



HOCHSCHULE BREMEN
FAKULTÄT 4: ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIK

Bachelor Thesis

**Systems zum Empfang von Geostationären Satelliten durch die
IAT Bodenstation**

Daniel Albinger (5183249)

Prüfer

1. Prüfer: Prof. Dr. Peik
2. Prüfer: Prof. Dr. García

Abgabe: 03. Februar 2026

Abstrakt

Das Ziel der Arbeit ist die Planung, Entwicklung und Umsetzung eines Empfangssystem für geostationäre Satelliten im X-Band. Als Satellite bietet sich dabei der Amateurfunksatellit Es'Hail-2 (QO-100) an. Dieser besitzt einen Schmal- und Breitbandtransponder, welche beide ihren Downlink im X-Band haben.

Zur Planung und Entwicklung des Empfangssystem gehören neben der Untersuchung des Satelliten und seiner Empfangsparameter auch die Überprüfung einer an der Hochschule bereits vorhandenen Satellitenschüssel und der Auswahl eines geeigneten Antennenfeeds für den Empfang des Downlink vom Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2 (QO-100). Ebenso muss ein geeigneter Abwärtsmischer, um die Signale in einen für Software-Defined-Radios üblichen Frequenzbereich zu bringen, sowie ein rauscharmer Verstärker zur Verstärkung der schwachen empfangenen Signale ausgewählt werden. Ebenfalls müssen geeignete Koaxialleitungen für die verschiedenen Bereiche des Empfangssystems ausgewählt und eine SDR-Software zur Dekodierung der empfangenen Signale entwickelt werden.

Im Zuge der Planung und Entwicklung des Empfangssystem wird eine theoretische Betrachtung des Downlink vorgenommen. Besonderer Fokus wird dabei auf die Übertragungsstrecke zwischen dem Satelliten und der Empfangsstation am IAT (Institut für Aerospace Technologie) gesetzt. Dabei werden verschiedene auftretenden Dämpfungen ermittelt und Einflüsse durch verschiedene Wetterbedingungen auf die Qualität und das Link Budget des Downlink untersucht. Erwähnenswert sind dabei die Dämpfung in der Atmosphäre bei einem klaren Himmel $L_{ATklarerHimmel} = 0.547 \text{ dB}$, bei leichten Niederschlägen $L_{ATleichterRegen} = 0.947 \text{ dB}$ und bei starken Niederschlägen $L_{ATRegen} = 9.61 \text{ dB}$.

Im Zuge der theoretischen Betrachtung wird auch das Rauschen des Empfangssystems untersucht. Dabei wird eine äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems $T_{e,sys} = 336.63 \text{ K}$ und eine Rauschzahl von $F_{sys} = 3.34 \text{ dB}$ ermittelt. Auch wird die Rauschleistung im und der Signal-zu-Rauschabstand am Ein- und Ausgang des Empfangssystems bei den unterschiedlichen Wetterbedingungen klarer Himmel, leichter Regen und Regen betrachtet. Mit dem Signal-zu-Rauschabstand kann eine Aussage darüber getroffen werden, ob der Downlink bei den unterschiedlichen Wetterbedienungen aufrechterhalten werden kann. Bei einem klaren Himmel und leichten Regen kann der Downlink bei einer reduzierten Bandbreite von $B = 25 \text{ kHz}$ aufrecht erhalten werden. Bei starken Niederschlägen muss die Bandbreite auf $B = 2.7 \text{ kHz}$ reduziert werden, um den Downlink aufrecht erhalten zu können.

Zum Schluss werden noch die mit dem Empfangssystem aufgenommen Werte mit der Goonhilly Bodenstation in Cornwall, England verglichen.

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere, die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Benutzung der angegebenen Hilfsmittel angefertigt zu haben.

Bremen, 17. Januar 2026

.....
Daniel Albinger (5183249)

Danksagung

Aufgabenstellung

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielsetzung	1
2 Geschichte von Satelliten	1
2.1 Was ist ein Satellit	1
3 Theorie und Grundlagen	3
3.1 Umlaufbahnen für Satelliten	3
3.2 Kommunikation mit einem Satelliten	4
3.3 Positionsbestimmung von Satelliten	5
3.4 Es'Hail-2 (QO-100)	7
3.5 Mischer	11
3.6 Antenne	16
3.7 Rauschen	24
3.8 Arten und Quellen von Rauschen	27
4 Theoretische Betrachtung des Downlinks vom Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)	33
4.1 Darstellung des Downlinks	33
4.2 Sender - Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)	34
4.3 Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 und der Bodenstation am IAT	35
4.4 Empfänger - Bodenstation am IAT	44
4.5 Bewertung des Empfangssystems	59
4.6 Link Budget und Link Qualität	63
5 Aufbau des Empfangssystems	81
5.1 Aufstellen und Ausrichten der Antenne	81
5.1.1 Abwärtsmischer und Fernspeiseweiche	81
5.2 Aufbau des restlichen Empfangssystems	82
5.3 Erstellen einer SDR-Software mit GNU Radio Companion	82
5.3.1 Verbindung mit dem USRP X310 herstellen, einstellen der Frequenz und Ausgabe	82
5.3.2 FM-Demodulation	84
5.3.3 Einseitenband-Demodulation	85
5.3.4 CW-Demodulation	87
5.4 Aufgenommene Werte	89
6 Auswerten und Vergleichen der Ergebnisse	89
6.1 Vergleich von Theorie und Praxis	89
6.2 Vergleich mit anderen Bodenstationen	89
7 Zusammenfassung	89
8 Anhang	89
8.1 Literaturverzeichnis	89
8.2 Abbildungsverzeichnis	94
8.3 Tabellenverzeichnis	95

8.4 Python Skripts	95
------------------------------	----

1 Einleitung

1.1 Motivation

1.2 Zielsetzung

2 Geschichte von Satelliten

2.1 Was ist ein Satellit

Bei einem Satelliten handelt es sich im allgemeinen Verständnis um ein Objekt, welches sich in einer Umlaufbahn um einen Himmelskörper, wie z.B ein Planet, Mond, Stern oder ähnliches befindet. Dabei kann der Satellit natürlichem oder künstlichen Ursprung sein.[1]

Im weiteren Verlauf handelt es sich bei einem Satelliten um ein künstliches Objekt, welches sich in einer Umlaufbahn um die Erde befindet.

Die erste Idee für einen Satelliten in einer geostationären Umlaufbahn stammt aus dem Jahren 1945. In diesem Jahr veröffentlichte der Autor Arthur C. Clarke im Magazin Wireless World einen Artikel, in welchem er die Bedeutung des geostationären Orbits beschreibt und die Idee eines Kommunikationssatelliten im geostationären Orbit vorstellt. Mit dem richtigen Equipment könnte solch ein Satellit interkontinentalen Datenaustausch ermöglichen.[1]

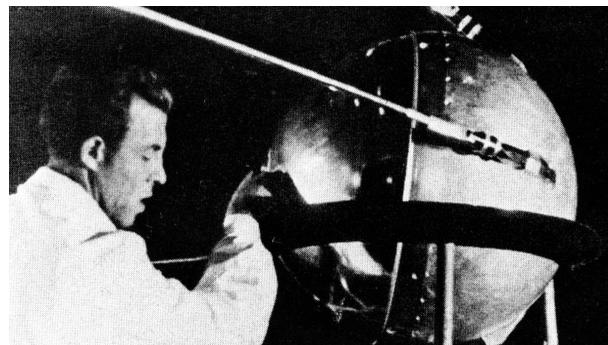


Abbildung 1: Das Bild zeigt den ersten Satelliten Sputnik 1 vor dem Start. Sputnik 1 ist eine Aluminiumkugel mit einem Durchmesser 0.58 m und einem Gewicht von 58 kg.[2][3]

Der erste Satellit startete am 04. Oktober 1957 von der damaligen UdSSR. Der Satellit mit Namen Sputnik 1, was so viel wie Begleiter oder Trabant bedeutet, umkreiste die Erde alle 98 min. Ausgerüstet war Sputnik 1 mit zwei Antennenpaaren und Telekommunikationsequipment, mit welchem er über 20.005 MHz und 40.002 MHz kurze Signale aussendete. Diese Signale konnten auf der ganzen Welt empfangen werden. Nach etwa 92 Tage verglühte Sputnik 1 beim Wiedereintritt in die Atmosphäre. [2]

Der erste amerikanische Satellit startete am 31. Januar 1958 mit dem Namen Explorer 1. Explorer 1 ist der erste Satellit gewesen, welcher wissenschaftliches Equipment ab Bord hatte.[4]



Abbildung 2: Vorführung des ersten amerikanischen Satelliten Explorer 1[4]

An Bord von Explorer 1 befanden sich wissenschaftliches Equipment, unter anderem auch ein Messgerät für kosmische Strahlung. Mit diesem Messgerät sollte die Strahlung in der Atmosphäre der Erde gemessen werden. Explorer 1 erbrachte den Nachweis für des Van-Allen Strahlungsgürtels. Der Satellit umrundete die Erde alle 114 min in einer kreisförmigen Umlaufbahn, wobei diese den Satelliten bis auf 354 km an die Erde ran und 2515 km entfernt brachte. Explorer 1 war 203 cm lang, hatte einen Durchmesser von 15.9 cm und wog 14 kg. Am 23. Mai 1958 machte die Explorer 1 ihre letzte Übertragung und verglühete am 31. März 1970 beim Wiedereintritt in der Atmosphäre.[4]

In der heutigen Zeit gibt es viele verschiedene Arten an Satelliten, welche sich in ihrem Verwendungszweck und ihrem damit verbunden Equipment und Umlaufbahn unterscheiden.

Ein paar Beispiele wären dabei:

- Erdbeobachtungssatelliten: Diese werden zur Beobachtung und Analyse der Erdoberfläche und Atmosphäre eingesetzt. Zu dieser Gruppe an Satelliten gehören unter anderem Wetter-satelliten. Ausgerüstet mit verschiedenen Kameras und Messequipment nehmen sie Bilder von Wolkenformationen und Daten der Atmosphäre auf. Diese Daten und Bilder bilden dann die Grundlage für die Wettervorhersage. Einige Beispiele für Wettersatelliten sind unter andrem die NOAA und GOES Reihe der Amerikaner, die METOP und METOSAT Reihe der Europäer und die METEOR und Electro-L Reihe der Russen.[5]
- Kommunikations- und Rundfunksatelliten: Dieser Art der Satelliten stellen verschiedenste Service im Bereich der Telekommunikation und Rundfunk bereit. Sie werden unter anderem zur Übertragung von Fernsehsignalen, Telefonie und Internet verwendet. Sie sind in den unterschiedlichsten Umlaufbahnen anzutreffen. Einige Beispiele wäre dabei die Starlink Reihe von SpaceX, Iridium von Iridium und Inmarsat von Inmarsat oder Astra von SES S.A. ASTRA.[1][6][7]
- Navigationssatelliten: Diese werden zur genauen Positionsbestimmung verwendet. Dafür bilden diese ganze Satellitenkonstellationen, welche die gesamte Erde umspannen können.

Die Positionsbestimmung basiert dabei auf der Triangulierung und Einwegentfernungsmeßung. Zur Bestimmung werden Signale von drei oder mehreren Satelliten empfangen. Die Signale enthalten neben den genauen Koordinaten des Satelliten auch den genauen Zeitpunkt, an welchem die Signale versendet werden. Grundlage für den genauen Zeitbestimmung bilden Atomuhren, welche sich auf den Satelliten befinden. Beispiele für solche Sternenkonstellationen sind das GPS der Amerikaner, das russische GLONASS und das europäische Galileo.[6]

- Amateurfunksatelliten: Amateurfunksatelliten bilden eine besondere Untergruppe der Kommunikationssatelliten. Sie werden meistens von Universitäten, Vereinigungen von Amateurfunkern oder ähnlichen Vereinen geplant, entwickelt, gebaut und betrieben. Dabei sind die engen Budgets und technologischen Innovationen bewundernswert.[6]

Eine solche Vereinigung ist AMSAT, welche mehrere Ableger weltweit hat. In Deutschland gibt es die AMSAT-DL, welche sich aus Funkamateuren, Ingenieuren, Wissenschaftlern, Studenten und Raumfahrtenthusiasten zusammensetzt. Seit über 50 Jahren plant, entwickelt, baut und betreibt die AMSAT-DL verschiedenste Satelliten, welche von Funkamateuren frei verwendet werden dürfen.[8]

Der erste Amateurfunksatellit OSCAR-I (Orbital Satellite Carrying Amateur Radio) startete am 12. Dezember 1961, vier Jahre vor dem ersten kommerziellen Kommunikationssatelliten "Early Bird". Die ersten OSCAR-I, -II und -III Satelliten funktionierten nur wenige Tage. Erst OSCAR-VI von der deutschen AMSAT (AMSAT-DL) schaffte es 4,5 Jahren lang zu arbeiten. Es folgten weitere deutsche OSCARS, weltweit insgesamt mehr als 50 Stück.[6] Weitere Meilensteine von AMSAT-DL sind die sogenannten Phase 3 Satelliten. Die Entwicklung dieser Satelliten begann in den 1970er Jahren. Das Ziel der Phase 3 Satelliten ist eine Generation von Erdsatelliten in einer hoch elliptischen Umlaufbahn zu erschaffen. Gegenüber der bisherigen Satelliten würden diese einen weltweiten Benutzerkreis erschließen. Von den bisher vier gestarteten Phase 3 Satelliten, mit der Bezeichnung P3-A bis P3-D, sind nur noch P3-B und P3-D im Orbit. [8][6]

Ein weiterer Meilenstein ist der erste Phase 4 Satellit. Bei dem Satelliten handelt es sich um den katarischen Rundfunk- und Kommunikationssatelliten Es'Hail-2. Dieser trägt den Rufname QO-100 und hat neben dem Equipment zur kommerziellen Nutzung auch zwei Amateurfunktransponder an Bord, welche die ersten im geostationären Orbit sind.[8]

3 Theorie und Grundlagen

3.1 Umlaufbahnen für Satelliten

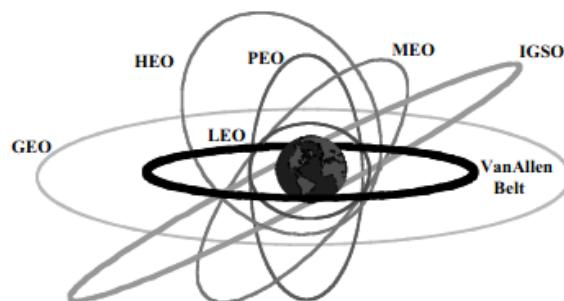


Abbildung 3: Die verschiedenen Umlaufbahnen von Satelliten im Überblick [6]

Die Abbildung 3 zeigt die verschiedenen Umlaufbahnen, welche von verschiedensten Satelliten verwendet werden. Die Umlaufbahnen unterscheiden sich dabei in Form (Kreis oder Ellipse), Höhe und Inklination zum Äquator. [6]

In welcher Umlaufbahn ein Satellit eingesetzt wird, hängt von seiner Aufgabe und geplanten Lebensdauer ab.[6]

Wettersatelliten zum Beispiel werden unter anderem möglichst nah an die Erdoberfläche platziert, um so den Detailgrad der Bilder zu erhöhen. Allerdings können Sie auch in weit entfernteren Umlaufbahnen angesiedelt werden. So kann mit geringer Anzahl an Satelliten ein Großteil der Erde abgedeckt werden. Mögliche Umlaufbahnen sind können die Erdnahe Umlaufbahn (engl. low earth orbit) LEO, die Polare Umlaufbahn (engl. polar earth Orbit) oder die geostationäre Umlaufbahn (engl. geostationary Orbit) GEO sein.[6]

Kommunikations- und Rundfunksatelliten sind meistens, bis auf wenige Ausnahmen (Starlink), in höheren Umlaufbahnen untergebracht. So kann mit wenigen Satelliten eine globale Abdeckung erreicht werden. Eine mögliche Umlaufbahn wäre dabei die geostationäre Umlaufbahn.[6]

Die geostationäre Kreisbahn ist eine besondere Umlaufbahn. Die Umlaufzeit eines Satelliten in der geostationären Umlaufbahn entspricht der Dauer einer Rotation der Erde. So erscheint für einem Beobachter auf Erde der Satellit immer am gleichen Punkt im Himmel.[6]

3.2 Kommunikation mit einem Satelliten

Sei es zum senden oder empfangen von Daten und Informationen oder zum steuern eines Satelliten. Damit ein Satellit einen Nutzen hat, muss die Möglichkeit bestehen mit diesem auch kommunizieren zu können. Eingesetzt werden dafür sogenannten Bodenstationen (engl. Ground-stations).

Bei den Bodenstation handelt es sich um auf der Erdoberfläche befindliche, meistens ortsfeste, Stationen, welche zur Beobachtung, Überwachung, Kommunikation oder Steuerung von Flugkörpern inner- und außerhalb der Erdatmosphäre eingesetzt werden.[9]

Zur Erhöhung der Abdeckung und Kapazität werden meistens einzelne Bodenstation für mehrere verschiedene Anwendungen und Frequenzbänder ausgelegt und zu großen globalen Netzwerken miteinander verbunden[9]. Beispiele für solche Netzwerke sind das Estrack von ESA oder das Deep Space Network der NASA.

Die Kommunikation mit Satelliten findet in den unterschiedlichsten Frequenzbänder statt. Eingeteilt und benannt werden diese durch die IEEE.

Bezeichnung	Frequenzbereich	Beispiele für das Frequenzband
HF	3 – 30 MHz	Kurzwellen Radiosender [10]
VHF	30 – 300 MHz	UKW Radio, BOS-Funk[10]
UHF	300 – 1000 MHz	LoRa, DVB-T, LTE[10]
L	1 – 2 GHz	Navigationsdienste (GPS, GLONASS, Galileo)[10]
S	2 – 4 GHz	Erderkundungsfunkdienst, Radioastronomie, WLAN[10]
C	4 – 8 GHz	Mobilfunk, Satellitenkommunikationsdienste, WLAN [10]
X	8 – 12 GHz	Satellitenkommunikationsdienste, Amateurfunk[10]
Ku	12 – 18 GHz	Satellitenrundfunk [10]
K	18 – 27 GHz	Funkdienste [10]
Ka	27 – 40 GHz	Satellitenkommunikationsdienste[10]
V	40 – 75 GHz	Militärische Navigationsdienste [10]
W	75 – 110 GHz	Amateurfunkdienst über Satelliten [10]
mm	110 – 300 GHz	Radioastronomie [10]

Tabelle 1: Einteilung der Radarbänder nach IEEE 521-2002 (R2009)[11]

In der Tabelle 1 sind die einzelnen Bezeichnungen der Frequenzbänder und ihr jeweiliger Frequenzbereich nach IEEE IEEE 521-2002 (R2009) aufgeführt. Ebenso sind einige Funkdienste des jeweiligen Frequenzbandes als Beispiel aufgeführt. Diese stammen aus dem Frequenznutzungsplan der Bundesnetzagentur (Stand 2022).

3.3 Positionsbestimmung von Satelliten

Um Informationen und Daten von einem Satelliten empfangen zu können wird eine Antenne benötigt. Diese muss gegebenenfalls direkt auf den Satelliten ausgerichtet werden. Aus diesem Grund muss die Position des Satelliten im Bezug auf die Position der Antenne in einem geeigneten Koordinatensystem angegeben werden.

Verwendet werden dafür sogenannte astronomische Koordinatensysteme. Es gibt dabei mehrere verschiedene, welche sich dabei in ihrem Ursprung und in der Ermittlung der Koordinaten unterscheiden.

- Horizontales System: Der Bezugspunkt in diesem System ist der Standort der Antenne. Die Position des Satelliten wird also relativ auf den Standpunkt der Antenne beschrieben. Dafür werden zwei Koordinaten, der Höhenwinkel ε (Elvation) und der Kurs φ (Azimut), verwendet.[12][6]
- Äquatoriales System: Anders als bei horizontalen Koordinatensystem wird die Position des Satelliten beim äquatorialen Koordinatensystem im Bezug auf den Himmelsäquator beschrieben. Die beiden verwendeten Hauptkoordinaten sind die Deklination δ und der Stundenwinkel t .[12]
- Ekliptikales System: Im ekliptikal System wird als Bezugspunkt die Bahnebene der Erde um die Sonne, die Ekliptik, verwendet. Das Koordinatensystem verwendet dafür die beiden Hauptkoordinaten ekliptikale Länge und ekliptikale Breite.[12]

Zum Ausrichten von Antennen auf Satelliten kann am besten das horizontale Koordinatensystem verwendet werden, da es die Postion des Satelliten relativ zum Standort der Antenne beschreibt.

