die Feldkomponenten der ebenen Welle sind nur in der Transversalebene zu $\vec{k}$ vorhanden und bilden mit diesem ein orthogonales Rechtssystem. Die Richtung des E-Feldvektors definiert dabei die Polarisierung der Welle. Der einfachste Fall der konstanten Ausrichtung wird auch lineare Polarisierung genannt. Wellen beliebiger zeitlicher und räumlicher Form können durch die Superposition unendlich ausgedehnter, zeitlich harmonischer Wellen der komplexen Form

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})} \quad \text{und} \quad \vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})} \quad (2.4)$$

am Ort $\vec{r}$ und zur Zeit t modelliert werden. Die Leistungsflussdichte der Welle in Richtung des Wellenvektors wird durch den Poynting Vektor $\vec{S}$ beschrieben, welcher als das Kreuzprodukt des $\vec{E}$ - und $\vec{H}$ -Feldvektors definiert ist [22, 23]. Dieser wird im folgenden Abschnitt zur Beschreibung der Abstrahlung einer Antenne herangezogen.

Im Falle der Wellenausbreitung in einem durch Metall begrenzten Hohlraum bilden sich feste Feldverteilungen (Moden) aus. Deren Resonanzfrequenzen können durch die Lösung der Wellengleichung unter Berücksichtigung der idealisierten metallischen Randbedingungen ermittelt werden. Durch Überlagerung von Wellen, der in Gleichung (2.4) angegebenen Form, können die Moden eines idealen Hohlraumresonators beliebiger Form gefunden werden, sodass das elektrische Feld $\vec{E}_p$ der p -ten Schwingungsmode rein reell ist und seine tangential Komponente auf der Oberfläche des perfekten Leiters verschwindet. Zu jedem Eigenvektor $\vec{E}_p$ der Wellengleichung existiert genau ein Eigenwert k_p des Wellenvektors $\vec{k}$, welcher die Resonanzfrequenz definiert [21, 24].

In nicht idealen Hohlraumresonatoren mit endlich leitfähigen Randbedingungen, Beladung und Öffnungen treten Verluste der im Hohlraumresonator gespeicherten Energie auf. Die Fähigkeit eines Hohlraumresonators, Energie im Wechsel im elektrischen und magnetischen Feld zu speichern wird mit Hilfe seiner Güte Q beschrieben. Die Güte Q des Hohlraumresonators bezogen auf die Mode bei der Kreisfrequenz ω_p ist das Verhältnis der mittleren in einer Periode gespeicherten Energie $\langle W_p \rangle$ zu der mittleren Verlustenergie P_d [24, 25]:

$$Q = \frac{\omega_p \langle W_p \rangle}{P_d}. \quad (2.5)$$

Im Gebiet der Elektromagnetischen Verträglichkeit werden Hohlraumresonatoren als Prüfungsumgebung, Modenverwirbelungskammer (MVK) genannt, eingesetzt. Im Anwendungsfall der MVK werden verschiedene Verfahren zur Änderung der Moden und damit räumlichen Verschiebung der Feldmaxima und -minima im Hohlraumresonator eingesetzt. Unter der Voraussetzung einer hohen Modendichte können auf diese Weise mit einer Frequenz mehrere Moden angeregt werden. Ziel ist ein statistisch gleichförmig verteiltes Feld, welches zur Prüfung der Störfestigkeit und Störaussendung eingesetzt wird. Das statistische Feld ist unter idealen Bedingungen homogen, isotrop sowie zufällig polarisiert. Dies hat den Vorteil, dass ein Prüfling unabhängig von seiner Position oder Ausrichtung aus allen Richtungen mit dem Prüffeld beaufschlagt wird bzw. seine Störaussendung unabhängig von seiner Direktivität empfangen wird.

Aus der Gleichung (2.5) lässt sich die mittlere Leistungsflussdichte im Hohlraum ableiten. Unter der Annahme statistisch gleichförmig verteilter Felder entspricht die mittlere gespeicherte Energie $\langle W_p \rangle$ einer homogenen Energiedichte W multipliziert mit dem Volumen V des Resonators. Die über ein Ensemble an Moden gemittelte Leistungsdichte $\langle S_c \rangle$ innerhalb des Hohlraumresonators entspricht nach [25] der Energiedichte multipliziert mit der

Lichtgeschwindigkeit c und kann mit Gleichung (2.5) ausgedrückt werden zu:

$$\langle S_c \rangle = cWV = \frac{QP_d\lambda}{2\pi V}. \quad (2.6)$$

Die mit einer Antenne empfangene Leistung kann im Folgenden aus der Multiplikation der Leistungsflussdichte mit der effektiven Wirkfläche der Antenne bestimmt werden.