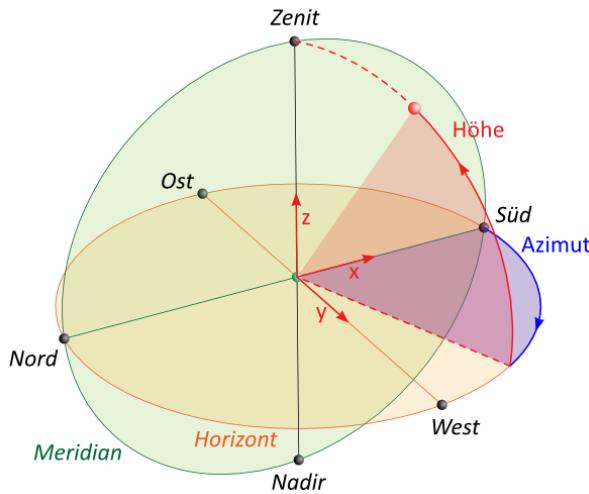


Abbildung 4: Darstellung des horizontalen Koordinatensystems[12]

In der Abbildung 4 ist das horizontale Koordinatensystem dargestellt. Der Ausgangspunkt ist dabei der Standort der Antenne. Der Punkt senkrecht über der Antenne ($\varepsilon = 90^\circ$) wird Zenit und der Punkt senkrecht unter der Antenne ($\varepsilon = -90^\circ$) wird Nadir genannt.[12]

Mit der Azimut φ wird die Position des Satelliten entlang des Horizontes angegeben und entspricht dem Winkel zwischen dem Satelliten und einem Ausgangspunkt. Als Ausgangspunkt kann entweder der Nord oder Südpunkt angegeben werden.[13][14]

Im Bereich der Astronomie wird der Südpunkt als Bezugspunkt verwendet. Der Azimut φ wird dann in Richtung Westenzählend angegeben. Wird der Nordpunkt als Bezugspunkt verwendet, wird der Azimut φ in Richtung Ostenzählend angegeben. Beide Methoden sind 180° versetzt zueinander.[12][13][14]

Bestimmt werden kann der Azimut φ mit der Differenz $\Delta long$ zwischen dem Längengrad der Bodenstation und dem Längengrad des Satelliten, sowie des Breitengrades lat_{BS} der Bodenstation.[15]

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\tan(\Delta long)}{\sin(lat_{BS})} \right) \quad (1)$$

Der Höhenwinkel (Elevation) ε ist der Winkel zwischen dem Horizont und dem Satelliten. Dieser kann Werte zwischen -90° (Nadir) und 90° (Zenit) annehmen.[13][14]

Für die Bestimmung der Elevation ε wird der Radius der Erde r_0 , die Flughöhe des Satelliten r , sowie die Differenz $\Delta long$ zwischen dem Längengrad $long_{BS}$ der Bodenstation und dem Längengrad $long_{SAT}$ des Satelliten und den Breitengrad lat_{BS} der Bodenstation.[15][16]

$$\varepsilon = \arctan \left(\frac{\cos(lat_{BS}) \cdot \cos(\Delta long) - \frac{r_0}{r_0+r}}{\sqrt{1 - \cos^2(lat_{BS}) \cdot \cos^2(\Delta long)}} \right) \quad (2)$$

Neben der Azimut φ und der Elevation ε ist auch die Neigung *Skew* der Antenne wichtig. Die Neigung der Antenne ist wichtig, da sich die Polarisationsebene der vom Satelliten elektromagnetischen Wellen je nach Standpunkt auf der Erde dreht. Um die Polarisationsebene der Antenne ideal auf die Polarisationsebene der eintreffenden EM-Welle auszurichten wird die Antenne um ihre eigene Achse gedreht. Eine nicht optimale Ausrichtung führt zum Leistungsverlust.[17]

Zur Bestimmung des *Skew* wird die Differenz $\Delta long$ zwischen dem Längengrad $long_{BS}$ der Bodenstation und dem Längengrad $long_{SAT}$ des Satelliten und den Breitengrad lat_{BS} der Bodenstation, sowie das Offset der Antenne benötigt.[17]

$$Skew = \arctan \left(\frac{\sin(\Delta long)}{\tan(lat_{BS})} \right) - Offset \quad (3)$$

3.4 Es'Hail-2 (QO-100)

Bei dem Satelliten Es'Hail-2 (QO-100) handelt es sich um einen Kommunikationssatelliten, welcher von dem katarischen Unternehmen Es'hailSat betrieben wird.[18]

Basieren tut der Satellit auf Melco DS-200 Plattform, welche von der Japanische Firma Melco (Mitsubishi Electric Company) entwicklet wurde.[18] Am 15.11.2018 startete der Satellit an Bord einer Falcon 9 Rakete vom Cape Canaveral Space Center in seinen geostationären Testorbit, welcher bei 24°E liegt. Nach einer Testphase ist Es'Hail-2 in seine endgültigen geostationäre Umlaufbahn bei 25.9°E transferiert worden. Die geplante Lebenszeit beträgt 15 Jahre.[18]

Auf Es'Hail-2 befinden sich insgesamt 72 verschiedene Transponder, welche für die L-, S-, X-, Ku- und Ka-Bänder vorgesehen sind. Die Hauptaufgabe des Satelliten ist, die Regionen Nordafrika und den mittleren Osten mit TV- und Telekommunikationsdienste versorgen. Die Nutzer sind neben privaten Haushalten auch Unternehmen und Regierungsorganisationen.[18]

Neben den Transpondern für die kommerzielle Nutzung befinden sich auch zwei Transponder für Amateurfunk an Bord von Es'Hail-2. Bei den Transpondern handelt es sich um ein Schmalbandtransponder (engl. Narrowbandtransponder) für den Amateurfunk und einen Breitbandtransponder (engl. Widebandtransponder) für Amateurfernsehen. Diese beiden Transponder sind die ersten Amateurfunk Transponder im geostationären Orbit und gehören zur P4-A Reihe von AMSAT. Sie sind in einer Zusammenarbeit zwischen Es'hailSat, dem Qatar Amateur Radio Club (QARS) und der AMSAT Deutschland (AMSAT-DL) entstanden. Die Transponder tragen den Rufnamen Qatar Oscar 100 (QO-100), woher der Name Es'Hail-2 (QO-100) stammt.[18]

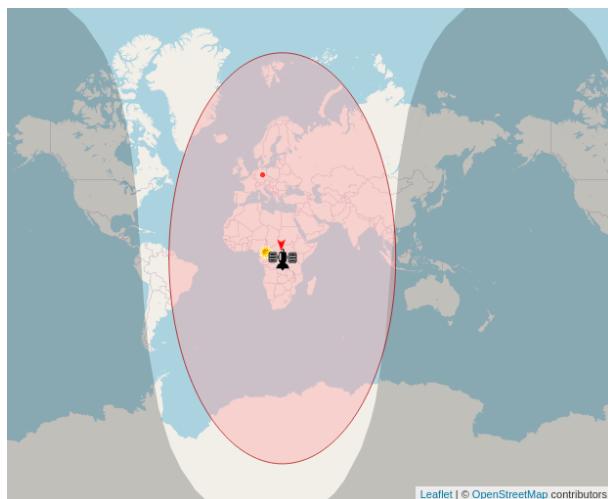


Abbildung 5: Abdeckungsbereich der Amateurfunktransponder von Es'Hail-2 (QO-100)[19]

Die Karte in Abbildung 5 zeigt den abgedeckten Bereich der beiden Amateurfunktransponder auf Es'Hail-2 (QO-100). Abgedeckt sind Regionen bis zu einer Antennenelevationswinkel von $\varepsilon = 5^\circ$, in einigen Regionen auch bis $\varepsilon = 0^\circ$. Die Abdeckung reicht von Brasilien, über Afrika, Europa und Teile Grönlands und der Antarktis bis nach Thailand.[18] Im Zuge dieser Arbeit wird nur der Schmalbandtransponder von Interesse sein. Auf den Breitbandtransponder wird nicht weiter eingegangen.

Technische Daten und Voraussetzungen für den Schmalbandtransponder Schmalbandtransponde

Bei dem Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100) handelt es sich um einen linearen Transponder. Ein linearer Transponder empfängt ein gesamtes Frequenzband, welches Uplink genannt wird, und versendet dieses empfangene Frequenzband wieder in einem anderen Frequenzbereich, welches Downlink genannt wird. Dabei hält der lineare Transponder den relative Position des

Signals im empfangene Frequenzband und versendet dieses Signal wieder auf der gleichen relativen Positionen im Downlink. Lineare Transponder werden häufig in der Satellitenkommunikation und Amateurfunk eingesetzt.[18][20]

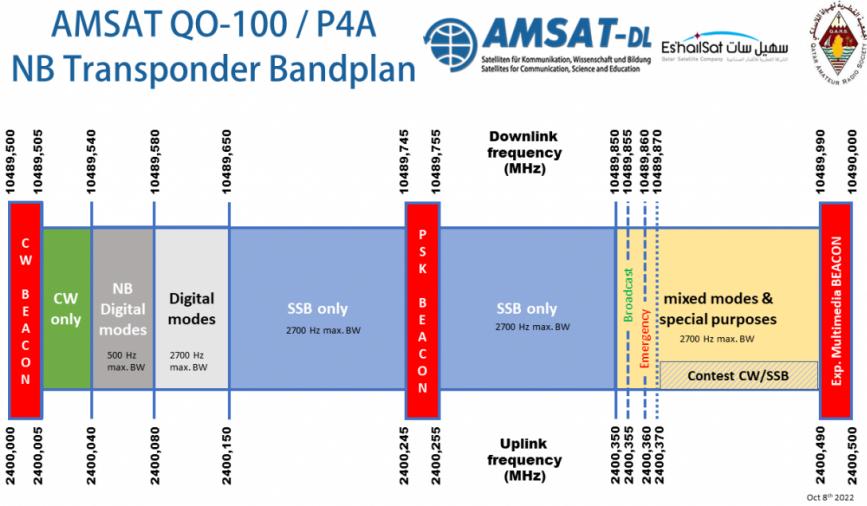


Abbildung 6: Vorgeschriebener Bandplan von AMSAT-DL des Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)[21]

Die Abbildung 6 zeigt den von AMSAT-DL veröffentlichten Bandplan für den Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100). Dieser Bandplan ist verpflichtend für die Nutzung des Schmalbandtransponder.

Im Falle von Es'Hail-2 (QO-100) liegt der Uplink im S-Band zwischen 2400.005 MHz und 2400.490 MHz, was zu einer Bandbreite von 500 kHz führt. Die Bandbreite reicht theoretisch für 100 gleichzeitige Nutzer[18]

Technische Details zum Uplink zum Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100):[18]

- Mittenfrequenz: $f_{\text{center}} = 2400.250 \text{ MHz}$ (S-Band)
- Bandbreite des zugelassenen Bandes: $B = 500 \text{ kHz}$
- Polarisation: RHCP (Rechtshändig kreisförmig Polarisiert)
- Maximale Sendeleistung: 2 – 5 W PEP bei einem Antennengewinn von $G = 22.5 \text{ dBi}$
- Maximale zugelassene Bandbreite zum Senden: $B = 2.7 \text{ kHz}$
- Zugelassene Modulationen: Einseitenband-AM, CW, Schmalbandige Digitale Modulationen wie PSK oder BPSK. Keine Frequenzmodulation.

Der Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) liegt im X-Band zwischen 10489.500 MHz und 10490 MHz[18]. Wird ein Signal im Uplink, zum Beispiel auf 2400.1 MHz, vom Schmalbandtransponder empfangen, wird dieses im Downlink 10489.650 MHz. So kann die Funktion des linearen Transponder am besten erklärt werden.

Technische Details zum Downlink vom Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100):[18]

- Mittenfrequenz: $f_{\text{center}} = 10489.750 \text{ MHz}$ (X-Band)
- Bandbreite des Downlink: $B = 500 \text{ kHz}$
- Polarisation: V (Vertikal linear)

- Empfohlene Größe der Parabolantenne: 90 cm in Regenreichen Regionen und am Rand des Abgedeckten Bereiches (Thailand, Brasilien, etc.), 60 cm im Zentrum des abgedeckten Bereiches, 75 cm in Regionen bis zur -2 dB Grenze. Dazu gehören Teile Afrikas und Europa, sowie der mittlere Osten.

Das 500 kHz breite Frequenzband ist mehrere Bereiche unterteilt, welche für verschiedene Anwendungen vorgesehen sind.

Uplink [MHz]	Downlink [MHz]	Bandbreite [kHz]	Verwendung
-	10489.5 bis 10489.505	5	Untere Funkbake mit CW-Modulation. Begrenzt das zugelassene Band
2400.005 bis 2400.04	10489.505 bis 10489.54	35	Nur für Signale mit CW Modulation
2400.04 bis 2400.08	10489.54 bis 10489.58	40	Nur für Signale mit digitaler Modulation und max. $B = 0.5$ kHz
2400.08 bis 2400.15	10489.58 bis 10489.65	70	Nur für Signale mit digitaler Modulation und max. $B = 2.7$ kHz
2400.15 bis 2400.245	10489.65 bis 10489.745	95	Nur für Signale mit Einseitenband-AM und max. $B = 2.7$ kHz
-	10489.745 bis 10489.755	10	Mittlere Funkbake mit 400 Bit/S BSPK
2400.255 bis 2400.350	10489.755 bis 10489.85	95	Nur für Signale mit Einseitenband-AM und max. $B = 2.7$ kHz
2400.35 bis 2400.495	10489.85 bis 10489.995	70	Alle Arten an Modulation mit max $B = 2.7$ kHz und für spezielle Events
-	10489.995 bis 10489	5	Obere experimentelle Funkbake. CW und andere Modulationen. Begrenzt das zugelassene Band

Tabelle 2: Bandbelegung und Vorgesehene Verwendung des Schmalbandtransponder[18]

Die Tabelle 2 beinhaltet den vorgesehenen Nutzungsplan für den Schmalbandtransponder auf Es’Hail-2 (QO-100). Für die Nutzung des Schmalbandtransponders gelten mehrere Regeln:

1. Für eine gerechte und faire Nutzung für alle Amateurfunker zu ermöglichen, ist die maximale Bandbreite pro Nutzer auf $B = 2.7$ kHz begrenzt.[18]
2. Es darf keine FM-Modulation verwendet werden. Im Vergleich zu anderen Modulationen benötigt die FM-Modulation eine größere Bandbreite und mehr Sendeleistung. Da beide Faktoren begrenzt sind, ist auf eine FM-Modulation zu verzichten.[18][22]
3. Das zugelassene Band soll eingehalten werden. Im Bereich der Funkbaken darf nicht gesendet werden.[18]

4. Eine Full-Duplex Kommunikation des Schmalbandtransponder ist vorgeschrieben. Jeder Nutzer muss zu jederzeit in der Lage sein, sein gesendetes Signal gleichzeitig auch zu empfangen.[18]
5. AMSAT-DL empfiehlt die Sendeleistung auf dem gleichen Level der Funkbaken zu halten. Zu starke Signale werden mit einer LEILA-Sirene (Leistungs Limit Anzeige) gekennzeichnet. Der jeweilige Nutzer muss daraufhin seine Sendeleistung reduzieren.[18]

Allgemein wird der Schmalbandtransponder für eine Reihe an verschiedenen Kommunikationsarten verwendet. Normale Sprachübertragungen mittels Einseitenband-AM, Digitale Kommunikationen und auch Morse Code mit CW-Modulation werden über den Schmalbandtransponder versendet. Wichtig ist nur, dass immer der dafür vorgesehene Bereich benutzt wird.

Umlaufbahn von Es'Hail-2 (QO-100)

Der Satellit Es'Hail-2 (QO-100) befindet sich in einer geostationären Umlaufbahn um die Erde. Die Flughöhe von Es'Hail-2 (QO-100), gemessen vom Äquator der Erde, beträgt $r = 35790 \text{ km}$ [18]. Für spätere Berechnung ist die Entfernung D_{SAT} von der Bodenstation am IAT zum Satelliten Es'Hail-2 (QO-100) von Bedeutung.

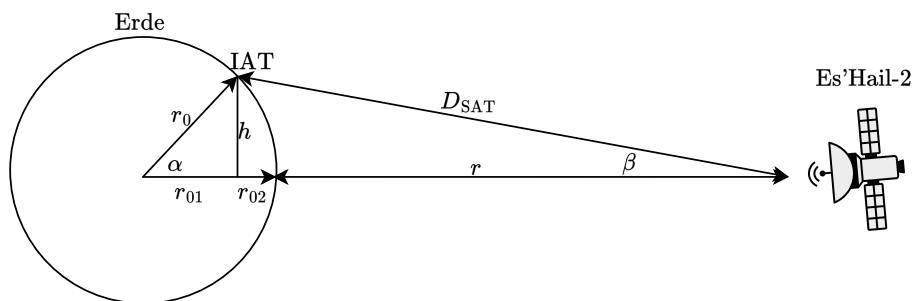


Abbildung 7: Skizze zeigt die Umlaufbahn und Entfernung zu Es'Hail-2

Die Abbildung 7 zeigt eine Skizze der Umlaufbahn und der Entferungen von der Bodenstation D_{SAT} , sowie vom Äquator r zum Satelliten Es'Hail-2 (QO-100). Für die Bestimmung der Entfernung D_{SAT} sind zunächst die Koordinaten der Bodenstation von Bedeutung. Diese können mittels Onlinekarten, wie z.B. Google Maps oder OpenStreetMap, ermittelt werden.

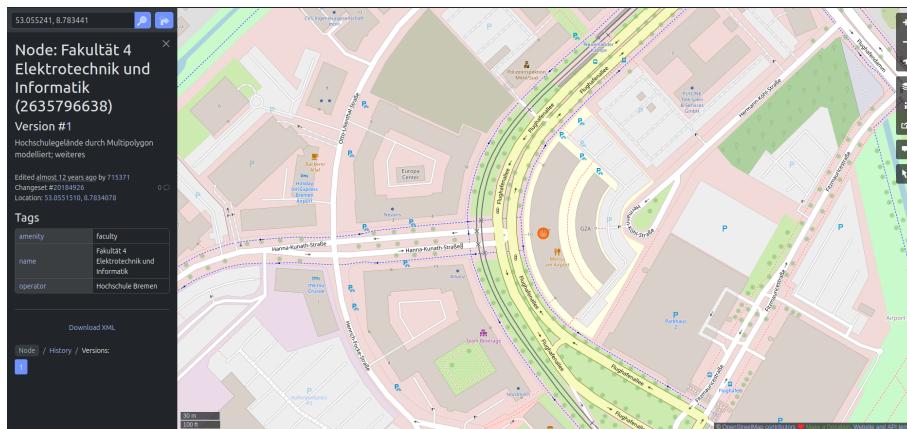


Abbildung 8: Koordinaten der Bodenstation[23]

Die Bodenstation vom IAT befindet sich an den Koordinaten $53.055^\circ, 8.78^\circ$ [23], wobei die erste Zahl den Breitengrad und die zweite Zahl den Längengrad angibt.

Zur Bestimmung der Entfernung D_{SAT} zwischen der Bodenstation am IAT und Es'Hail-2 muss zunächst die senkrechte Höhe h der Bodenstation zum Äquator bestimmt werden. Diese kann mithilfe des Radius der Erde r_0 und dem Winkel α , welcher dem Breitengrad entspricht, bestimmt werden. Der Radius der Erde beträgt $r_0 = 6378\text{km}$ [6]

$$h = r_0 \cdot \sin(\alpha) = 6378\text{km} \cdot \sin(53.055^\circ) = 5100.39\text{km}$$

Mithilfe der Höhe h kann über den Satz des Pythagoras der Teilradius r_{01} bestimmt werden, welcher benötigt wird um den Teilradius r_{02} zu bestimmen.

$$r_{01} = \sqrt{r_0^2 - h^2} = \sqrt{(6378\text{km})^2 - (5100.39\text{km})^2} = 3829.49\text{km}$$

Damit beträgt dann der Teilradius r_{02}

$$r_{02} = r_0 - r_{01} = 6378\text{km} - 3829.49\text{km} = 2548.22\text{km}$$

Schlussendlich kann über den Satz des Pythagoras die Entfernung D_{SAT} zwischen der Bodenstation und Es'Hail-2, mithilfe der Höhe h und den zusammengesetzten Radius $r + r_{02}$ bestimmt werden.

$$\begin{aligned} D_{\text{SAT}} &= \sqrt{h^2 + (r + r_{02})^2} \\ &= \sqrt{(5100.39\text{km})^2 + (35790\text{km} + 2548.22\text{km})^2} \\ &= 38676\text{km} \end{aligned} \tag{4}$$

3.5 Mischer

Ein Mischer ist ein elektrisches Bauteil, welches verwendet wird um ein elektrisches Signal von seinem ursprünglichen Frequenzband in ein höheres oder niedrigeres Frequenzband umzusetzen. Beim Umsetzen in ein höheres Frequenzband handelt es sich um einen Aufwärtsmischer (engl. Upconverter) und beim umsetzen in ein niedrigeres Frequenzband um einen Abwärtsmischer (engl. Downconverter).[24]

Anwendung findet der Mischer häufig im Bereich der HF-Technik und der Telekommunikation.

Funktionsweise von Mischer

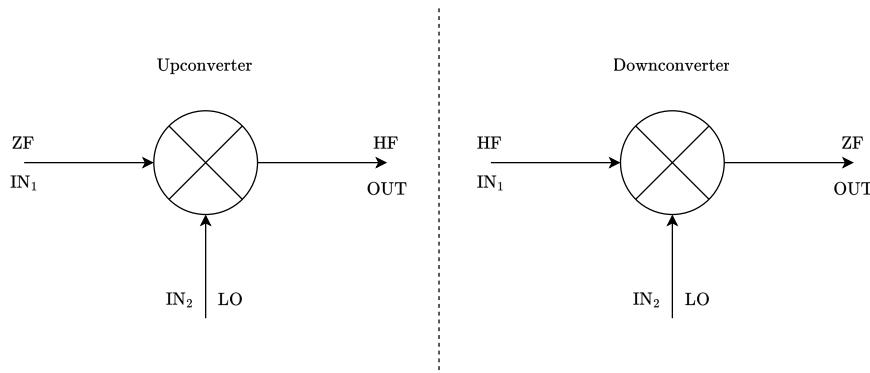


Abbildung 9: Darstellung der beiden Anwendungsarten von Mischern

Die Abbildung 9 zeigt die Verschaltung eines Mixers als Aufwärts- (links) und Abwärtsmischer (rechts). Ein idealer Mixer ist ein Dreitor Bauelement, wovon zwei als Eingang und eins als Ausgang fungieren. Die Beschaltung der Eingänge hängt von der gewollten Anwendungsart des Mixers ab.[25]

Ein Mischer besteht aus nichtlinearen Bauelementen, wie z.B. Dioden oder Transistoren. Die Nichtlinearität dieser Bauelemente wird für die Frequenzumsetzung benötigt. Für die Frequenzumsetzung wird das Signal $s_{IN}(t)$ am Eingang IN₁ mit dem Signal des lokalen Oszillators $s_{LO}(t)$ multipliziert. Das Signal am Eingang $s_{IN}(t)$ kann mit einer Kosinusfunktion definiert werden.[26]

$$s_{IN}(t) = \hat{u}_{IN} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{IN} \cdot t) \quad (5)$$

Für die Durchführung der Multiplikation ist die nichtlineare Kennlinie erforderlich. Allerdings führt die nichtlineare Kennlinie zu einer Vielzahl an Oberwelle und harmonischen Schwingungen. Um diese zu reduzieren, sollte ein Mischer in einem möglichst linearen Arbeitspunkt betrieben werden. [26]

Das Signal $s_{LO}(t)$ des lokalen Oszillators (LO) kann folgend definiert werden.

$$s_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t) \quad (6)$$

Das LO-Signal $s_{LO}(t)$ sollte eine stabile Frequenz f_{LO} und stabilen Pegel aufweisen. Schwankungen im Pegel können zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes führen, was wiederum zu mehr Oberwellen im Mischprodukt $s_{out}(t)$ führen kann. Bei Schwankungen in der Frequenz f_{LO} verschiebt sich die Frequenz des Mischproduktes $s_{out}(t)$.

Das Mischprodukt $s_{out}(t)$ am Ausgang des Mixers wird durch die Multiplikation des Eingangssignals $s_{IN}(t)$ mit dem LO-Signal $s_{LO}(t)$ bestimmt.[26]

$$\begin{aligned} s_{out}(t) &= s_{IN}(t) \cdot s_{LO}(t) \\ &= \frac{\hat{u}_{IN} \cdot \hat{u}_{LO}}{2} (\cos(2\pi \cdot (f_{IN} + f_{LO}) \cdot t) + \cos(2\pi \cdot (f_{IN} - f_{LO}) \cdot t)) \end{aligned} \quad (7)$$

Nach der Beziehung in 7 besteht das Mischprodukt $s_{out}(t)$ aus mehreren Frequenzkomponenten. Diese entsprechen der Summe und der Differenz der Frequenz des Eingangssignals f_{in} und der Frequenz f_{LO} lokalen Oszillators.[26]

$$f_{out} = |f_{in} \pm f_{LO}| \quad (8)$$

Je nach Anwendungsart des Mixers ist nur eins der beiden Mischprodukte erwünscht. Die zweite Frequenzkomponente kann mithilfe eines Filters entfernt werden.[25][26]

Anwendung als Aufwärtsmischer

Bei der Anwendung des Mixers als Aufwärtsmischer wird ein Signal aus dem niedrigen Frequenzband, dem Zwischenfrequenzbereich (ZF), in ein höheres Frequenzband verschoben. Das ZF-Signal $s_{ZF}(t)$ kann zum Beispiel ein Datensignal oder ähnliches sein, welches mithilfe des LO-Signals aus Gleichung 6 in ein höheres Frequenzband verschoben wird, in welchem es zum Beispiel über eine Antenne abgestrahlt werden kann. Das LO-Signal dient dabei als Trägersignal für das LO-Signal und der Mischer kann als Modulator angesehen werden.[26][25]. Das ZF-Signal kann folgend definiert werden.

$$s_{ZF}(t) = \hat{u}_{ZF} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{ZF} \cdot t)$$

Die Verschaltung des Mixers als Aufwärtsmischer ist in Abbildung 9 auf der linken Seite dargestellt. Das ZF-Signal $s_{ZF}(t)$ liegt an Eingang IN₁ des Mixers an. Am zweiten Eingang des Mixers wird das LO-Signal $s_{LO}(t)$ angeschlossen, wobei $f_{LO} \gg f_{ZF}$ ist.[26]

Am Ausgang des Mixers liegt das hochfrequente Signal $s_{HF}(t)$ an, welches das Mischprodukt aus dem ZF-Signal und LO-Signal ist. Das HF-Signal kann mithilfe der Gleichung 7 bestimmt werden.[25]

$$\begin{aligned} s_{HF}(t) &= s_{ZF}(t) \cdot s_{LO}(t) \\ &= \frac{\hat{u}_{ZF} \cdot \hat{u}_{LO}}{2} (\cos(2\pi \cdot (f_{ZF} + f_{LO}) \cdot t) + \cos(2\pi \cdot (f_{ZF} - f_{LO}) \cdot t)) \end{aligned}$$

Bei der Aufwärtsmischung ist nur die Summe der beiden Eingangsfrequenzen von Bedeutung.

$$f_{HF} = f_{ZF} + f_{LO}$$

Die Differenz kann mithilfe eines Filters entfernt werden.[26]

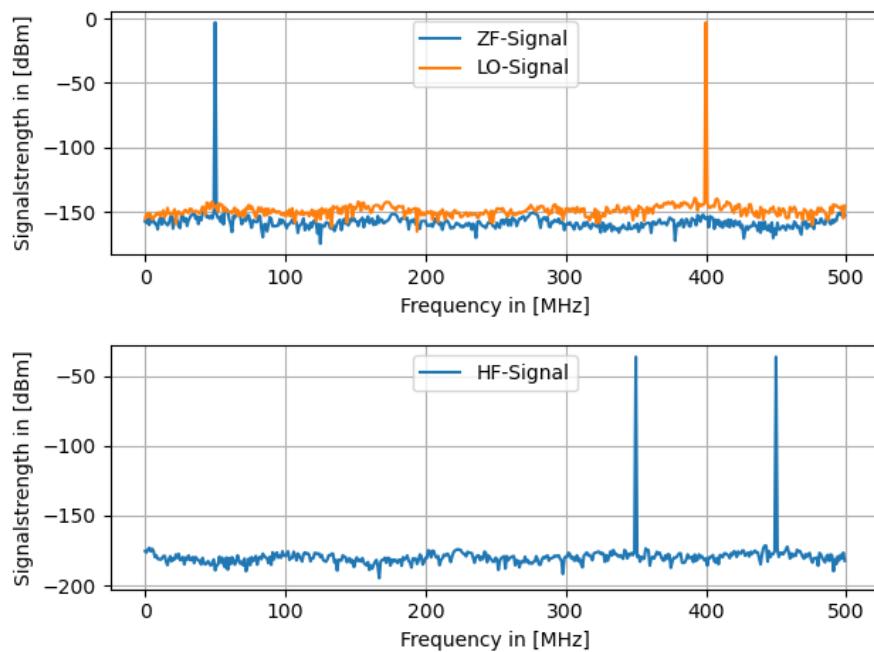


Abbildung 10: Darstellung der Aufwärtsmischung im Frequenzspektrum

Die Abbildung 10 zeigt die Aufwärtsmischung im Frequenzspektrum. Im oberen Plot sind das ZF-Signal bei $f_{ZF} = 50$ MHz und das LO-Signal bei $f_{LO} = 400$ MHz zu sehen. Der untere Plot zeigt das Mischprodukt $s_{HF}(t)$, welches am Ausgang des Mischers anliegt. Zu erkennen ist die modulierende Wirkung des Mischers. Das ZF-Signal wird um die Frequenz f_{LO} des LO-Signal verschoben und weist nun zwei Signale um die Frequenz des LO-Signals auf. Das zweite Signal entsteht aufgrund der Spiegelung des Fourierspektrum um 0 Hz. Bei der Verschiebung des ZF-Signal mit der Frequenz f_{ZF} um die Frequenz f_{LO} des LO-Signal, wird das gespiegelte ZF-Signal mit der Frequenz $-f_{ZF}$ ebenfalls um die Frequenz f_{LO} des LO-Signal verschoben.

Die beiden Signale um die Frequenz f_{LO} des LO-Signal werden Seitenbänder genannt. Das Seitenband bei $f_{LO} + f_{ZF}$ wird oberes Seitenband (engl. upper side band) USB und das Seitenband bei $f_{LO} - f_{ZF}$ wird unteres Seitenband (engl. lower side band) LSB genannt[25]. Die Leistung beider Seitenbänder ist geringer als die Leistung des ursprünglichen ZF-Signal, da sich die Leistung auf zwei Signale aufteilt. Hinzu kommt aber auch die Leistung des LO-Signal, weshalb die Leistung der Seitenbänder nicht ganz halbiert ist.

Wie bereits erwähnt ist nur die $f_{LO} + f_{ZF}$ Frequenzkomponente, also das USB, bei der Aufwärtsmischung von Interesse, weshalb das LSB auch mit einem Hochpassfilter entfernt werden kann. [26]

Anwendung als Abwärtsmischer

Bei der Anwendung des Mischers als Abwärtsmischer wird ein hochfrequentes Signal $s_{HF}(t)$ aus dem HF-Bereich in ein niedrigeres Frequenzband, dem ZF-Bereich, umgesetzt. Beim HF-Signal $s_{HF}(t)$ kann es sich zum Beispiel um ein Datensignal handeln, welches mithilfe von einer Antenne empfangen wird und an einen Empfänger weitergegeben wird. Das HF-Signal $s_{HF}(t)$ kann folgend

definiert werden.

$$s_{\text{HF}}(t) = \hat{u}_{\text{HF}} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{\text{HF}} \cdot t)$$

Dabei ist die Frequenz f_{HF} des HF-Signals $f_{\text{HF}} \gg f_{\text{ZF}}$. Die Umsetzung des HF-Signals in den niedrigen ZF-Bereich hat mehrere Gründe. Zu einem kann der Empfänger unter Umständen nicht in der Lage sein, das HF-Signal mit seiner hohen Frequenz f_{HF} direkt zu verarbeiten, weshalb das HF-Signal erst in den niedrigeren ZF-Bereich umgesetzt werden muss. Auch können eventuell verwendete Filter, Verstärker oder andere Komponenten frequenzabhängige Eigenschaften besitzen. Um die optimale Leistungsfähigkeit der Komponenten zu erreichen, wird das HF-Signal in einem für die Komponenten vorteilhaften ZF-Bereich herabgesetzt. Auch können hohe Kosten ein Grund für die Umsetzung des HF-Signals in einen niedrigeren ZF-Bereich sein. Empfänger, welche sehr hohe Frequenzen direkt verarbeiten können, und Komponenten, welche für entsprechend hohe Frequenzen optimiert sind, können hohe Anschaffungskosten mit sich bringen. Die Verschaltung des Mischers als Abwärtsmischer ist in der Abbildung 9 auf der rechten Seite dargestellt. Am Eingang IN₁ liegt das HF-Signal $s_{\text{HF}}(t)$ an. Am Eingang IN₂ liegt das LO-Signal $s_{\text{LO}}(t)$ an. Das LO-Signal $s_{\text{LO}}(t)$ kann folgend definiert werden.

$$s_{\text{LO}}(t) = \hat{u}_{\text{LO}} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{\text{LO}} \cdot t)$$

Dabei wird die Frequenz f_{LO} oft nahe der Frequenz f_{HF} des erwarteten HF-Signals gewählt. So kann das HF-Signal $s_{\text{HF}}(t)$ möglichst weit herabgesetzt werden.[25]

Ist die Frequenz f_{HF} des HF-Signal gleich der Frequenz f_{LO} des lokalen Oszillators, ist das resultierende Mischprodukt $s_{\text{ZF}}(t)$ am Ausgang eine Gleichspannung. Man spricht dabei dann auch von einem Homodynischen[26]. Entspricht die Frequenz f_{HF} des HF-Signal nicht der Frequenz f_{LO} des lokalen Oszillators, wird das resultierende Mischprodukt $s_{\text{ZF}}(t)$ am Ausgang Zwischenfrequenz (ZF) genannt. Beim Mischer handelt es sich dann um einen Heterodyn-Mischer.[26] Nach der Gleichung 7 folgt für das Mischprodukt $s_{\text{ZF}}(t)$.

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF}}(t) &= s_{\text{HF}}(t) \cdot s_{\text{LO}}(t) \\ &= \frac{\hat{u}_{\text{HF}} \cdot \hat{u}_{\text{LO}}}{2} (\cos(2\pi \cdot (f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}) \cdot t) + \cos(2\pi \cdot (f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}) \cdot t)) \end{aligned}$$

Das ZF-Signal besteht aus zwei Frequenzkomponenten, der Summe und der Differenz beider Eingangsfrequenzen f_{HF} und f_{LO} . Die Summe $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ entspricht nahezu $2 \cdot f_{\text{HF}}$, da die Frequenz des LO-Signal nahe der Frequenz des HF-Signal gewählt wird. Dafür ist aber die Frequenz des ZF-Signals $f_{\text{ZF}} \ll f_{\text{HF}}$. Bei der Abwärtsmischung ist nur die $f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}$ Komponente von Interesse.[25]

$$f_{\text{ZF}} = |f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}|$$

Die $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ Komponente kann mithilfe eines Tiefpassfilters entfernt werden.[25]

In der Abbildung 11 ist das Frequenzspektrum der Abwärtsmischung dargestellt. Im oberen Plot ist das HF-Signal am Eingang IN₁ bei $f_{\text{HF}} = 200$ MHz und das Signal des lokalen Oszillators bei $f_{\text{LO}} = 150$ MHz zu sehen. Im unteren Plot ist das Frequenzspektrum des ZF-Signal am Ausgang des Mischer dargestellt. Zu erkennen sind die beiden Frequenzkomponenten $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ und $f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}$. Die $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ befindet sich bei $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}} = 350$ MHz, während sich die $|f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}|$ Komponente bei $|f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}| = 50$ MHz befindet. Von Interesse ist hier nur die Differenz $|f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}|$. Die $f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ Komponente kann durch einen Tiefpassfilter entfernt werden.

Spiegelfrequenz

Die Frequenzumsetzung bei Abwärtsmischer ist jedoch nicht immer eindeutig.[24][25] Um die Frequenz f_{LO} gibt es zwei Frequenzen, welche bei der Abwärtsmischung die gewünschte Zwischenfrequenz f_{ZF} ergeben.

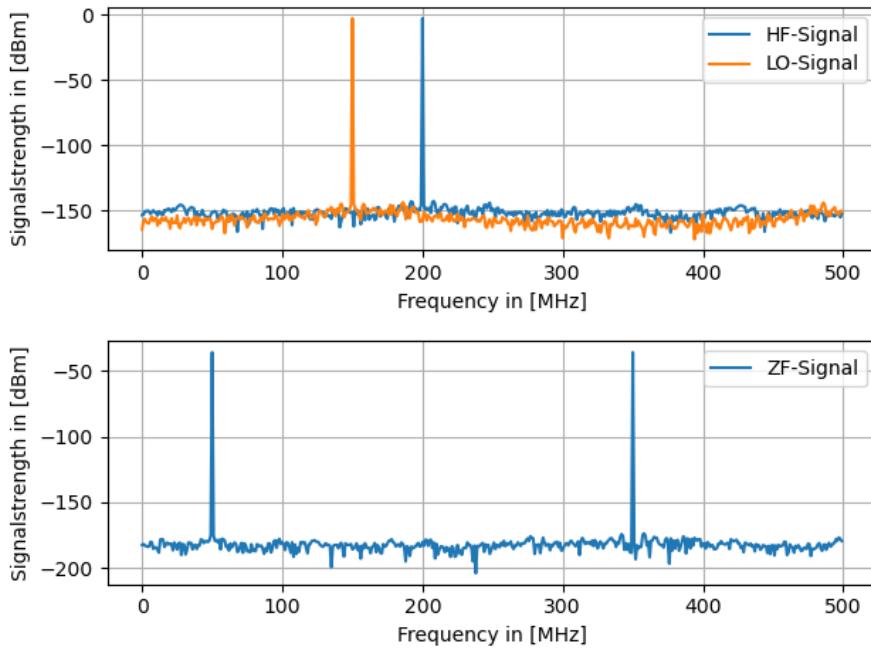


Abbildung 11: Darstellung des Frequenzspektrums vom Mischprodukt $s_{ZF}(t)$ nach der Abwärtsmischung

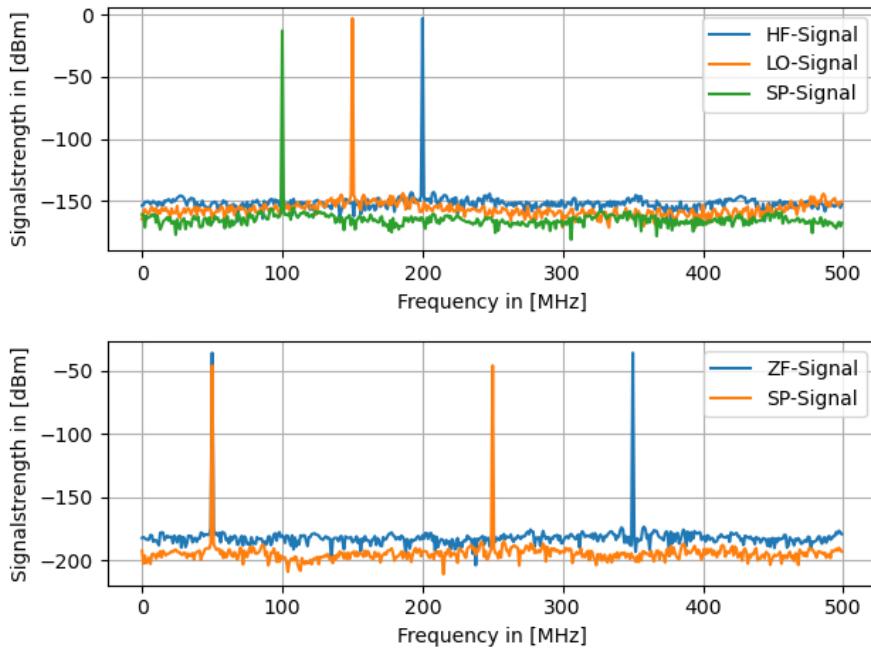


Abbildung 12: Demonstration der Spiegelfrequenz f_{SP}

Die Abbildung 12 zeigt den Vorgang der Abwärtsmischung im Frequenzspektrum. Jedoch liegt zusätzlich zum HF-Signal ein weiteres Signal, das SP-Signal, am Eingang des Mischers an. Für eine bessere Demonstration hat das SP-Signal einen geringfügig kleineren Pegel.

Der obere Plot zeigt die beiden Eingangssignale $s_{HF}(t)$ und $s_{SP}(t)$ um das Signal des lokalen Oszillators. Die Frequenz der beiden Signale betragen $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ und $f_{SP} = f_{LO} - f_{ZF}$. Beide Signale befinden sich also im Abstand von f_{ZF} um das LO-Signal. Bei der Abwärtsmischung des HF-Signals kommt mit Gleichung 8 das gewünschte ZF-Signal mit der Frequenz f_{ZF} raus,

wie es im unteren Plot dargestellt ist. Bei der Abwärtsmischung des SP-Signal kommt es mit Gleichung 8 zu einer negativen Frequenz $-f_{ZF}$. Aufgrund der Spiegelung des Fourierspektrum um 0 Hz kommt es auch zu einer positiven Frequenz f_{ZF} , welche das gewünschte ZF-Signal überlagert.[25] Dieser Effekt ist im unteren Plot bei $f = 50$ MHz zu sehen. Das herabgesetzte SP-Signal (orange) überlagert das gewünschte ZF-Signal (blau).

Die Frequenz f_{SP} des SP-Signals vor dem herabsetzen wird auch Spiegelfrequenz (engl. Image Frequency) genannt. Ein an den Ausgang des Mischer angeschlossener Empfänger hat keine Möglichkeit die beiden Signale auseinander zu halten, weshalb die Spiegelfrequenz vor dem Eingang des Mischers unterdrückt werden muss. Erreicht werden kann das mit Filtern oder sogenannten Einseitenbandmischer (engl. Image Rejection Mixer).[24][25]

Rauschen und Verluste von Mischern

Die Ein- und Ausgänge des Mischer müssen auf die jeweilige Impedanz angepasst werden. Erschwert wird das durch die Vielzahl an Frequenzen und Oberwellen, welche während des Mischprozesses auftreten.[25]

Im Idealfall werden alle drei Tore des Mischer auf ihre jeweilige Frequenz f_{in} , f_{LO} und f_{out} angepasst und alle weiteren Frequenzkomponenten werden mithilfe von ohmschen Lasten absorbiert oder durch reaktive Lasten geblockt. Beide Methoden bringen Verluste mit sich. Weitere Verluste treten bei der Frequenzumsetzung durch die Entstehung von Oberwellen und harmonischen Schwingungen auf.[25].

In der Praxis ist für die Betrachtung der Verluste der Pfad vom LO-Signal nicht von Bedeutung. Interessant ist nur der Weg vom HF-Eingang zum ZF-Ausgang oder umgekehrt. Somit können die Verluste des Mischer wie bei einer lineare Schaltung, z.B. eines Dämpfungsglieds, über das Verhältnis der Eingangsleistung P_{IN} zu der Ausgangsleistung P_{OUT} beschrieben werden.[24][25]

$$L_{\text{conv,dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \right) \quad (9)$$

Im Konversationsverlust $L_{\text{conv,dB}}$ werden alle ohmschen, sowie Verluste bei Frequenzumsetzung, berücksichtigt. Die Gleichung 9 kann sowohl bei Aufwärts-, als auch bei Abwärtsmischung verwendet werden.[25]

Das Rauschen eines Mischer kann über seine Rauschzahl F ausgedrückt werden. Die Rauschzahl F eines Mischer entspricht näherungsweise seiner Konversationsverluste

$L_{\text{conv,dB}}$.[24]

$$F_{\text{Mischer,dB}} \approx L_{\text{conv,dB}} \quad (10)$$

Neben den Konversationsverlusten L_{conv} und der Rauschzahl F_{Mischer} kann ein Mischer auch über den Frequenzbereich, den notwendigen Pegel des lokalen Oszillatoren, der Isolation zwischen den Toren, seiner Linearität (IIP_3) und seiner Impedanzanpassung seiner Tore beschrieben werden.[24][25]

3.6 Antenne

Die Antenne ist mit der wichtigste Bestandteil der Empfangskette an der Satellitenbodenstation. Erst mit einer geeigneten Antenne ist es möglich die Signale vom Satelliten, welcher ebenfalls eine Antenne braucht um die Signale zu senden, zu empfangen. Die Antenne wandelt die leitungsgebundene Welle um und strahlt diese in den freien Raum ab oder empfängt die Wellen im freien Raum und gibt diese an die Leitung ab. Sie ist also das Verbindungsglied zwischen der leitungsgebundenen elektrischen Signal und der Welle im freien Raum.[27]

Die IEEE definiert eine Antenne als ein passives, lineares und reziprokes Bauelement, welches Radiowellen abstrahlen, als auch empfangen kann.[28][27]

Eine Antenne kann über viele verschiedene Parameter beschrieben werden. Diese Parameter helfen dabei eine geeignete Antenne für die jeweilige Anwendung zu finden.

Strahlungsleistungsdichte

Mit der Strahlungsleistungsdichte S kann die, auf eine Oberfläche mit der Fläche A im Fernfeld der Antenne, einwirkende Leistungsdichte beschrieben werden. Ihre Einheit ist W/m^2 .