Die Güte eines multimodalen Hohlraumes beliebiger Form des Volumens V kann mit

$$\frac{1}{Q} = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{Q_i} \quad (2.7)$$

unter Berücksichtigung der folgenden Verlustmechanismen abgeschätzt werden [21, 24, 25].

Tabelle 2.1: Formeln zur Abschätzung der Güte eines realen Hohlraumresonators

Güte bezüglich	Formel
des Volumens V ohne Verluste	$Q \approx \frac{16V\pi^2}{\lambda^3} \quad (2.8)$
der Wandverluste durch die endliche Leitfähigkeit der Wandfläche A mit Skintiefe δ	$Q_1 \approx \frac{3V}{2\delta A} \quad (2.9)$
der Absorptionsverluste durch Beladung mit dem ACS $\langle \sigma_{abs} \rangle_\Omega$ gemittelte über alle Einfallswinkel Ω	$Q_2 = \frac{2\pi V}{\lambda \langle \sigma_{abs} \rangle_\Omega} \quad (2.10)$
der Leckverluste durch Öffnungen mit der Fläche A_f	$Q_3 = \frac{8\pi V}{\lambda A_f} \quad (2.11)$
der Antennenverluste durch den Betrieb von Antennen in V mit der Impedanzfehlanpassung m einer verlustlosen Antenne	$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m\lambda^3} \quad (2.12)$

2.3 Der Antennenkanal

Die Freiraumdämpfung nach Friis

Betrachtet wird die in Abb. 2.4 dargestellte Übertragungsstrecke zwischen zwei Antennen im Fernfeld, die zur Vereinfachung in einer Raumrichtung als invariant angenommen wird.

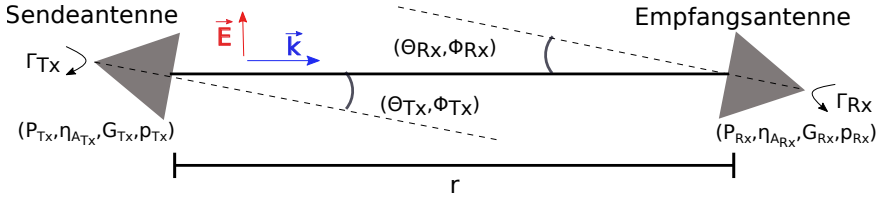


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung der Übertragungsstrecke zwischen zwei Antennen nach [23]

Die Leistungsübertragungsbilanz der Übertragung kann unter Vernachlässigung von Polarisations- und Antennenverlusten mit Hilfe der folgenden Friis Gleichung (2.13) beschrieben werden [23, 26–28]:

$$\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = G_{Tx}(\theta, \phi) G_{Rx}(\theta, \phi) \underbrace{\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2}_{=1/\text{Freiraumdämpfung}}. \quad (2.13)$$

Diese beschreibt das Verhältnis der Empfangsleistung P_{Rx} zur Sendeleistung P_{Tx} . Wobei die Empfangsleistung von einer Antenne mit dem Antennengewinn $G_{Rx}(\theta, \phi)$ im Abstand r empfangen und die gesendeten Leistung von der Sendeantenne mit dem Gewinn $G_{Tx}(\theta, \phi)$ abgestrahlt wird.

Der Gewinn einer Antenne $G_{Antenne}(\theta, \phi)$ definiert ihre radial abgestrahlte Leistungsflussdichte $\vec{S}(r, \theta, \phi)$ bezogen auf die Leistungsflussdichte eines isotropen Kugelstrahlers $\vec{S}_{iso}(r)$. $\vec{S}_{iso}(r)$ ist auf einer Kugelfläche um die Antenne im Betrag konstant und ergibt sich aus der gesamten abgestrahlten Wirkleistung P_S verteilt über die Kugelfläche des Radius r zu

$$\vec{S}_{iso}(r) = \frac{P_S}{4\pi r^2} \vec{e}_r. \quad (2.14)$$

P_S setzt sich dabei zusammen aus der eingespeisten Leistung P_{Tx} multipliziert mit dem Wirkungsgrad der Antenne η_A . Der Antennenwirkungsgrad berechnet sich nach [23, 29]

$$\eta_A = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (2.15)$$