Betrachtet wird dabei Leistungsdichte der elektromagnetischen Wellen welche sich im jeweiligen Raumwinkel $\frac{A}{r^2}$ befinden.[29] Bei einem isotropen Kugelstrahler werden die elektromagnetischen Wellen mit der Sendeleistung P_T gleichmäßig in alle Richtungen (θ, φ) abgestrahlt. Daher ergibt sich kein spezifischer Raumwinkel für den isotropen Kugelstrahler, weshalb die Strahlungsfläche S_0 des isotropen Kugelstrahler über die sich ausbreitende Kugeloberfläche betrachtet wird.[29]

$$S_0 = \frac{P_{\text{TX}}}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (11)$$

Bei einer realen Antenne gibt es eine bevorzugte Abstrahlrichtung (θ, φ) , in welche die Antenne mit einem bestimmten Gewinn $G(\theta, \varphi)$ die elektromagnetischen Wellen mit der Sendeleistung P_T abstrahlt.[29]

$$S(\theta, \varphi) = \frac{P_T \cdot G(\theta, \varphi)}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (12)$$

Nah- und Fernfeld

Der Bereich um die Antenne kann in mehrere Bereiche aufgeteilt werden. Im mittelbaren Umfeld liegt das Nahfeld, auch Fresnel-Gebiet genannt, der Antenne. Neben den abgestrahlten elektromagnetischen Wellen wirken hier auch starke stationäre Felder, welche ebenfalls von der Antenne ausgehen. Beschreiben lassen sich die Felder durch die maxwellschen Gleichungen.[30][27]

Im Nahfeld wird die Berechnung der Felder aufgrund der hohen Ordnungen der Polynome erschwert[30]. Aus diesem Grund werden die Strahlungscharakteristiken einer Antenne im Fernfeld bestimmt. [27]

Das Fernfeld, auch Fraunhofer-Bereich genannt, ist geometrisch deutlich größer als das Nahfeld. Es beginnt da, wo sich die elektromagnetischen Wellen frei im Raum ausbreiten können. Der Übergang zum Fernfeld kann Näherungsweise bestimmt werden.[30]:

$$r_{\text{fern}} = 2 \cdot \lambda \quad (13)$$

Die Gleichung 13 gilt für Antennen, welche in ihren Geometrischen Abmessung kleiner als ihre Wellenlänge λ sind.[30] Bei größeren Antennen, zum Beispiel Parabolantennen wird die geometrische Abmessung L der Antenne mit berücksichtigt.[30]:

$$r_{\text{fern}} = \frac{2 \cdot L^2}{\lambda} \quad (14)$$

Als sichere Faustformel kann ab einem Abstand $r > 5 \cdot \lambda$ vom Fernfeld ausgegangen werden. Im Fernfeld existieren nur die Felder der elektromagnetische Welle, was die Berechnung der Felder deutlich vereinfacht. Die elektrische und magnetische Komponente der EM-Welle befinden sich Phase zu einander und stehen orthogonal zur Ausbreitungsrichtung. Über das Verhältnis vom elektrischen und magnetischen Feld kann der Freiraumwiderstand η_0 bestimmt werden.

$$\eta_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \mu_0 \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} = 377 \Omega \quad (15)$$

Bis zur Entfernung $r = \frac{L^2}{2 \cdot \lambda}$ um die Antenne liegt die sogenannte Rayleigh-Zone. In diesem Bereich strahlt Antenne nicht nur Energie ab, sondern nimmt auch einen Teil der abgestrahlten Energie als Blindleistung wieder auf.[30]

Antennen- und Richtdiagramm

Ein Antennen- oder Richtdiagramm stellt die Strahlungscharakteristik einer Antenne grafisch dar. Die Strahlungscharakteristik einer Antenne umfasst dabei die Strahlungsleistungsdichte, die Feldstärke, Intensität, Richtfaktor, Phasenlage und Polarisierung.[27]

In den meisten Fällen wird im Antennendiagramm allerdings die Intensität der abgestrahlten Energie oder ihre Feldstärke in Abhängigkeit der Richtung dargestellt.[31]

Da Antennen reziproke Elemente sind gilt ein Antennendiagramm gleichermaßen für das Senden und auch für das Empfangen mit der jeweiligen Antenne. Im Sendefall gibt das Antennendiagramm die richtungsabhängige Ausstrahlung der Antenne an und im Empfangsfall die richtungsabhängige Empfangsempfindlichkeit.[31]

Auch besteht die Möglichkeit die Strahlungscharakteristik der Antenne mithilfe einer mathematische Funktion zu definieren.[27]

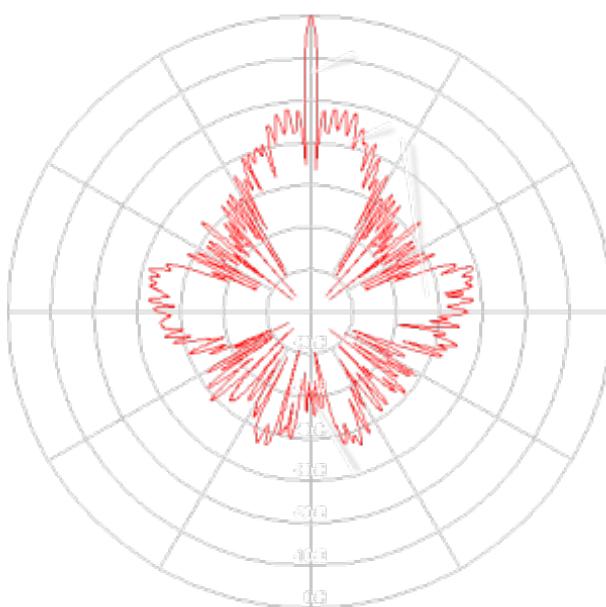


Abbildung 13: Ein Beispiel für ein horizontales Antennendiagramm im Polarkoordinatensystem[31]

Für das Antennendiagramm kann in unterschiedlichen Formen und in verschiedenen Ebenen dargestellt werden. Ein Antennendiagramm kann im 2D-Raum entlang der horizontalen (Azimuth), als auch entlang der vertikalen Ebene (Elevation) der Antenne erstellt werden. Auch kann ein Antennendiagramm im 3D-Raum erstellt werden. Die Abbildung 13 zeigt ein horizontales Antennendiagramm im polaren Koordinatensystem.

Neben dem polaren Koordinatensystem kann auch das kartesische Koordinatensystem verwendet werden, jedoch kann im polaren Koordinatensystem die Richtwirkung der Antenne besser dargestellt werden. [31].

Haupt- und Nebenkeulen

Im Antennendiagramm in Abbildung 13 lassen sich verschiedene Muster in der Strahlungscharakteristik der Antenne erkennen, welche auch Keulen genannt werden. Dabei werden die Keulen weiter in Haupt- und Nebenkeulen unterteilt.

Bei der Hauptkeule handelt es sich um den Bereich einer Antenne, in dessen Richtung am meisten Energie abgestrahlt oder, im Empfangsfall, empfangen wird.[27] Bei einigen Antennen können auch mehrere Hauptkeulen vorhanden sein. Ein Beispiel dafür sind Loop- oder Dipolantennen,

welche zwei Hauptkeule im Antennendiagramm aufweisen. Diese Hauptkeulen sind im 180° versetzt zu einander. Die Hauptkeulen stellen die bevorzugte Anwendungsrichtung einer Antenne dar, egal ob die Antenne im Sende- oder Empfangsbetrieb verwendet wird.

Die Nebenkeulen handelt es sich um alle Keulen, welche nicht die Hauptkeule darstellen. Diese sind jedoch deutlich kleiner und sollte auch so klein wie möglich sein. Nebenkeule sind meistens unerwünscht, da sie Energie in ungewollte Richtungen abstrahlen und so weniger Energie durch die Hauptkeule abgestrahlt wird oder da sie im Empfangsfall dafür sorgen, dass die Antenne aus eventuell unerwünschten Richtungen Signale aufnimmt und so den Empfang stören.[27]. Die größten beiden größten Nebenkeulen werden auch Seitenkeulen genannt.[27].

Der Abstand von der Hauptkeule zur größten Nebenkeule ist die Nebenkeulendämpfung. Je größer der Wert ist, desto kleiner sind die Nebenkeulen. Die Nebenkeulendämpfung ist ein wichtiger Parameter für Richtantennen, da damit die Richtschärfe ausgedrückt werden kann.

Die Haupt- und Nebenkeulen bilden sich bei jeder Antenne, welche kein isotropischer Kugelstrahler ist.

Strahlbreite

Im Zusammenhang mit dem Strahlungsmuster einer Antenne kann ein weiterer Parameter hergeleitet werden. Die Strahlbreite beschreibt den Öffnungswinkel der Hauptkeule. Gemessen wird die Strahlbreite an zwei identischen Punkten auf beiden Seiten des Maximums der Hauptkeule[27]. Viel Verwendung findet die 3 dB-Strahlbreite θ_{3dB} (engl. Half-Power Beamwidth) oder kurz HPBW. Diese entspricht dem Winkel zwischen zwei Punkten an der Hauptkeule, an welchen die abgestrahlte Leistung in jene Richtung nur noch die Hälfte des Maximums entspricht.[27][29] Ebenfalls entspricht die 3 dB-Strahlbreite θ_{3dB} dem Verhältnis von $\frac{k\lambda}{D}$. Dabei ist D der Richtfaktor der Antenne und k ein Koeffizient, welcher vom gewählten Abstandsgesetz (engl. Illumination Law) abhängt[29]. Das Gesetz beschreibt die Verteilung der abgestrahlten EM-Wellen über die Antennenapertur. Bei einer einheitlichen Abstrahlung entspricht $k = 58.5^\circ$. Bei einer nicht einheitlichen Abstrahlung kommt es zu einer Dämpfung an Rändern der Antennenapertur, was zu einer Vergrößerung der 3 dB-Strahlbreite θ_{3dB} führt. Für den Koeffizient k wird meistens $k = 70^\circ$ gewählt.[29]

$$\theta_{3dB} = \frac{70 \cdot \lambda}{D} \quad (16)$$

Es gibt auch noch andere Strahlbreite wie die First Null Beamwidth (FNBW), diese findet aber in der Praxis keine große Anwendung[27].

Die Strahlbreite ist gerade für Richtantennen ein wichtiger Parameter, da die Strahlbreite ihr Auflösungsvermögen beschreibt. Mit einer kleineren Strahlbreite kann im Empfangsfall eine größere Winkelauflösung erreicht werden. Eine größere Winkelauflösung hilft einer Antenne dabei zwischen mehreren benachbarten Strahlungsquellen zu unterscheiden. Mit einem größeren Öffnungswinkel neigt die Antenne dazu benachbarte Quellen als eine wahrzunehmen. Das kann für zum Beispiel Radaranlagen wichtig sein[27]. Allerdings wachsen mit geringerer Strahlbreite auch die Nebenkeulen, was unerwünschte Effekte, wie in 3.6 beschrieben, führt [27].

Antennengewinn

Anders als ein isotroper Kugelstrahler, strahlt eine reale Antenne die elektromagnetische Wellen nicht gleichmäßig in alle Richtungen ab. Eine reale Antenne weißt, wie in Abbildung 13 zu erkennen, bevorzugte Abstrahlrichtungen (θ, φ) . Diese sind durch die Haupt und Nebenkeulen im Antennendiagramm zu erkennen.

Gegenüber einem isotropen Kugelstrahler weisen reale Antennen einen gewissen Gewinn $G(\theta, \varphi)$ auf. Der Gewinn ist definiert als das Verhältnis der Strahlungsleistungsdichte $S(\theta, \varphi)$ der betrachteten Antenne in die gegebene Richtung (θ, φ) zu der Strahlungsleistungsdichte S_0 eines

isotropen Kugelstrahlers bei gleicher abgestrahlter Leistung P_{TX} und gleicher Entfernung r .[27]

$$G(\theta, \varphi) = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{S_0(r)} = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_0} \quad (17)$$

Der Gewinn $G(\theta, \varphi)$ ist unabhängig von der Entfernung r . Wird die Richtung (θ, φ) nicht weiter spezifiziert, wird der Gewinn G in Richtung der maximalen Strahlungsleistungsdichte S angegeben, welche durch die Hauptkeule im Antennendiagramm gekennzeichnet ist.[27]

Der Antennengewinn $G(\theta, \varphi)$ wird meist auch logarithmisch in [dBi] angegeben. Dabei bezieht sich das i in [dBi] auf den isotropen Kugelstrahler.

$$G_{\text{dBi}}(\theta, \varphi) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{S(\theta, \varphi) \cdot 4 \cdot \pi \cdot r^2}{P_{\text{TX}}} \right) \quad (18)$$

Die Gleichung 18 ergibt sich aus der Gleichung 17 und der Gleichung 11 für die Strahlungsleistungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers.

Der Antennengewinn $G(\theta, \varphi)$ ist eng mit dem Richtfaktor D und dem Wirkungsgrad η der Antenne verbunden[27][29]. Innerhalb der 3 dB-Strahlbreite $\theta_{3\text{dB}}$ kann der Gewinn G in einem bestimmten Winkel θ mithilfe des maximalen Gewinns G_{\max} bestimmt werden.[29]

$$G_{\text{dBi}}(\theta) = G_{\max, \text{dBi}} - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 \quad (19)$$

Die Gleichung 19 gilt nur für $0 \leq \theta \leq \frac{\theta_{3\text{dB}}}{2}$. Der maximale Gewinn G_{\max} kann mit dem Wirkungsgrad η der Antenne ebenfalls aus der 3 dB-Strahlbreite $\theta_{3\text{dB}}$ gewonnen werden.[29]

$$G_{\max} = \eta \left(\frac{\pi \cdot D \cdot f}{c} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi \cdot 70}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 \quad (20)$$

Richtfaktor und Wirkungsgrad

Beim Richtfaktor D einer Antenne handelt es sich um das Verhältnis der Strahlungsintensität bei einem bestimmten Abstrahlwinkel (θ, φ) zu der durchschnittlichen Strahlungsintensität der Antenne in alle Richtungen. Dabei wird meistens als Abstrahlwinkel (θ, φ) der Winkel von der maximalen Strahlungsintensität, also der Hauptkeule der Antenne, verwendet.[27]

$$D = \frac{\text{Maximale Strahlungsintensität}}{\text{Durchschnittliche Strahlungsintensität}} = \frac{\phi_{\max}}{\phi_{\emptyset}} \quad (21)$$

Die durchschnittliche Strahlungsintensität kann über die von der Antenne abgestrahlten Leistung P_{TX} bestimmt werden.[27]

$$\phi_{\emptyset} = \frac{P_{\text{TX}}}{4\pi} \quad (22)$$

Mit dem Richtfaktor D und mithilfe des Antennenwirkungsgrads η kann der Gewinn G einer Antenne ermittelt werden.

$$G = \eta \cdot D = \eta \cdot \frac{\phi_{\max}}{\phi_{\emptyset}} \quad (23)$$

Der Wirkungsgrad η einer Antenne setzt sich aus mehreren einzelnen Verlusten zusammen. Der Wirkungsgrad η kann Werte zwischen 0 und 1 annehmen, was sich zu 0 % und 100 % übersetzen lässt. Bei verlustlosen Antennen gilt $\eta = 1$, was zu $G = D$ führt.[27][29]

$$\eta = \eta_{\text{illum}} \cdot \eta_{\text{spill}} \cdot \eta_{\text{surface}} \cdot \eta_{\text{miss}} \cdot \dots \quad (24)$$

Die Effizienz der Aperaturausleuchtung η_{illum} der Antenne gibt das Ausleuchtung des Reflektor im Bezug auf eine gleichmäßige Ausleuchtung an. Eine hohe Effizienz der Aperaturausleuchtung

$\eta_{\text{illum}} = 1$ und damit eine gleichmäßige Ausleuchtung ist nicht unbedingt erwünscht. Eine gleichmäßige Ausleuchtung hat auch großen Nebenkeulen zur Folge, welche bei Antennen mit hoher Richtwirkung D nicht vom Vorteil sind. Ein Kompromiss kann durch eine Dämpfung der Ausleuchtung am Rande des Reflektor erzielt werden.[29]

Mit der Spill-over-Effizienz η_{spill} der Antenne wird die von der Primärquelle (Antennenfeed, etc.) abgestrahlte und vom Reflektor aufgenommene Leistung im Vergleich zur gesamten abgestrahlten Leistung angegeben. Die Differenz zwischen der aufgenommenen und der abgestrahlten Leistung ist der Spill-over Verlust. Je größer der vom Reflektor eingenommene Raumwinkel im Strahlungsmuster der Primärquelle ist, desto mehr Leistung wird vom Reflektor aufgenommen und desto größer ist auch η_{spill} . Jedoch wird mit wachsendem eingenommen Raumwinkel des Reflektor eine Aperaturausleuchtung am Rande des Reflektor immer geringer, was zu einem Abfall der Aperaturausleuchtungseffizienz führt. Ein Kompromiss zwischen η_{illum} und η_{spill} führt zu einer Spill-over-Effizienz von $\eta_{\text{spill}} \approx 0.8$.[29]

Auch wird in der Effizienz der Antenne η der Einfluss auf den Gewinn $G(\theta, \varphi)$ der Antenne durch die Beschaffenheit der Oberfläche mit η_{surface} berücksichtigt. Weiterhin kann mit η_{miss} der Einfluss durch nicht angepasste Impedanzen in der Antenneneffizienz η berücksichtigt. Auch können noch viele weitere Verluste mit in die Antenneneffizienz eingebracht werden.[29]

Äquivalente Strahlungsleistung

Die äquivalente Strahlungsleistung, auch effektive Strahlungsleistung (engl. effectiv radiated Power) ERP genannt, ist eine nützliche Größe um die die Auswirkung des Gewinns $G(\theta, \varphi)$ einer Antenne zu verdeutlichen.

Mit ihr wird die Sendeleistung P_T angegeben, welche eine Referenzantenne abstrahlen müsste, um die gleiche Strahlungsleistungsdichte $S(\theta, \varphi)$ der Bezugsantenne in eine bestimmte Richtung (θ, φ) zu erreichen. Dabei wird meistens von der Richtung (θ, φ) der Hauptkeule ausgegangen.[32] Als Referenzantenne kann dabei eine beliebige Antenne gewählt werden. In der Praxis werden meist eine gewöhnliche Dipolantenne oder ein rein theoretischer isotroper Kugelstrahler als Referenzantenne gewählt.[32]

Bei der Wahl eines isotopen Kugelstrahlers wird die äquivalente Strahlungsleistung in bezug auf den isotropen Kugelstrahler angegeben. Dann ist von der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (engl. effective isotropic radiated power) EIRP die Rede.[32]

Das EIRP setzt sich aus der Sendeleistung P_T und dem Gewinn G in Richtung der Hauptkeule und den Verlusten der Antenne L_{ANT} zusammen.[32]

$$\text{EIRP} = P_T \cdot \frac{G}{L_{\text{ANT}}} \quad (25)$$

Das EIRP kann auch logarithmisch, z.B. in dBm, angeben werden.

$$\text{EIRP}_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_T \cdot \frac{G}{L_{\text{ANT}}}}{1 \cdot 10^{-3}} \right) = P_{\text{T,dBm}} + G_{\text{dBi}} - L_{\text{ANT,dB}} \quad (26)$$

Das EIRP und ERP hängen über den Gewinn $G = 1.64$ der Dipolantenne gegenüber dem isotropen Kugelstrahler miteinander zusammen.[32]

$$\text{EIRP} = 1.64 \cdot \text{ERP}$$

Mithilfe des ERP und EIRP kann die scheinbare Leistung eines Senders quantifiziert werden. Anwendung findet das im Bereich der Telekommunikationstechnik. Die Bundesnetzagentur gibt mit dem EIRP die maximale zulässige Sendeleistung im sogenannten Frequenznutzungsplan [10] an. So soll eine gemeinschaftliche Nutzung der einzelnen Frequenzbänder garantiert und gegenseitige Störungen minimiert werden.[32]

Effektive Antennenfläche

Die effektive Antennenfläche, auch Absorptions- oder Wirkfläche genannt, ist eine rein theoretische Fläche. Die effektive Antennenfläche A_E kann maximal gleich der physikalischen Fläche der Antenne A_{phy} sein, ist aber bei realen Antennen meistens kleiner.

Bestimmt werden kann die effektive Antennenfläche A_E einer verlustlosen Antenne über das Verhältnis der von der Antenne aufgenommenen Leistung P_R und der Strahlungsleistungsdichte S_R der auf die Antenne einfallenden elektromagnetischen Welle.[27]

$$A_E = \frac{P_R}{S_R} \quad (27)$$

Die Einheit der effektiven Antennenfläche ist [m^2]. Auch kann die effektive Antennenfläche aus dem maximalen Richtfaktor D und folglich auch aus dem maximalen Gewinn G und der Effizienz der Antenne η gewonnen werden.[27]

$$A_E = \frac{\lambda^2}{4\pi} D = \eta \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\max} \quad (28)$$

Der Faktor $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ folgt aus der maximalen effektiven Antennenfläche eines isotropen Kugelstrahlers.[27]

Auch kann die Effizienz der effektiven Antennenfläche A_E bestimmt werden. Die Effizienz der effektiven Antennenfläche A_E , auch Aperatureffizienz η_{AE} genannt, entspricht dem Verhältnis der effektiven Antennenfläche A_E zu der physikalischen Fläche A_{phy} der Antenne.[27]

$$\eta_{AE} = \frac{A_E}{A_{\text{phy}}} \quad (29)$$

Bei einer verlustlosen Antenne entspricht Aperatureffizienz η_{AE} der Effizienz der gesamten Antenne η .

Polarisation

Eine Antenne fungiert als eine Schnittstelle zwischen elektrischen Signalen und elektromagnetischen Wellen im freien Raum. Sie wandelt die leitungsgebundene Energie in elektromagnetischen Wellen um oder umgekehrt.

Im freien Raum existieren zwei verschiedene Arten von Wellen, die Transversal- und Longitudinalwellen.

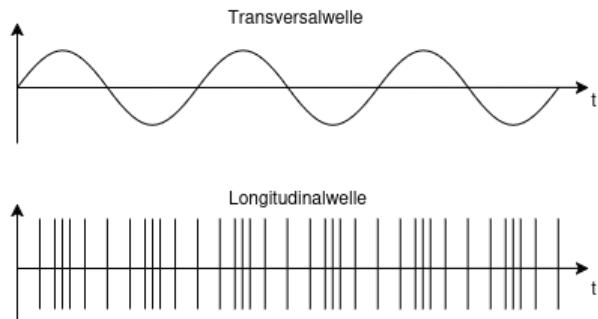


Abbildung 14: Vergleich von Transversal- und Longitudinalwelle

Die Abbildung 14 zeigt die Transversal- und die Longitudinalwelle im Vergleich zueinander. Bei einer transversalen Welle erfolgen die Schwingungen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Die Schwingungen einer Longitudinalwelle erfolgen in Richtung der Ausbreitung.[33]

Bei elektromagnetischen Wellen handelt es sich um Transversalwellen. Im Gegensatz zu Longitudinalwellen können Transversalwellen polarisiert werden.[33] Die Polarisierung E einer elektromagnetischen Welle kann als eine Funktion der Zeit t angesehen werden. Sie beschreibt die Veränderung der Richtung und relative Amplitude des E-Feld Vektors, indem sie in gleichmäßigen zeitlichen Intervallen n die Extremstellen der Schwingungen entlang der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle im Raum darstellt.[27]

->Bild der Polarisierung einfügen

Die Polarisierung einer Antenne kann mit der Polarisierung der von ihr abgestrahlten EM-Welle beschrieben werden. Jedoch kann die Bauform und Ausrichtung einer Antenne zu unterschiedlichen Polarisierung innerhalb ihrer Strahlungscharakteristik führen. Demnach ist die Polarisierung einer Antenne abhängig vom Abstrahlwinkel (θ, φ) , kann aber mit der Polarisierung der aus diesem Winkel abgestrahlten EM-Welle beschrieben werden.[27] Im Fernfeld einer Antenne kann die von ihr abgestrahlte elektromagnetische Welle an jedem Punkt auf dem Ausbreitungspfad durch eine ebene Welle mit derselben Ausbreitungsrichtung und elektrischen Feldstärke \vec{E} angenähert werden. Dies gilt jedoch nur für Punkte, die sich tatsächlich im Fernfeldbereich und entlang des Ausbreitungspfads der Welle befinden. Im Nahfeld wirken zusätzlich statische und induktive Feldkomponenten, weshalb die Wellenfront hier noch gekrümmmt ist. Mit wachsender Entfernung zur Antenne vergrößert sich der Krümmungsradius der Wellenfront. Der Einfluss der Anteile des Nahfelds nimmt also mit wachsender Entfernung zur Quelle ab. Für sehr große Entferungen wird die Wellenfront lokal praktisch eben, und die elektromagnetische Welle kann hinsichtlich Ausbreitung und Polarisationsverhalten wie eine ebene Welle betrachtet werden. Diese Eigenschaft erlaubt es, die Polarisierung der abgestrahlten Welle im Fernfeld durch die Polarisationsrichtung einer ebenen elektromagnetischen Welle eindeutig zu charakterisieren.[27]

Die Polarisierung von Antennen und EM-Wellen können in drei Arten klassifiziert. Eine Antenne oder EM-Wellen kann entweder linear, zirkular/kreisförmig oder elliptisch polarisiert sein.[27] Bei einer linearen Polarisierung bleibt die Richtung der Schwingung unverändert. Nur die relative Amplitude des E-Feld Vektors ändert periodisch ihren Betrag und Vorzeichen. Damit der E-Feld Vektor nur in einer Ebene entlang der Ausbreitungsrichtung der EM-Welle schwingt darf dieser nur aus einer Komponente oder aus zwei Komponenten bestehen, welche entweder in Phase oder ein Vielfaches von 180° oder π außer Phase zu einander sind.[27]

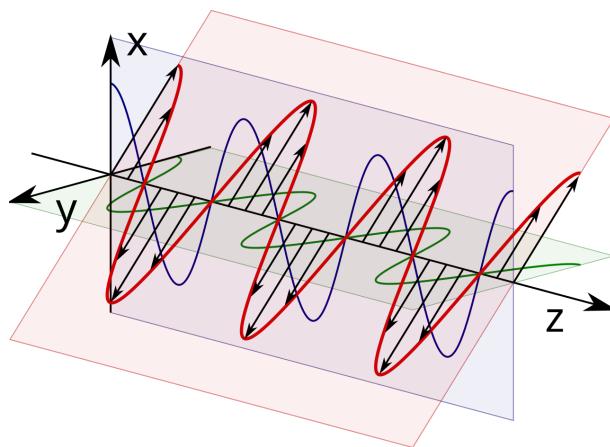


Abbildung 15: Arten an linearen Polarisierungen[34]

Die Abbildung 15 zeigt die unterschiedlichen Arten der linearen Polarisierung. Im Bezug zu der Erdoberfläche kann eine EM-Welle vertikal linear polarisiert (blau), horizontal linear polarisiert (grün) oder schräg linear polarisiert (rot) sein.

Im Falle einer zirkulären oder kreisförmigen Polarisierung bleibt die reale Amplitude des E-Feld Vektors konstant. Jedoch rotiert der E-Feld Vektor mit konstanter Winkelgeschwindigkeit senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Am Ort des Beobachters zeigt E-Feld Vektor damit einen

Kreis auf.[27]

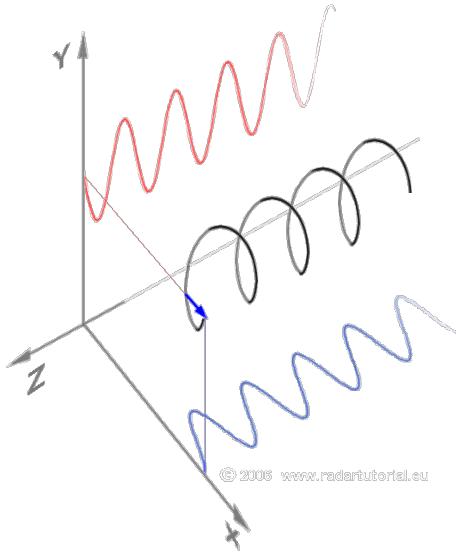


Abbildung 16: Zusammensetzung einer zirkularen Polarisation[35]

In Abbildung 16 sind die Komponenten des E-Feld Vektors (blauer Pfeil) dargestellt. Der E-Feld Vektor setzt sich aus zwei einzelnen linearen E-Feld Vektoren (Rot und Blau) zusammen, welche orthogonal zu einander stehen. Die Phasendifferenz zwischen den roten und blauen E-Feld Vektoren beträgt dabei 90° oder $\frac{\pi}{2}$ oder ein ungerade Vielfaches davon.[27]

Der Vektor des E-Feldes kann dabei gegen den Uhrzeigersinn oder im Uhrzeigersinn rotieren. Ist eine Welle im Uhrzeigersinn polarisiert, nennt man diese auch rechtshändig polarisiert (engl. right hand circularly polarized) oder auch RHCP. Ist die Welle gegen den Uhrzeigersinn polarisiert, ist von einer linkshändig polarisierten Welle (engl. left hand circularly polarized) oder LHCP die Rede.[27]

Bei einer elliptischen Polarisation handelt es sich um eine Kombination aus linearer und zirkularer Polarisation. Der E-Feld Vektor rotiert mit konstanter Geschwindigkeit senkrecht zur Ausbreitungsrichtung und gleichzeitig verändert sich die relative Amplitude des E-Feld Vektors. Am Ort des Beobachters zeichnet sich eine elliptische Form ab.[27] Der E-Feld Vektor setzt sich bei der elliptischen Polarisation aus zwei einzelnen linearen Komponenten zusammen. Diese können die gleiche Amplitude aufweisen, ist aber keine Voraussetzung. Wenn die beiden linearen Komponenten unterschiedliche Amplituden haben, darf die Phasendifferenz zwischen den beiden Komponenten nicht 0° oder ein Vielfaches von 180° sein, da sonst der zusammengesetzte E-Feld Vektor eine lineare Polarisation aufweisen würde. Bei gleicher Amplitude darf die Phasendifferenz kein Vielfaches von 90° sein, da sonst der zusammengesetzte E-Feld Vektor eine zirkulare Polarisation aufweisen würde.[27]

Eine Antenne ist nur für eine Polarisationsebene ausgelegt und kann EM-Wellen weder ausstrahlen noch empfangen, wenn diese orthogonal zu ihrer eigenen Polarisation stehen.[29] Diese Eigenschaft macht es möglich über die gleiche Übertragungsstrecke zwei verschiedene Links mit der gleichen Frequenz f zu betreiben. Dafür müssen an beiden Ende der Übertragungsstrecke zwei verschiedene Antenne mit orthogonaler Polarisation zu einander oder jeweils eine Antenne, welche beide Polarisationen unterstützt.[29]

3.7 Rauschen

In jedem System tritt neben dem gewünschten Nutzsignal $s(t)$, welches die gewünschte Informationen enthält, zusätzlich Rauschen auf. Einfach gesagt handelt es sich beim Rauschen um

eine unerwünschte Form an Energie, welche auch als eine Signal $n(t)$ angesehen werden kann. Das Rauschsignal $n(t)$ überlagert das Nutzsignal $s(t)$ und erschwert so das Empfangen und die anschließende Weiterverarbeitung des Nutzsignals $s(t)$.

Genauer betrachtet handelt es sich beim Rauschen um einen stochastischen Prozess. Das bedeutet, dass der Verlauf des Rauschens nicht periodisch und damit zufällig ist. Der Verlauf, sowie die Amplitude des Rauschens können nicht vorhergesagt werden. Zudem enthält Rauschen keine brauchbaren Informationen.[24]

In der Planung und Entwicklung von Kommunikationssystemen spielt das Rauschen eine wichtige Rolle. Für eine problemlose Übertragung, Empfang und Weiterverarbeitung des Nutzsignals $s(t)$ muss zwischen der Leistung des Nutzsignals P_{Signal} und der Rauschleistung P_{Rausch} eine gewisse Differenz eingehalten werden. Das Verhältnis der Leistung des Signals P_{Signal} zu der Rauschleistung P_{Rausch} wird Signal-zu-Rausch-Abstand (engl. Signal-to-Noise-Ratio), kurz SNR , genannt.

$$SNR = \frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Rausch}}} = \frac{S}{N} \quad (30)$$

Das SNR kann auch logarithmisch in dB angeben werden.

$$SNR_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Rausch}}} \right) = S_{\text{dB}} - N_{\text{dB}} \quad (31)$$

Das SNR ist ein Maß für die Qualität der Übertragung, Empfangs und Weiterverarbeitung des Nutzsignals $s(t)$. Auch wenn die Rauschleistung N im Vergleich zur Leistung S des Nutzsignals $s(t)$ sehr gering ist, ist die Rauschleistung N letztendlich der limitierende Faktor in jedem Kommunikationssystem.

Ist der Abstand zwischen der Signalleistung S zum Rauschen N und damit auch das SNR zu gering, kann das Nutzsignal $s(t)$ eventuell nicht mehr einwandfrei vom Rauschen unterschieden werden. Das führt zu Fehlern in der Weiterverarbeitung oder zu Aussetzern in der Übertragung. Mit einem steigenden SNR wird auch der Abstand zwischen der Signalleistung S und Rauschleistung N immer größer. Dadurch kann das Nutzsignal $s(t)$ besser vom Rauschen unterschieden werden und die Fehler in der Weiterverarbeitung und die Ausfallzeit in der Übertragung sinken.

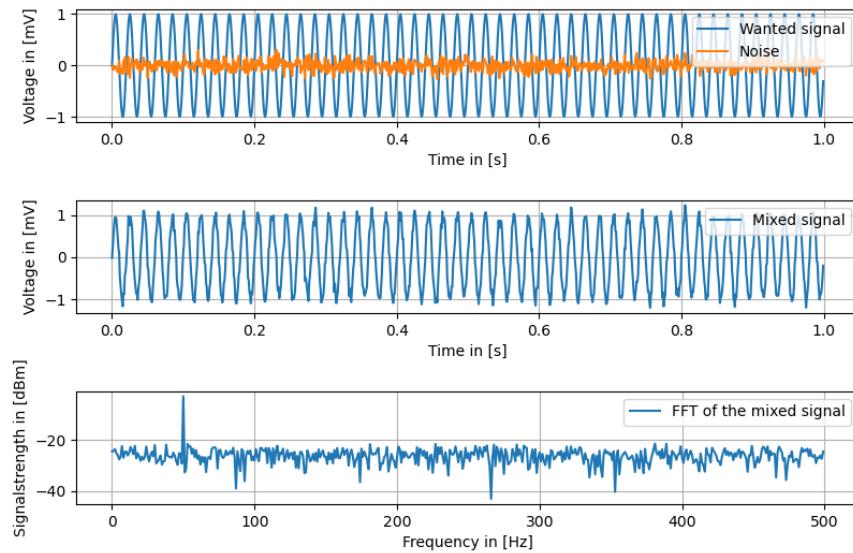


Abbildung 17: Ein von Rauschen überlagertes Nutzsignal $s(t)$ mit einer Frequenz von $f = 50$ Hz im Zeit- und Frequenzbereich

Die Abbildung 17 zeigt ein sinusförmiges Nutzsignal $s(t)$ mit einer Frequenz $f = 50$ Hz, welches von Rauschen überlagert wird. Der mittlere Plot zeigt die Kombination beider Signale im Zeitbe-

reich. Das Rauschen hat einen geringfügigen Einfluss auf die Form des Nutzsignals, jedoch kann immer noch ein sinusförmiger Verlauf erahnt werden. Im unteren Plot ist das Frequenzspektrum des von Rauschen überlagerte Signal dargestellt. Hier ist Nutzsignal $s(t)$ bei $f = 50$ Hz, dank des hohen $SNR \approx 20$ dB, klar vom Rauschen unterscheidbar.

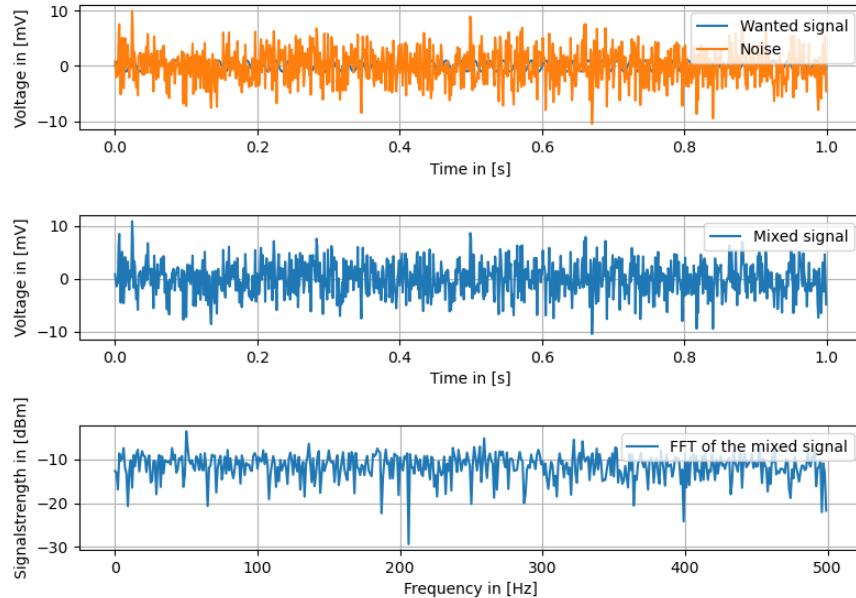


Abbildung 18: Das Nutzsignal $s(t)$ verschwindet im Rauschen

Die Abbildung 18 zeigt das gleiche Nutzsignal $s(t)$ wie in Abbildung 17. Jedoch ist Rauschen diesmal deutlich stärker. Im Zeitbereich hat das Rauschen nicht zu vernachlässigende Auswirkungen auf das Nutzsignal. Es kann eine sinusförmiger Verlauf des Nutzsignals erkannt werden. Auch im Frequenzspektrum kann das Nutzsignal $s(t)$ nicht vom Rauschen unterschieden werden. In diesem Fall wäre eine Weiterverarbeitung des Nutzsignals $s(t)$ nicht möglich, da es zu vielen Fehlern kommen würde. Bei digitalen Modulationen hängt die Bitfehlerrate (engl. Bit-error-rate) BER vom SNR ab.

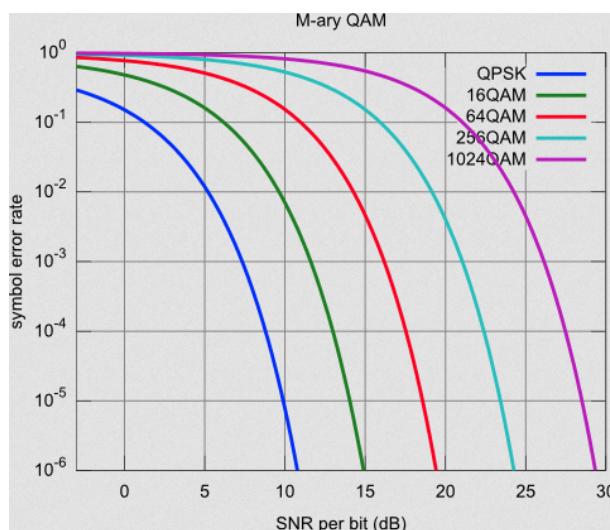


Abbildung 19: Beispiel für die BER anhand einer n-QAM[36]

Die Abbildung 19 zeigt die BER anhand für verschiedene QAM. Zu erkennen ist, dass bei stei-

gendem SNR die Fehlerrate immer stärker sinkt.

Die Verteilung der Rauschleistung N über das Frequenzspektrum wird mit dem Leistungsdichespektrum $S_N(f)$ angegeben. Die Einheit des Leistungsdichespektrum ist $\frac{W}{Hz}$. Herleiten lässt sich das Leistungsdichespektrum mithilfe der Fouriertransformation aus der Autokorrelationsfunktion (AKF) und einer Normallast von 1Ω .[26]

$$S_N(f) = \frac{N}{2 \cdot B} = \frac{k \cdot T_0}{2} = \frac{n_0}{2} \quad (32)$$

Dabei ist n_0 das thermischen Grundrauschen. Bei Raumtemperatur $T_0 = 290\text{ K}$ beträgt das thermischen Grundrauschen $n_0 = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 290\text{ K} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ J} = -174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$

3.8 Arten und Quellen von Rauschen

Rauschen kann sehr vielfältig sein. Es gibt viele verschiedene Arten an Rauschen, welches aus verschiedenen Quellen stammt und in den unterschiedlichsten Bereichen auftritt. Bei den Rauschquellen kann hauptsächlich zwischen natürlichen und künstlichen Rauschquellen unterschieden werden. Zu den natürlichen Rauschquellen gehören unter anderem thermisches Rauschen, Schrottrauschen und $1/f$ -Rauschen. Aber auch Atmosphärisches- und kosmisches Hintergrundrauschen gehören mit zu den natürlichen Rauschquellen. Zum künstlichen Rauschen würde das Rauschen zählen, welches durch elektronische Geräte, z.B. bei der Spannungswandlung oder Datenübertragungen, erzeugt wird. Das künstliche Rauschen kann auch industrielles Rauschen genannt werden.

Thermisches Rauschen

Alle Metalle und elektrische Bauteile, wie Widerstände und Halbleiter, erzeugen ab einer Temperatur $T_0 > 0\text{ K}$ eigenständig eine Rauschenergie. Dieses Rauschen wird auch als thermisches oder Gaußsches Rauschen bezeichnet.

Zurückführen lässt sich das thermische Rauschen auf die zufällige Bewegung von Elektronen und Löchern innerhalb der Metalle und elektrischen Bauteile. Bei einer Temperatur $T_0 = 0\text{ K}$ stehen alle Ladungsträger. Damit wird auch kein Rauschen durch die Ladungsträger generiert. Ab einer Temperatur $T_0 > 0\text{ K}$ fangen die Ladungsträger an sich in zufällige Richtungen zu Bewegen, was zu der Entstehung von Rauschen führt.[24]

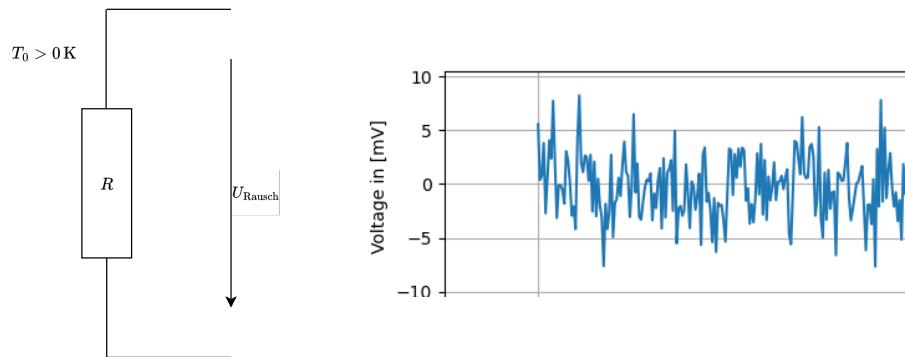


Abbildung 20: Rauschspannung durch thermisches Rauschen

An den Anschlüssen eines Widerstandes oder einer anderen beliebigen Impedanz liegt aufgrund der Bewegung der Ladungsträger eine gewisse Spannung U_{Rausch} an.[24] Das Rauschen kann als ein Signal $n(t)$ angesehen werden dessen Spannung U_{Rausch} im Mittelwert

$$\overline{U}_{\text{Rausch}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt = 0$$

entspricht. Über den quadratischen Mittelwert oder Niquist-Gleichung allerdings lässt sich der Effektivwert der Spannung ermitteln.[37][26]

$$U_{\text{Rausch,eff.}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot B \cdot R}$$

Über den Effektivwert $U_{\text{Rausch,eff.}}$ der Spannung, welche auch Niquistgleichung genannt wird, lässt sich die Leistung des Rauschens ermitteln.[37]

$$N_T = P_{\text{Rausch}} = \frac{U_{\text{Rausch,eff.}}^2}{4R} = \frac{4R \cdot T_0 \cdot B}{4R} = k \cdot T_0 \cdot B \quad (33)$$

Die Leistung des thermischen Rauschen N_T ist letztendlich unabhängig von dem Widerstand R und nur noch abhängig von der Boltzmannkonstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$, der Temperatur T_0 und der gewählten Bandbreite B .[37][24][26]

Die Gleichung 33 kann auch verwendet werden, um das von Zweitoren erzeugte Rauschen, z.B. am Ausgang eines rauscharmen Verstärkers, zu bestimmen. Die Temperatur T_0 wird dabei durch die äquivalente Rauschtemperatur T_e ersetzt.[24]

Die Leistung des thermischen Rauschen ist unabhängig von der Frequenz f und ist gleichmäßig über das gesamte Frequenzspektrum verteilt. Somit ist das Leistungsdichtespektrum $S_N(f)$ des thermischen Rauschens konstant. Damit handelt es sich beim thermischen Rauschen um sogenanntes weißes Rauschen[26] Die thermische Rauschleistung N_T in einem System steigt mit der gewählten Bandbreite B .

Schrotrauschen (Shot Noise)

Erwähnt wird das Schrotrauschen erstmals von Schottky im Jahre 1918, weshalb es auch Schottky-Rauschen genannt wird. Auftreten tut das Schrotrauschen in Halbleiterbauelementen, wie z.B. Dioden, zusätzlich zum thermischen Rauschen.[24]

Seinen Ursprung hat das Schrotrauschen in der zufälligen Bewegung von Ladungsträgern zwischen dem Leitungs- und Valenzband. Die damit verbundene Fluktuation von Energie erzeugt das Rauschen. Der energetische Abstand zwischen den beiden Bändern wird Potentialschwelle genannt.[24]

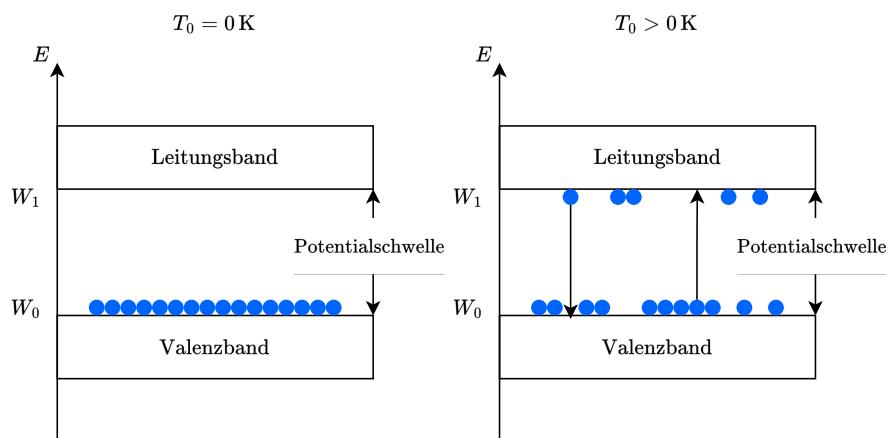


Abbildung 21: Darstellung der Potentialschwelle zwischen dem Leitungs- und Valenzband

In einem Halbleiter erfolgt der Transport von Energie durch gequantelte Ladungsträger statt. Bei gequantelten Ladungsträgern handelt es sich um Teilchen, wie Elektronen oder Löcher, deren Ladung der elementare Ladung $e = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$ oder ein Vielfaches davon entspricht.[24][38] Das Schrotrauschen ist proportional zum mittleren fließenden Strom in dem jeweiligen Halbleiter. Da sich der mittlere fließende Strom je nach Halbleiter und Anwendung unterscheidet, muss

das Schrotrauschen immer individuell betrachtet werden.[24][26]

1/f-Rauschen (Flicker Noise)

Das 1/f-Rauschen ist ein weiteres Rauschen, welches zusätzlich zum thermischen Rauschen und Schrotrauschen, vor allem in niedrigen Frequenzbereichen, auftritt. Es nicht nur limitiert auf elektronische Bauteile, sondern tritt auch in Musik, Biologie und in der Wirtschaft auf.[39] Beim 1/f-Rauschen handelt es sich um sogenanntes pinkes Rauschen[40]. Anders als beim weißen Rauschen, wie thermisches Rauschen, welches eine gleichbleibende Leistungsdichte $S(f)$ über das gesamte Frequenzspektrum aufweist, nimmt beim 1/f-Rauschen die Leistungsdichte $S(f)$ mit steigender Frequenz f immer weiter abnimmt. Daher stammt auch der Name 1/f-Rauschen.[40]

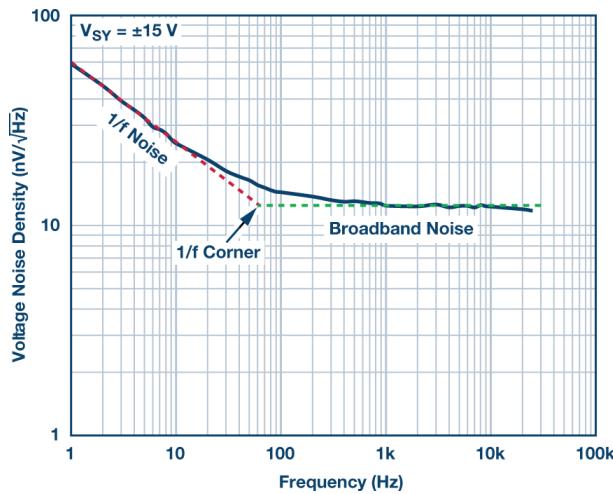


Abbildung 22: Darstellung des 1/f-Rauschen eines ADA4622-2[39]

Der Graph in Abbildung 22 zeigt den Verlauf des 1/f-Rauschens eines ADA4622-2 mit zunehmender Frequenz f . Im niedrigen Frequenzbereich $f \leq 60$ Hz dominiert die Leistungsdichte $S(f)$ des 1/f-Rauschen gegenüber dem thermischen Rauschen. Ab einer Grenzfrequenz $f_c = 60$ Hz geht das 1/f-Rauschen langsam im thermischen Rauschen unter.[26] [24]

Die Leistungsdichte $S(f)$ und die Grenzfrequenz f_c des 1/f-Rauschen unterscheiden sich je nach Halbleitermaterial, z.B. Germanium und Silizium, und Bauelement, wie z.B. Diode oder MOSFET.[24]

Eine genaue Erklärung für das 1/f-Rauschen gibt es nicht[24][39]. Es gibt aber verschiedene Theorien zur Entstehung des 1/f-Rauschen. Eine einfache Theorie besagt, dass ein Transistor in tiefen Frequenzen mit dem Rauschen mit einer Verstärkung $G = \frac{1}{f}$ verstärkt und so das Grundrauschen anhebt[24]. Eine weitere Theorie zur Quelle des 1/f-Rauschen besagt, dass das 1/f-Rauschen aus der zufälligen Bewegung der Ladungsträger und der damit verbundenen Änderung der Ladungsträgerkonzentration hervorgeht. Diese Fluktuationen der Energie entstehen durch Defekte in der Gitterstruktur des Halbleiters. Auftreten tun diese Defekte überwiegend an der Oberfläche des Halbleiters, auch Interface genannt. Die Ladungsträger werden von diesen Defekten "gefangen" oder "freigelassen" (engl. trapping und detrapping). Dieser Vorgang soll zum Rauschen führen.[40][26]

Auch wenn das 1/f-Rauschen nur niedrigen Frequenzbereich auftrifft, muss es auch für Anwendungen in höheren Frequenzbereichen berücksichtigt werden. Durch die nichtlineare Eigenschaften von nichtlinearen Bauteilen, wie z.B. Dioden, welche auch in einem Mischer eingesetzt werden um Signale in verschiedene Frequenzbereiche umzusetzen, kann auch das Rauschen durch den Prozess der Frequenzumsetzung in höheren Frequenzbereiche umgesetzt werden und den Rauschpegel anheben.[24]

Äquivalente Rauschtemperatur

Bei der äquivalenten Rauschtemperatur T_e handelt es sich nicht um eine physikalische Temperatur, sondern um eine rein fiktive Erhöhung der Temperatur, welche als Rechengröße verwendet wird.

Mit den bisherigen Erkenntnissen lässt sich schlussfolgern, dass jedes Bauteil, egal ob Widerstand oder Halbleiter, rauscht. Auf Bauteilebene kann das Rauschen in seinen einzelnen Formen mit thermischen Rauschen, $1/f$ -Rauschen, Schrotrauschen, etc. beschrieben werden. In komplexeren Schaltungen kann die Beschreibung des Rausches in all seinen verschiedenen Formen sehr aufwendig werden. Mithilfe einer äquivalenten Rauschtemperatur T_e lässt sich das Rauschen eines einzelnen Bauteils, Zweitores oder ganzen Systemen in einer theoretischen Erhöhung der Temperatur ausdrücken.

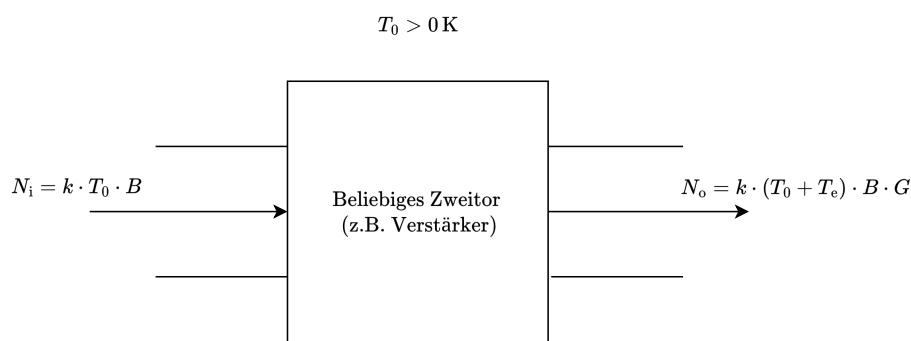


Abbildung 23: Beispiel für die Äquivalente Rauschtemperatur

Die Grafik in Abbildung 23 zeigt ein Beispiel für die äquivalente Rauschtemperatur T_e . Die Grafik zeigt ein Zweitör, an dessen Eingang die Rauschleistung $N_i = k \cdot T_0 \cdot B$ anliegt. Dabei wird von einer angepassten Rauschquelle ausgegangen. Das zusätzliche Rauschen des Zweitors wird in der Rauschleistung am Ausgang $N_o = k \cdot (T_0 + T_e) \cdot B \cdot G$ durch die fiktive Erhöhung der Temperatur um T_e ausgedrückt. Ebenfalls wird die Verstärkung G des Zweitores berücksichtigt.[26]

$$N_o = k \cdot (T_e + T_0) \cdot B \cdot G \quad (34)$$

Bei der fiktiven Erhöhung der Temperatur T_0 um T_e handelt es sich in Summe genau um die Temperatur, bei welcher am Ausgang des Zweitors rechnerisch genau die Rauschleistung N_o anliegt, welche bei der tatsächlich Temperatur T_0 des Systems gemessen wird.[26] Die äquivalente Rauschtemperatur T_e kann umgekehrt auch aus der Rauschleistung N_o am Ausgang des Zweitores gewonnen werden.

$$T_e = \frac{N_o}{k \cdot B \cdot G} - T_0 \quad (35)$$

Die Summe $(T_0 + T_e)$ wird Rauschtemperatur T_R , bestehend aus der physikalischen Temperatur T_0 des Systems und der äquivalenten Rauschtemperatur T_e . Die Rauschtemperatur T_R ist immer größer als die physikalische Temperatur T_0 , da kein reales Zweitör frei von Rauschen ist und somit $T_e > 0 \text{ K}$.[26]

Rauschzahl

Die Rauschzahl F gibt an, wie stark das SNR durch das jeweilige Zweitör verschlechtert wird. Bei Raumtemperatur ($T_0 = 290 \text{ K}$) entspricht die Rauschzahl F dem Verhältnis vom SNR_{in} am Eingang des Zweitors, zum SNR_{out} am Ausgang des Zweitores.[24]

$$F = \frac{SNR_{\text{in}}}{SNR_{\text{out}}} \quad (36)$$

Bei der Weiterführung der Gleichung 36 kann die Rauschzahl F nur mithilfe der physikalischen Temperatur T_0 und der äquivalenten Rauschtemperatur T_e des Zweitores bestimmt werden.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_{in}}{k \cdot T_0 \cdot B}}{\frac{S_{in} \cdot G}{k \cdot (T_0 + T_e) \cdot B \cdot G}} = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (37)$$

Ein ideales Zweitator hat eine äquivalente Rauschtemperatur $T_e = 0\text{ K}$, was mit der Gleichung 37 zu einer Rauschzahl $F = 1$ führt. Da jedes reale Zweitator rauscht, ist die äquivalente Rauschtemperatur $T_e > 0\text{ K}$ und damit die Rauschzahl $F > 1$.

Die Gleichung 37 zeigt auch, dass jedes reale Zweitator zwangsläufig das SNR verschlechtert. Damit ein Zweitator ein größeres SNR_{out} am Ausgang aufweist, als das SNR_{in} am Eingang des Zweitores, müsste es eine äquivalente Rauschtemperatur $T_e < 0\text{ K}$ aufweisen. Da das physikalisch nicht möglich ist, verschlechtert jedes reale Zweitator zwangsläufig das SNR .[24]

Ebenfalls kann die Rauschzahl logarithmisch in [dB] angegeben werden.

$$F_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (38)$$

Die Rauschzahl F passiver Zweitore, wie z.B. Koaxialleitungen, Dämpfungsglieder, etc., ist gleich ihrem Verlust L .[24]

$$F = \frac{1}{G} = L \quad (39)$$

Auch lässt sich in einem 50Ω – System die Rauschzahl F direkt aus den S-Parametern, genauer der Einfügedämpfung S_{21} , bestimmen.[24]

$$F_{dB} = -S_{21,dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{|S_{21}|} \right) \quad (40)$$

Bei der Verschaltung mehrere Zweitore ergibt sich für das Gesamtsystem eine Gesamtrausczahl F_{ges} , sowie eine gesamte äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,ges}$. Je nach Verschaltung der Zweitore wird die Rauschzahl F_{ges} und die Äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,ges}$ des Gesamtsystems unterschiedlich bestimmt.

-> Grafik Kettenschaltung

Beim Kaskadieren von mehreren Zweitoren, auch Kettenschaltung genannt, setzt sich die Gesamtrausczahl F_{ges} aus der Summe der Rauschzahlen F_x , wobei $x = 1, 2, 3, \dots$, der einzelnen Zweitore, sowie deren Verstärkungen G_x , zusammen.[24]

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad (41)$$

Die äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,ges}$ setzt sich ähnlich aus den äquivalenten Rauschzahlen T_{ex} , wobei $x = 1, 2, 3, \dots$, der einzelnen Zweitore, sowie deren Gewinn G_x , zusammen.[24]

$$T_{e,ges} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad (42)$$

Die beiden Gleichungen 41 und 42 werden auch Friis'sche Gleichungen genannt.[24]

Antennentemperatur

Bei der Antennentemperatur T_A handelt es sich um eine fiktive Temperatur und nicht um die physikalische Temperatur T_0 der Antenne. Eine Antenne ist eine Rauschquelle, welche mit einer äquivalenten Rauschtemperatur T_A beschrieben werden kann. Diese äquivalente Rauschtemperatur T_A wird Antennentemperatur genannt.[27][29]

Das Rauschen einer verlustlosen Antenne stammt von aufgenommenen Emissionen von rauschenden

Objekten im Umfeld der Antenne. Wie viel und aus welchem Einfallwinkel (θ, φ) die Emissionen von der Antennen aufgenommen wird, hängt von ihrer Strahlungscharakteristik ab.[27][29] Die Antennentemperatur kann durch die Integration der Emissionen aller rauschender Objekte im Umfeld Antenne bestimmt werden.[27][29]

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \varphi) \cdot G(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi \quad (43)$$

Dabei T_B die sogenannte Helligkeitstemperatur (engl. Brightness Temperatur). Die Helligkeitstemperatur T_B gibt die Intensität der Strahlungsleistung eines Objektes in Form einer äquivalenten Rauschtemperatur an. Je stärker ein Objekt rauscht, desto größer ist auch die von diesem ausgehende Strahlungsleistung. Das führt zu einer Erhöhung der Helligkeitstemperatur T_B . Die Helligkeitstemperatur T_B ist abhängig von der physikalischen Temperatur T_M des jeweiligen Objektes und einem Abstrahlkoeffizienten ϵ .[27][29]

$$T_B(\varphi, \theta) = \epsilon(\varphi, \theta) \cdot T_M \quad (44)$$

Die Helligkeitstemperatur T_B ist $T_B \leq T_M$, da der Abstrahlkoeffizient nur Werte $0 \leq \epsilon \leq 1$ annimmt.[27]

Die Atmosphäre und das Wetter haben ebenfalls Einfluss auf die Antennentemperatur T_A .

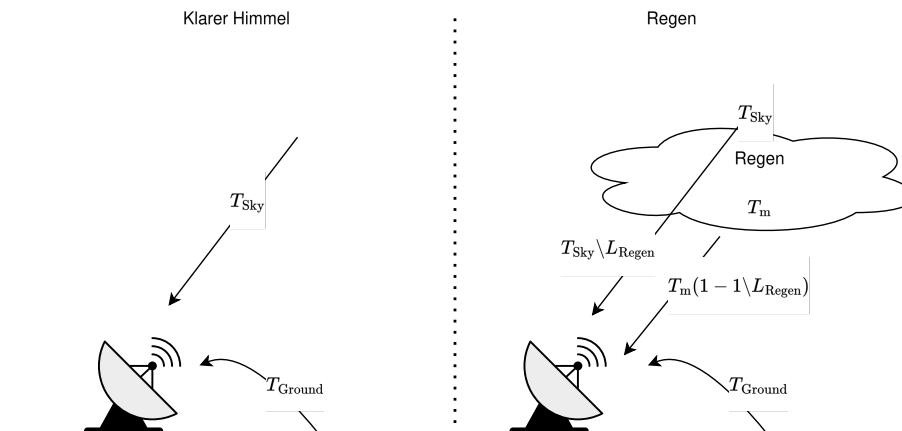


Abbildung 24: Zusammensetzung der Antennentemperatur T_A und Einfluss durch Regen

Bei optimalen Voraussetzung, bedeutet klarer Himmel, setzt sich die Antennentemperatur T_A aus der Helligkeitstemperatur des Himmels T_{Sky} und des Bodens um die Antenne T_{Ground} zusammen.[29]

$$T_A = T_{Sky} + T_{Ground} \quad (45)$$

Die Helligkeitstemperatur des Himmels T_{Sky} kann über die Gleichung 43 bestimmt werden, wobei T_B die Helligkeitstemperatur in des jeweiligen Einfallwinkels (θ, φ) der Antenne ist. In der Praxis ist jedoch nur der Bereich des Himmels innerhalb der 3 dB-Strahlbreite θ_{3dB} der Antenne für die Helligkeitstemperatur relevant, da sich in diesem Bereich der maximale Gewinn G_{max} der Antenne befindet. Daher kann die Helligkeitstemperatur des Himmels T_{Sky} in Abhängigkeit der Frequenz f für mehrere Elevationswinkel ϵ der Antenne in einem Graphen dargestellt werden.[29]

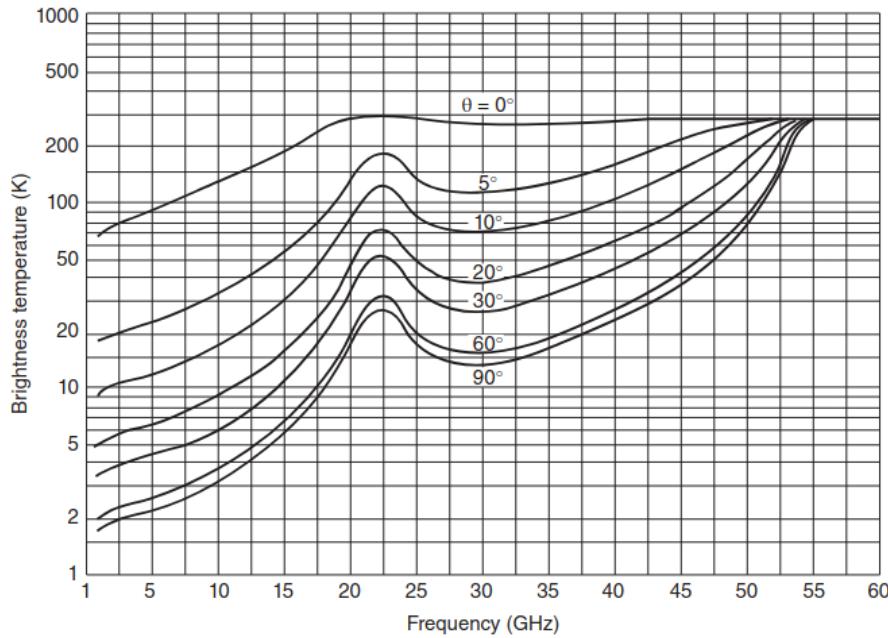


Abbildung 25: Darstellung der Helligkeitstemperatur des Himmels in Abhängigkeit der Frequenz f für mehrere Elevationswinkel ϵ [29]

Das vom Boden ausgehende Rauschen wird von den Nebenkeulen der Antenne eingefangen und teilweise auch von der Hauptkeule, wenn der Elevationswinkel ϵ klein genug ist. Die Helligkeitstemperatur des Bodens T_{Ground} setzt sich dabei aus dem aufgenommenen Rauschen aller Nebenkeulen zusammen. Der Beitrag einer einzelnen Nebenkeule kann mit folgenden Gleichung bestimmt werden.[29]

$$T_i = G_i \cdot T_G \left(\frac{\Omega_i}{4\pi} \right) \quad (46)$$

Dabei ist G_i der durchschnittliche Gewinn der betrachteten Nebenkeulen, Ω_i der Raumwinkel, welchen die Nebenkeule abdeckt und T_G die eigentlich Helligkeitstemperatur des Bodens. Diese kann als folgend angenommen werden.[29]

$$T_G = \begin{cases} 290 \text{ K} & , \epsilon \leq -10^\circ \\ 150 \text{ K} & , -10^\circ \leq \epsilon \leq 0^\circ \\ 50 \text{ K} & , 0^\circ \leq \epsilon \leq 10^\circ \\ 10 \text{ K} & , 10^\circ \leq \epsilon \leq 90^\circ \end{cases} \quad (47)$$

Im Falle von Regen muss zusätzlich die durch Regen hervorgerufene Dämpfung L_{Regen} , sowie die physikalische Temperatur T_m der Wolken in der Antennentemperatur berücksichtigt werden.[29]

$$T_A = \frac{T_{\text{Sky}}}{L_{\text{Regen}}} + T_m \left(1 - \frac{1}{L_{\text{Regen}}} \right) + T_{\text{Ground}} \quad (48)$$

Dabei kann die Temperatur der Wolken mit $T_m = 275 \text{ K}$ angenommen werden.[29]

4 Theoretische Betrachtung des Downlinks vom Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)

4.1 Darstellung des Downlinks

Beim Downlink handelt es sich um eine Datenverbindung zwischen einem Satelliten und einer Bodenstation, wobei der Datenaustausch von Satellit in Richtung der Bodenstation stattfindet.

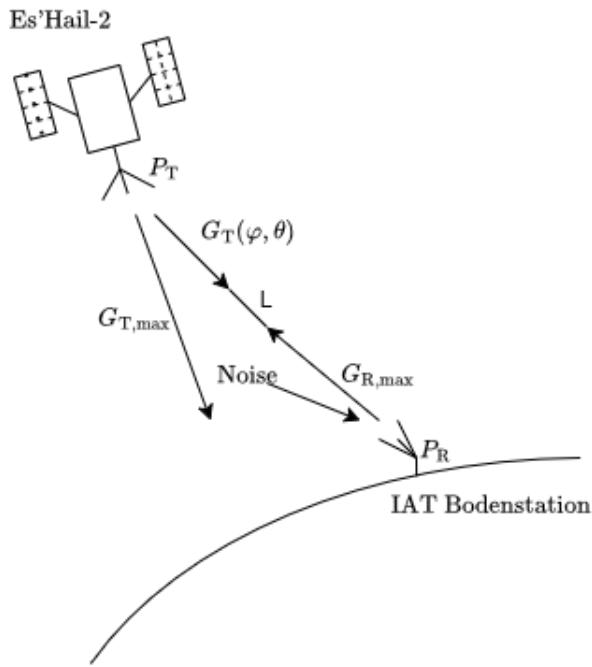


Abbildung 26: Vereinfachte Darstellung des Downlinks

Die Abbildung 26 zeigt eine vereinfachte Darstellung des Downlinks zwischen dem Satelliten Es'Hail-2 und der Bodenstation am IAT. Einteilen lässt sich der Downlink in drei kleinere Bereiche - dem Sender, der Übertragungsstrecke und dem Empfänger.

4.2 Sender - Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)

Beim ersten Bereich des Downlinks handelt es sich um den Sender. In diesem Fall handelt es sich um den Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100).

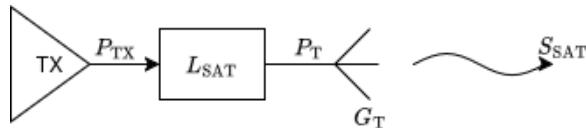


Abbildung 27: Vereinfachte Darstellung des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2[29]

Die Abbildung 27 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2 (QO-100). Der Schmalbandtransponder deckt ungefähr 1/3 der Erdoberfläche ab, siehe Abbildung 5, und hat die Aufgabe die Signale, welche von Amateurfunkern über den Uplink zum Satelliten gesendet werden, wieder in Richtung Erde mit der zusenden.

Der Schmalbandtransponder verwendet zur Verstärkung der über den Uplink gesendeten Signale einen TWTA (engl. Traveling-Wave Tube Amplifier) mit einer Ausgangsleistung von $P_{TX} = 100W = 50\text{dBm}$ [41]. Die internen Verluste des Schmalbandtransponders werden mit $L_{SAT} = 1.5\text{dB}$ angegeben[41]. Mit den beiden Angaben und mit einer $OBO = 6\text{dB}$ (engl. Output Back Off)[41] lässt sich die Sendeleistung P_T des Schmalbandtransponders ermitteln.

$$P_T = P_{TX,\text{dB}} - L_{SAT,\text{dB}} - OBO_{\text{dB}} = 50\text{dBm} - 1.5\text{dB} - 6\text{dB} = 42.5\text{dBm} \quad (49)$$

Der Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 verwendet eine Hornantenne mit einem Gewinn von $G_T = 17\text{dBi}$ [41] und einer 3dB-Strahlungsbreite von $\theta_{3\text{dB}} = 17.4^\circ$ [41]. Mit der Sendeleistung P_T und Gewinn G_T der Antenne kann dann das *EIRP* des Satelliten über die Gleichung 26

bestimmt werden. Zu den Verlusten der verwendeten Antenne lassen sich keine Informationen finden, weshalb eine verlustlose Antenne angenommen wird.

$$EIRP_{\text{dBm}} = P_{\text{T,dBm}} + G_{\text{T,dBi}} - L_{\text{SATANT,dB}} = 42.5 \text{ dBm} + 17 \text{ dBi} - 0 \text{ dB} = 59.5 \text{ dBm} \quad (50)$$

Das in Gleichung 50 $EIRP_{\text{dBm}}$ kann in auch in [W] angegeben werden.

$$EIRP = 10^{\frac{EIRP_{\text{dBm}}}{10}} \cdot 0.001 \text{ W} = 891.251 \text{ W} \quad (51)$$

Ebenfalls kann die Strahlungsleistungsdichte S_{SAT} der von Es'Hail-2 abgestrahlten EM-Welle bestimmt werden. Diese ist für die spätere Bestimmung der Empfangsleistung von Bedeutung. Ermittelt werden kann die Strahlungsleistungsdichte S_{SAT} mit der Gleichung 11 unter der Berücksichtigung des Gewinns $G_{\text{T}} = 17 \text{ dBi}$ der Hornantenne, sowie der Entfernung D_{SAT} , welche in Gleichung 4 ermittelt wird.

$$S_{\text{SAT}} = \frac{P_{\text{T}} \cdot \frac{G_{\text{T}}}{L_{\text{ANT}}}}{4\pi \cdot D_{\text{SAT}}} = \frac{EIRP}{4\pi \cdot D_{\text{SAT}}} = \frac{891.251 \text{ W}}{4\pi \cdot 38676 \text{ km}} = 1.834 \cdot 10^{-6} \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \quad (52)$$

4.3 Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 und der Bodenstation am IAT

Den zweiten Bereich bildet die Übertragungsstrecke zwischen dem Satelliten Es'Hail-2 und der Bodenstation am IAT. Bevor die vom Schmalbandtransponder abgestrahlten EM-Wellen von der Bodenstation am IAT empfangen werden können legen diese eine große Entfernung zurück. Auf dem Weg verlieren die abgestrahlten EM-Wellen einen großen Teil ihrer Leistung, was mit der Dämpfung L ausgedrückt wird. Die gesamt Dämpfung L setzt sich dabei aus mehreren einzelnen Dämpfungen zusammen, welche in unterschiedlichen Abschnitten der Übertragungsstrecke auftreten.

Freiraumdämpfung

Die Freiraumdämpfung, auch Pfadverlust genannt, L_{FR} bildet den größten Teil der auftretenden Dämpfung L . Sie ist abhängig von der Entfernung D_{SAT} zwischen dem Sender und Empfänger, Es'Hail-2 und der Bodenstation am IAT, sowie die Wellenlänge λ von der Frequenz f , mit welcher der Downlink betrieben wird.

$$L_{\text{FR,dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\left(\frac{4\pi \cdot D_{\text{SAT}}}{\lambda} \right)^2 \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot D_{\text{SAT}}}{\lambda} \right) \quad (53)$$

Mit der Freiraumdämpfung L_{FR} wird die Abnahme der Strahlungsleistungsdichte S_{SAT} beschrieben. Ein isotroper Kugelstrahler strahlt die Energie, in Form von EM-Wellen, gleichmäßig in allen Richtung ab. Somit verteilt sich die Energie gleichmäßig in Form einer Kugel um die Quelle herum, wie es auch in Gleichung 11 und 52 ausgedrückt wird. Wird die Oberfläche der Kugel in gleichgroße Bereiche aufgeteilt, weisen alle Bereiche die gleiche Strahlungsleistungsdichte $S_{\text{SAT},xy}$ auf[42].

Mit steigender Entfernung r zur Quelle, welche dem Radius der Kugel entspricht, wird auch die Oberfläche der Kugel größer. Da aber die von dem isotropen Kugelstrahler abgestrahlte Energie gleichbleibend ist, hat die steigende Oberfläche der Kugel eine Abnahme der Strahlungsleistungsdichte S_{SAT} zur Folge.[42]

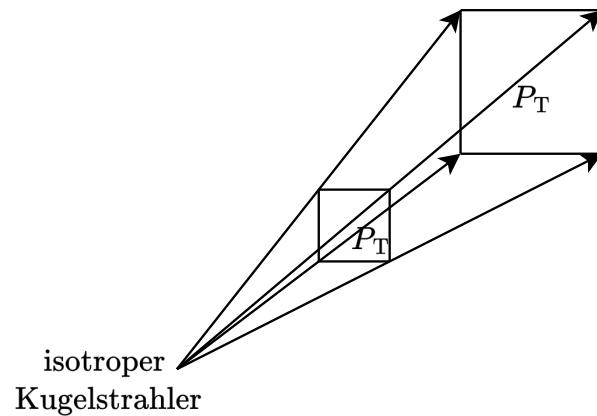


Abbildung 28: Graphische Repräsentation der Freiraumdämpfung

Mit der Wellenlänge

$$\lambda_{\text{center}} = \frac{c}{f_{\text{center}}} = \frac{3 \cdot 10 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{10489.750 \text{ MHz}} = 0.0286 \text{ m}$$

und der Entfernung D_{SAT} aus Gleichung 4 kann die Freiraumdämpfung L_{FR} über Gleichung 53 bestimmt werden.

$$L_{\text{FR,dB}} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot D_{\text{SAT}}}{\lambda} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot 38676 \text{ km}}{0.0286 \text{ m}} \right) = 204.61 \text{ dB} \quad (54)$$

Die Freiraumdämpfung $L_{\text{FR,dB}}$ ist zusammen mit der Strahlungsleistungsdichte S_{SAT} oder dem *EIRP* wichtig für Bestimmung der empfangen Leistung P_R an der IAT Bodenstation.

Obwohl sich der größte Teil der Übertragungsstrecke im freien Raum befindet, müssen neben der Freiraumdämpfung $L_{\text{FR,dB}}$ noch zusätzlich Dämpfungen innerhalb der Atmosphäre berücksichtigt werden. Beim durchqueren der Atmosphäre erfahren die elektromagnetischen Wellen eine nicht zu vernachlässigende Dämpfung. Die Dämpfung basiert dabei hauptsächlich durch die Absorption und Entpolarisierung der elektromagnetischen Wellen, welche durch Gase, Partikel und Dämpfe innerhalb der Atmosphäre hervorgerufen werden. [29]

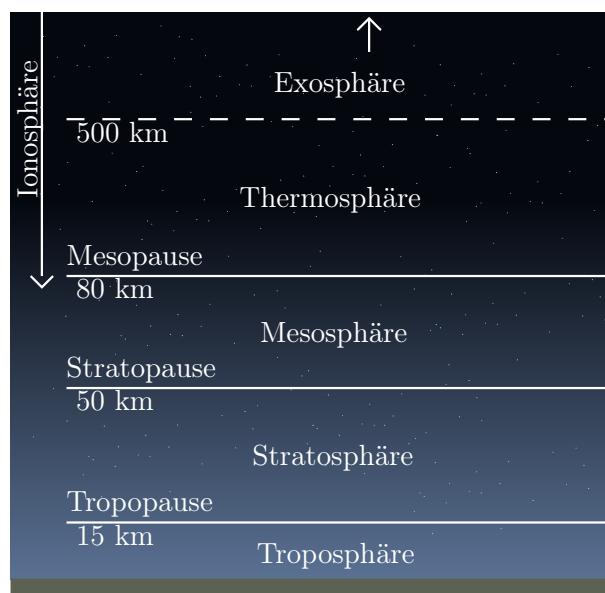


Abbildung 29: Aufbau der Atmosphäre[43]

Im Frequenzbereich von 1 GHz bis 30 GHz haben hauptsächlich Wasser- und Sauerstoffmoleküle einen großen Einfluss auf die elektromagnetischen Wellen. Daher sind hauptsächlich zwei Schichten der Atmosphäre von Interesse. Die Troposphäre, in welcher sich das Wettergeschehen abspielt, und die Ionosphäre, in welcher die UV-Strahlung der Sonne Gasmoleküle ionisiert.[44] [29]

Dämpfung durch Regen und Schnee

Das Wetter, hauptsächlich Regen und Schnee, in der Troposphäre bildet den größten Teil der Dämpfung innerhalb der Atmosphäre. Gerade bei höheren Frequenzen ($f \geq 10 \text{ GHz}$) darf die Dämpfung durch Regen L_{Regen} nicht vernachlässigt werden. Für die Dämpfung durch Regen sind Niederschlagsraten R_p in mm/h interessant, welche nur zu einem bestimmten Prozentsatz p die durchschnittliche Niederschlagsmenge mm/h eines Jahres überschreiten.[29]

Für den Betrieb des Downlinks können drei Wetterbedingungen festgelegt werden.

- Klarer Himmel (Clear Sky): Den größten Teil der Zeit ($p \approx 20\%$) sind mit niedrigen Regenraten zu rechnen. Je kleiner die Niederschlagsrate R_p in mm/h ist, desto geringer ist die zu erwartende Dämpfung L_{Regen} . Bei der Bedingung klarer Himmel sind die Niederschlagsmengen so gering, dass die resultierende Dämpfung vernachlässigt werden können.[29]
- leichter Regen (light Rain): Die häufigsten zu erwartenden Regenschauer sind leichte Regenschauer. Zu leichten Regenschauern zählen Regenschauer dessen Niederschlagsrate R_p in mm/h zu $p = 5\%$ der Zeit den jährlichen Durchschnitt mm/h überschreiten. Die zu erwartende Dämpfung $L_{\text{leichterRegen}}$ ist überschaubar und bietet einen guten Schätzwert für durchschnittliche Regenschauer.
- Regen (Rain): Starke Niederschläge haben eine sehr große Auswirkung auf die elektromagnetischen Wellen. Die starken Niederschläge verursachen eine nicht zu vernachlässigende Dämpfung L_{Regen} . Zu starken Niederschlägen zählen Regenschauer deren Niederschlagsmenge R_p in mm/h die durchschnittliche Niederschlagsmenge mm/h eines Jahres zu $p = 0.01\%$ der Zeit überschreiten.[29]

Die durch starke Niederschläge verursachte Dämpfung L_{Regen} ist das Produkt aus der spezifischen Dämpfung γ_{Regen} in dB/km und der effektiven Pfadlänge D_{Regen} (km), welche die elektromagnetischen Wellen durch den Regen zurücklegen müssen.[29]

$$L_{\text{Regen}} = \gamma_{\text{Regen}} \cdot D_{\text{Regen}} \quad (55)$$

Die spezifische Dämpfung γ_{Regen} ist abhängig von der Frequenz f und der Niederschlagsmenge $R_{0.01}$, welche die durchschnittliche Niederschlagsmenge mm/h eines Jahres zu $p = 0.01\%$ überschreitet. Diese Niederschlagsmenge ist wichtig, da dann die spezifische Dämpfung γ_{Regen} am größten ist und der Downlink eventuell nicht mehr aufrecht erhalten werden kann. Damit steigt dann auch die Ausfallzeit.[29]

Die Dämpfung für andere Niederschlagsraten R_p , welche zu $0\% \leq p \leq 5\%$ der Zeit den Jahresdurchschnitt überschreiten können aus der Dämpfung L_{Regen} für $R_{0.01}$ gewonnen werden.[29]

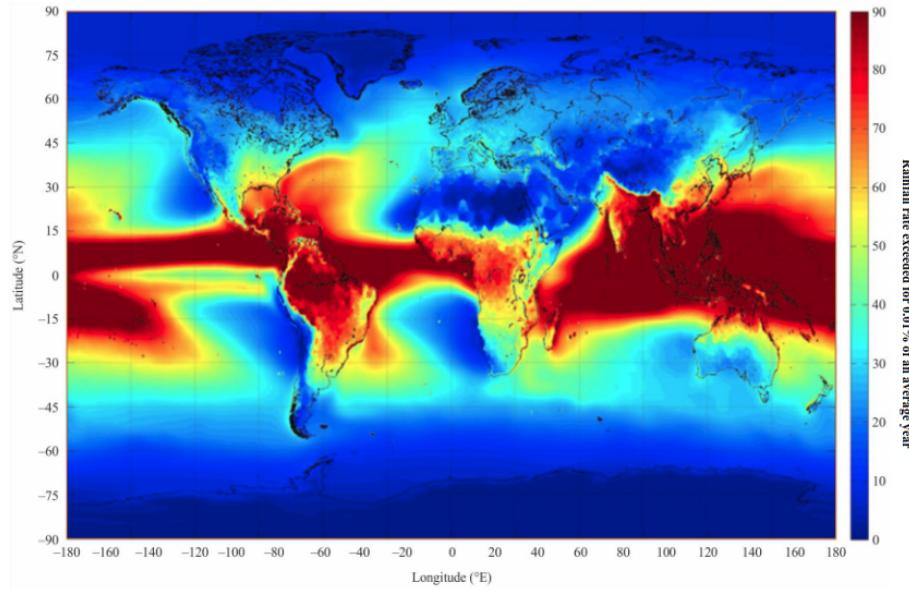


Abbildung 30: Karte zeigt die Niederschlagsmenge (mm/h) welche zu $p = 0.01\%$ den jährlichen Durchschnitt überschreitet [45]

Die Karte in Abbildung 30 zeigt eine globale Übersicht über die Niederschlagsmenge R_p (mm/h) welche zu $p = 0.01\%$ den Jahressdurchschnitt in der jeweiligen Region überschreitet. Für den Norddeutschen Raum kann eine Niederschlagsrate $R_{0.01} \approx 35 \text{ mm/h}$ entnommen werden.

Die durch starke Niederschläge verursachte Dämpfung L_{Regen} wird in mehreren Schritten bestimmt. Im ersten Schritt muss die effektive Regenhöhe h_R bestimmt werden. Dafür ist die Höhe h_{iso} der durchschnittliche 0° isothermische Schicht über dem Meeresspiegel wichtig. Die isothermische Höhe h_{iso} ist eine fiktive Grenze zwischen zwei Luftmassen. Oberhalb der Grenze weisen die Luftmassen eine negative Temperatur und unterhalb eine positive Temperatur auf. Sie kann aus einer Karte entnommen werden.[46] Im Raum Europa beträgt diese $h_{\text{iso}} = 3 \text{ km}$.[29]

$$h_R = h_{\text{iso}} + 0.36 \text{ km} = 3 \text{ km} + 0.36 \text{ km} = 3.36 \text{ km} \quad (56)$$

Mithilfe der effektiven Regenhöhe h_R kann die Länge des Pfade unter den Regenwolken D_S bestimmt werden. Dafür ist auch der Elevationswinkel ε der Antenne notwendig und die Höhe h_{Station} der Bodenstation über dem Meeresspiegel. Das Gebäude der Hochschule Bremen am Flughafen, in welchem die Bodenstation errichtet wird, befindet sich 7 m ü.N.N[47]. Die Höhe des Gebäudes kann mit 12 m angenommen werden. Daraus ergibt sich für die Höhe der Station über dem Meeresspiegel $h_{\text{Station}} = 7 \text{ m} + 12 \text{ m} = 19 \text{ m}$. Für die Berechnung der Pfadlänge D_S wird der Elevationswinkel ε der Antenne benötigt. Dieser wird in der Gleichung 145 mit $\varepsilon = 27.36^\circ$ angegeben.[29]

$$D_S = \frac{h_R - h_{\text{Station}}}{\sin(\varepsilon)} = \frac{3.36 \text{ km} - 0.019 \text{ km}}{\sin(27.36^\circ)} = 7.26 \text{ km} \quad (57)$$

Im nächsten Schritt wird die horizontale Projektion D_{HP} der Pfadlänge D_S bestimmt. Diese wird für die Bestimmung der spezifische Dämpfung γ_{Regen} benötigt.[29]

$$D_{\text{HP}} = D_S \cdot \cos(\varepsilon) = 7.26 \text{ km} \cdot \cos(27.36^\circ) = 6.44 \text{ km} \quad (58)$$

Die spezifische Dämpfung γ_{Regen} ist von der bestimmten Niederschlagsrate $R_{0.01} \approx 35 \frac{\text{mm}}{\text{h}}$ abhängig.[29]

$$\gamma_{\text{Regen}} = k \cdot (R_{0.01})^\alpha \quad (59)$$

Dabei sind k und α frequenzabhängige Koeffizienten, welche mit[29]

$$k = \frac{k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \varepsilon \cdot \cos 2\tau}{2} \quad (60)$$

beziehungsweise

$$\alpha = \frac{k_H \cdot \alpha_H + k_V \cdot \alpha_V + (k_H \cdot \alpha_H - k_V \cdot \alpha_V) \cos^2 \epsilon \cdot \cos 2\tau}{2k} \quad (61)$$

bestimmt werden können. Die Werte für k_H , k_V , α_H und α_V sind von der Frequenz des Downlinks abhängig und können aus einer Tabelle in ITU-R P.838 entnommen werden. Für $f = 10$ GHz gilt[48]:

- $k_H = 0.01217$
- $k_V = 0.01129$
- $\alpha_H = 1.2571$
- $\alpha_V = 1.2156$

Die weitere Berechnung der spezifischen Dämpfung γ_{Regen} erfolgt in Python. Das Pythonskript ist im Github-Repository und im Anhang 3 hinterlegt. Für die spezifischen Dämpfung $\gamma_{\text{Regen}} 0.01$ ergibt sich für eine Niederschlagsmenge $R_{0.01} = 35$ mm/h ein Wert von

$$\gamma_{\text{Regen}} = 1.03 \frac{\text{dB}}{\text{km}}$$

Für die effektive Pfadlänge ergibt sich eine Länge von

$$D_{\text{Regen}} = 8.59 \text{ km}$$

Die mit Gleichung 55 bestimmte Dämpfung L_{Regen} durch Niederschläge, welche zu $p = 0.01\%$ den Jahresdurchschnitt überschreitet, beträgt damit

$$L_{\text{Regen}} = \gamma_{\text{Regen}} \cdot D_{\text{Regen}} = 1.03 \frac{\text{dB}}{\text{km}} \cdot 8.59 \text{ km} = 8.86 \text{ dB} \quad (62)$$

Die Dämpfung L_{Regen} gilt für eine Niederschlagsmenge $R_{0.01} = 35$ mm/h. Diese Niederschlagsmenge überschreitet im Bereich Norddeutschland den Jahresdurchschnitt zu $p = 0.01\%$ der Zeit. Diese Dämpfung ist für die Wetterbedingung Regen relevant und bietet einen guten Schätzwert für die Dämpfung, welche bei stärkeren Regenschauern auftritt.

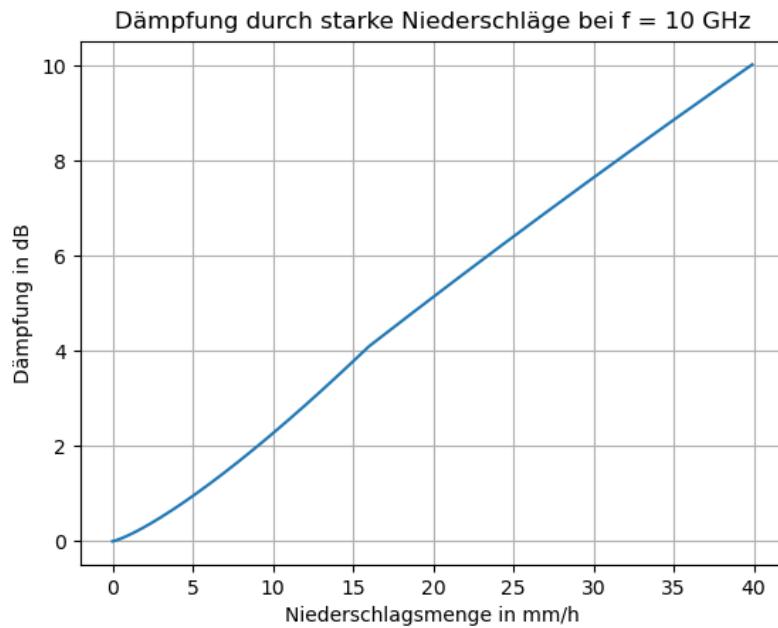


Abbildung 31: Graph zeigt die Dämpfung L_{Regen} in Abhängigkeit von der Niederschlagsrate $R_{0.01}$ in mm/h für die Frequenz $f = 10 \text{ GHz}$

Die Abbildung 31 zeigt die Dämpfung L_{Regen} in Abhängigkeit von der Niederschlagsrate für die Frequenz $f = 10 \text{ GHz}$. Wichtig ist, dass die Niederschlagsraten R_p in mm/h dabei die Niederschlagsraten sind, welche den Jahresdurchschnitt zu $p = 0.01\%$ der Zeit überschreiten.

Wie bereits erwähnt können die geschätzte Dämpfungen für Niederschlagsmengen R_p , welche den Jahresdurchschnitt zu $0\% \leq p \leq 5\%$ der Zeit überschreiten, aus der Dämpfung L_{Regen} bestimmt werden.[29]

$$L_{\text{Regen } p} = L_{\text{Regen}} \cdot \left(\frac{p}{0.01} \right)^{-(0.655 + 0.033 \cdot \ln(p) - 0.045 \ln(L_{\text{Regen}}) - \beta(1-p) \cdot \sin(\varepsilon))} \quad (63)$$

Der Koeffizient β ist abhängig von der Wahrscheinlichkeit p , dem Längengrad $long_{\text{BS}}$, sowie dem Elevationswinkel ε der Antenne.[29]

$$\beta = \begin{cases} 0 & , p \geq 1\% \text{ oder } |long_{\text{BS}}| \geq 36^\circ \\ -0.005(|long_{\text{BS}}| - 36) & , p < 1\% \& |long_{\text{BS}}| < 36^\circ \& \epsilon \geq 27^\circ \\ -0.005(|long_{\text{BS}}| - 36) + 1.8 - 4.25 \cdot \sin(\varepsilon) & , \text{sonst} \end{cases} \quad (64)$$

Zur Bestimmung der Dämpfung $L_{\text{leichterRegen}}$ für Niederschlagsmenge R_p , welche zu $p = 5\%$ der Zeit den Jahresdurchschnitt (mm/h) überschreiten, werden die Koordinaten der Bodenstation benötigt. Diese können aus der Karte in Abbildung 8 gewonnen werden. Die Bodenstation befindet sich an den Koordinaten $53.055^\circ, 8.78^\circ$, womit $long_{\text{BS}} = 8.78^\circ$ ist. Der Elevationswinkel der Antenne wird in Gleichung 145 bestimmt und beträgt $e = 27.88^\circ$.

Die Dämpfung $L_{\text{leichterRegen}}$ für Niederschlagsmenge, welche zu $p = 5\%$ der Zeit den Jahresdurchschnitt (mm/h) überschreiten, wird mithilfe der Gleichungen 63 und 64 in Python bestimmt.

$$L_{\text{leichterRegen}} = 0.2 \text{ dB} \quad (65)$$

Die Dämpfung $L_{\text{leichterRegen}}$ aus Gleichung 65 ist deutlich geringer als die Dämpfung L_{Regen} in Gleichung 62, da in $L_{\text{leichterRegen}}$ auch niedrigere Regenrate mitberücksichtigt. Die Dämpfung $L_{\text{leichterRegen}}$ bietet einen besseren Schätzung für die durchschnittliche Dämpfung bei normalen Regenschauern, während die Dämpfung L_{Regen} eine gute Schätzung für starke Regenschauer ist.

Dämpfung durch Gase und Dämpfe in der Atmosphäre

Neben Regen und Schnee haben auch Gase, Dämpfe und andere Partikel in der Atmosphäre eine dämpfende Wirkung auf die elektromagnetischen Wellen. In den Frequenzen $f \leq 1000$ GHz tragen hauptsächlich Sauerstoff und Wasserdampf, welche in der Ionosphäre ionisiert werden, zur Dämpfung L_{Gas} bei.[49]

Durch die Addition der einzelnen Spektrallinien von Wasserdampf und Sauerstoff kann, in Kombination mit einem kleinen Faktor, die spezifische Dämpfung γ_{Gas} präzise für verschiedene Drücke, Temperatur und Luftfeuchtigkeit bestimmt werden.[49][29]

$$\gamma_{\text{Gas}} = \gamma_{\text{Oxygen}} + \gamma_{\text{Waterwapor}} = 0.1820 \cdot f(N_{\text{Oxygen}}(f) + N_{\text{Waterwapor}}(f)) \quad (66)$$

Dabei wird die Frequenz f in GHz angegeben und die $N_{\text{Oxygen}}(f)$ und $N_{\text{Waterwapor}}(f)$ sind von der Frequenzabhängige Funktionen. Ihre Werte können für eine bestimmte Frequenz in einem Graphen nachgeschaut werden.[49] Für eine Standard Atmosphäre, bedeutet Druck am Boden $p = 1013$ hPa, Temperatur am Boden $T = 19^\circ\text{C}$ und Wasserdampfkonzentration am Boden $c = 7.5 \frac{\text{g}}{\text{m}^3}$, lässt sich die Dämpfung L_{Gas} in Abhängigkeit der Frequenz f für verschiedene Elevationswinkel $\epsilon \geq 10^\circ$ in einem Graphen darstellen.[29]

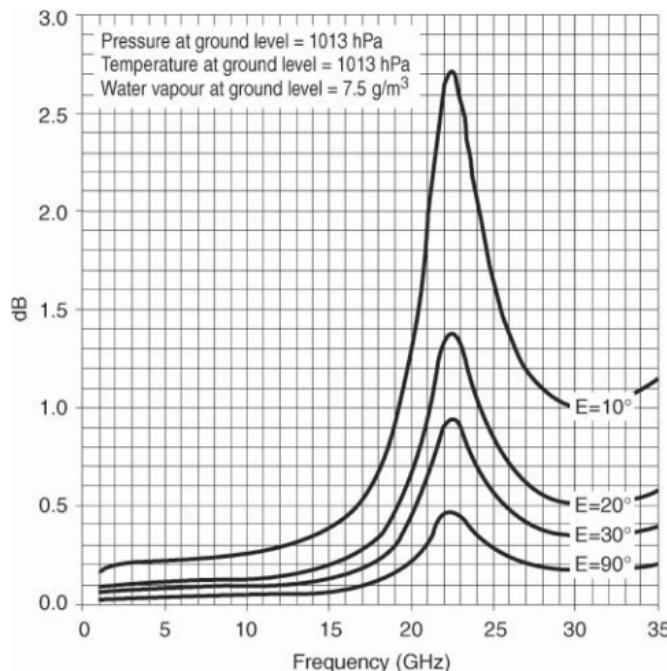


Abbildung 32: Die Dämpfung durch Gase und Dämpfe L_{Gas} in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Elevationswinkel ϵ .[29]

Die Abbildung 32 zeigt die Dämpfung durch Gase und Dämpfe L_{Gas} in der Atmosphäre in Abhängigkeit von der Frequenz f für verschiedene Elevationswinkel ϵ der Antenne.

Für Frequenzen $f \leq 15$ GHz ist die Dämpfung eher gering. Die maximale Dämpfung im dargestellten Frequenzbereich liegt bei $L_{\text{Gas}} = 2,7$ dB bei $f = 22.24$ GHz. Die Dämpfung an dieser Frequenz folgt aus dem Absorptionsband von Wasserdampf.[29]

Die Mittenfrequenz f_{center} des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2 (QO-100) liegt bei $f_{\text{center}} = 10489.750$ MHz ≈ 10.5 GHz. Der Elevationswinkel der Antenne an der Bodenstation ist in Gleichung 145 mit $\epsilon = 27.36^\circ \approx 30^\circ$ angeben. Aus dem Graph kann für die angegebenen Werte eine Dämpfung von $L_{\text{Gas}} \approx 0.1$ dB entnommen werden.

Verluste durch nicht optimale Ausrichtung der Antennen

Die Antenne des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2 (QO-100) und die Antenne der Bodenstation am IAT sind nicht ideal aufeinander ausgerichtet, wie in Abbildung 33 dargestellt.

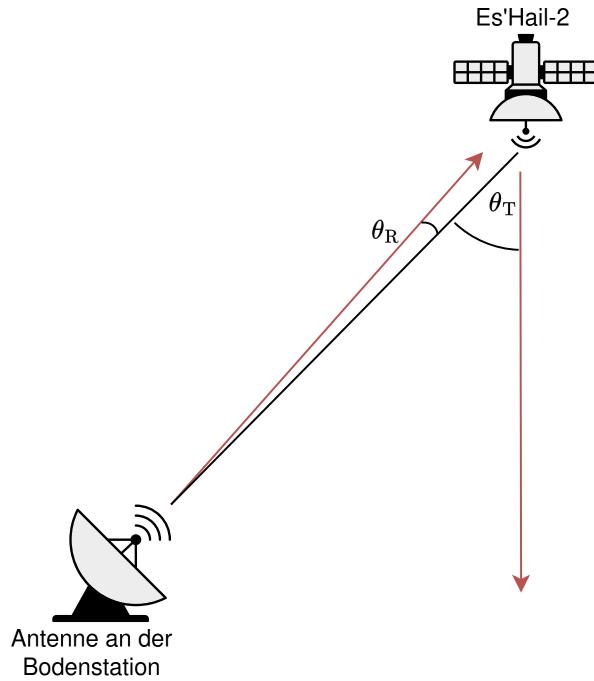


Abbildung 33: Veranschaulichung der Ausrichtungsverluste. Die optimale Ausrichtung ist in schwarz dargestellt, die tatsächliche Ausrichtung in rot.

Die Antenne des Transponders ist senkrecht auf den Äquator ausgerichtet, um eine möglichst gleichmäßige Abdeckung großer Teile der Erde zu gewährleisten. Dadurch ergibt sich jedoch ein Gewinnverlust G_T gegenüber dem maximal möglichen Gewinn $G_{T,\max}$ auf der Seite des Senders. Dieser Verlust im Gewinn führt wiederum zu einer Reduzierung der empfangenen Leistung P_R im Vergleich zur maximal erreichbaren Empfangsleistung $P_{R,\max}$. Diese Verluste werden auch Ausrichtungsverluste genannt (engl. Depointing Losses).[29]

Die Ausrichtungsverluste lassen sich auf der Seite des Senders mit[29]

$$L_{\theta T} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_T}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (67)$$

beziehungsweise auf der Empfängerseite mit[29]

$$L_{\theta R} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_R}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (68)$$

bestimmen. Dabei sind θ_T , beziehungsweise θ_R der Winkel der Fehlausrichtung und θ_{3dB} die 3dB-Strahlbreite der Antenne des Senders.[29]

Die 3 dB-Strahlbreite der Hornantenne auf Es'Hail-2 (QO-100) beträgt $\theta_{3dB} = 17.4^\circ$.[18] Zur Bestimmung der Ausrichtungsverluste auf der Seite des Senders $L_{\theta T}$ muss zunächst der Winkel der Fehlausrichtung θ_T bestimmt werden. Die Hornantenne des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2 (QO-100) ist für gleichmäßige Abdeckung über die Erde auf den Äquator gerichtet. Die Ausrichtung von Es'Hail-2 (QO-100) und der Bodenstation sind in Abbildung 4 dargestellt. Dabei entspricht der Winkel der Fehlausrichtung θ_T dem Winkel β zwischen dem Abstand $r + r_{02}$

von Es'Hail-2 (QO-100) zur Höhe der Bodenstation über den Äquator und dem Abstand zur Bodenstation am IAT D_{SAT} .

$$\theta_T = \beta = \arccos \left(\frac{r + r_{02}}{D_{\text{SAT}}} \right) = \arccos \left(\frac{35790 \text{ km} + 2548.22 \text{ km}}{38676 \text{ km}} \right) = 7.58^\circ$$

Damit beträgt der Ausrichtungsverlust auf der Seite des Senders

$$L_{\theta T} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_T}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 = 12 \cdot \left(\frac{7.58^\circ}{17.4^\circ} \right)^2 = 5.23 \text{ dB} \quad (69)$$

Auf der Empfängerseite kann mit einem maximalen Winkel der Fehlausrichtung von $\theta_R = 1^\circ$ ausgegangen werden. So ergibt sich ein Ausrichtungsverlust auf der Seite des Empfängers von

$$L_{\theta R} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_R}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 = 12 \cdot \left(\frac{1^\circ}{17.4^\circ} \right)^2 = 0.69 \text{ dB} \quad (70)$$

Weitere Einflüsse und Gesamtdämpfung

Weiterhin kann auch die Dämpfung durch Regen- und Eiswolken, sowie Nebel berücksichtigt werden. Die spezifische Dämpfung γ_{REN} in dB/km wird folgend bestimmt.[29]

$$\gamma_{\text{REN}} = K \cdot M \quad (71)$$

Wobei $K = 1.2 \cdot 10^{-3} \cdot f^{1.9} \text{ in } \frac{\text{dB}/\text{km}}{\text{g}/\text{m}^3}$ ein approximierter Wert ist. Die Frequenz f wird in GHz angeben. Die Variable M in g/m³ ist die Wasserkonzentration in den Wolken oder Nebel.[29] Die Dämpfung durch Regen- und Eiswolken ist im Vergleich zu der Dämpfung durch Regen sehr gering $L_{\text{Wolken}} \approx 0.2 \text{ dB}$.[29]

Für dichten Nebel, welcher im Raum Bremen schon häufiger auftritt, kann von einer Wasserkonzentration $M = 0.5 \text{ g}/\text{m}^3$ ausgegangen werden[29]. Damit ergibt sich für eine Frequenz $f \approx 10.5 \text{ GHz}$ eine spezifische Dämpfung γ_{REN} von

$$\gamma_{\text{REN}} = K \cdot M = 1.2 \cdot 10^{-3} \cdot (10.5 \text{ GHz})^{1.9} \frac{\text{dB}/\text{km}}{\text{g}/\text{m}^3} \cdot 0.5 \text{ g}/\text{m}^3 = 0.052 \text{ dB}/\text{km}$$

Was zusammen mit der in Gleichung effektiven Pfadlängen $D_{\text{Regen}} = 8.59 \text{ km}$ zu einer Dämpfung

$$L_{\text{Nebel}} = \gamma_{\text{REN}} \cdot D_{\text{Regen}} = 0.052 \text{ dB}/\text{km} \cdot 8.59 \text{ km} = 0.447 \text{ dB} \quad (72)$$

führt. Die einzelnen in der Atmosphäre bestimmten Dämpfungen $L_{\text{Regen}}, L_{\text{leichterRegen}}, L_{\text{Gas}}, L_{\text{Wolken}}$ und L_{Nebel} können für die jeweilige Wetterbedienung zu einer gesamten Dämpfung L_{At} zusammengefasst werden.

Bei der Wetterbedingung klarer Himmel (engl. clear Sky) kann die Dämpfung durch Regen und Wolken vernachlässigt werden. Die einzigen auftretenden Dämpfungen in der Atmosphäre entstehen durch Gase und Dämpfe in der Atmosphäre und gegebenenfalls durch Nebel auf dem Boden.

$$L_{\text{ATklarerHimmel}} = L_{\text{Gas, dB}} + L_{\text{Nebel, dB}} = 0.1 \text{ dB} + 0.447 \text{ dB} = 0.547 \text{ dB} \quad (73)$$

In der Bedingung leichter Regen wird die Dämpfung durch Niederschlagsraten R_p in mm/h berücksichtigt, welche zu $p = 5\%$ der Zeit den Jahresdurchschnitt (mm/h) überschreiten. Ebenfalls werden auch die Verluste durch Gase und Dämpfe in der Atmosphäre, durch Wolken und gegebenenfalls durch Nebel berücksichtigt.

$$\begin{aligned} L_{\text{ATleichterRegen}} &= L_{\text{leichterRegen dB}} + L_{\text{Gas, dB}} + L_{\text{Wolken, dB}} + L_{\text{Nebel, dB}} \\ &= 0.2 \text{ dB} + 0.1 \text{ dB} + 0.2 \text{ dB} + 0.447 \text{ dB} = 0.947 \text{ dB} \end{aligned} \quad (74)$$

In der Bedingung Regen dominiert die Dämpfung durch starke Niederschläge. Es wird die Dämpfung durch Niederschlagsraten R_p in mm/h berücksichtigt, welche den Jahresdurchschnitt (mm/h) zu $p = 0.01\%$ der Zeit überschreiten. Auch werden wieder die Dämpfungen durch Gase und Dämpfe in der Atmosphäre, durch die Wolken und gegebenenfalls auch wieder durch Nebel berücksichtigt.

$$\begin{aligned} L_{ATRegen} &= L_{Regen, \text{dB}} + L_{Gas, \text{dB}} + L_{Wolken, \text{dB}} + L_{Nebel, \text{dB}} \\ &= 8.86 \text{ dB} + 0.1 \text{ dB} + 0.2 \text{ dB} + 0.447 \text{ dB} = 9.61 \text{ dB} \end{aligned} \quad (75)$$

4.4 Empfänger - Bodenstation am IAT

Um die Signale des Schmalbandtransponders von Es'Hail-2 (QO-100) empfangen und weiterverarbeiten zu können, benötigt es ein geeignetes Empfangssystem. Das Empfangssystem muss mehrere Voraussetzung erfüllen.

1. Das Empfangssystem sollte technisch dazu fähig sein den Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) im X-Band empfangen und verarbeiten zu können.
2. Das Empfangssystem sollte eine großen Dynamikbereich besitzen. Mit einem hohen Dynamikbereich kann das Empfangssystem Signale mit sehr kleinen Pegel in der Nähe des Rauschflurs, als auch Signale mit sehr großem Pegel ohne zu übersteuern verarbeiten.
3. Die Bandbreite des Empfangssystems sollte mindestens $B_{\min} = 2.7 \text{ kHz}$ breit sein, um die maximal zulässige Einzelsignalbandbreite gemäß des Bandplans vom Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100) empfangen zu können.
4. Das Empfangssystem sollte ein möglichst hohes SNR an seinem Eingang und Ausgang aufweisen. So können Fehler in der Demodulation der Signale von Es'Hail-2 (QO-100) gering gehalten werden. Ein hohes SNR am Ausgang erfordert einen möglichst rauscharmen RF-Bereich des Empfangssystems. Daher sollte die möglichen Rauschquellen im RF-Bereich des Empfangssystems und die Rauschzahl F so gering wie möglich gehalten werden.
5. Gleichzeitig muss das Empfangssystem eine gewissen Verstärkung G_{sys} aufweisen. Mit einer passenden Verstärkung G_{sys} kann der schwache Pegel der Signale von Es'Hail-2 (QO-100) so angehoben werden, dass es vom SDR optimal verarbeiten werden kann.
6. Das Empfangssystem sollte auch bei leichten Regenschauern, spricht Niederschlagsmengen mm/h, welche zu 5% der Zeit die Durchschnittsniederschlagsmenge mm/h eines Jahres überschreiten, den Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) aufrechterhalten können.
7. Die Verluste im RF-Frontend L_{sys} des Empfangssystems sollte so gering wie möglich gehalten werden.
8. Die neu zu beschaffenden Komponenten sollte mit den vorhandenen Komponenten der Bodenstation vom IAT kompatibel sein und den Standards in der Telekommunikation entsprechen.
9. Für das Software Defined Radio (SDR) muss eine geeignete SDR-Software mithilfe von GNU-Radio Companion erstellt werden.

Damit das Empfangssystem den Downlink im X-Band empfangen kann, braucht es hierfür eine geeignete Antenne. Am Flughafen Standort der Hochschule Bremen ist bereits eine Parabolantenne, wie sie für Satellitenfernsehen üblich ist, vorhanden. Diese müsste hinsichtlich ihrer Eignung für den Empfang des Downlinks von Es'Hail-2 (QO-100) im X-Band überprüft werden. Die Größe des Dynamikbereich wird vom ADC des SDR bestimmt. In der Bodenstation vorhanden ist ein USRP X310 SDR von National Instruments (NI). Auch wird die maximale Bandbreite

B_{\max} mit vom SDR bestimmt. Das SDR muss ebenfalls auf die Eignung, Hardware und Softwareunterstützung, für den Einsatz im Empfangssystem für den Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) überprüft werden.

Mithilfe der Gleichungen 41 und 42 lassen sich mehrere Vorschriften und Bedienungen für den Aufbau der Empfangskette herleiten.

1. Das erste Zweitor nach der Antenne hat den größten Einfluss auf die Gesamtrauschzahl F_{sys} der Empfangskette. Daher sollte das erste Zweitor ein niedriges Eigenrauschen und damit verbundene niedrige Rauschzahl F_1 , sowie eine hohe Verstärkung G_1 besitzen, da die folgenden Zweitore mit dem Gewinn G_1 des ersten Zweitores gewichtet werden.[24]
2. Die folgenden Zweitore haben bei einem entsprechend großen Gewinn G_1 nur noch geringe Auswirkung auf die Gesamtrauschzahl F_{sys} oder der äquivalenten Rauschtemperatur des Gesamtsystems $T_{e,\text{sys}}$.[24]
3. Wie in Gleichung 39 gezeigt, ist der Verlust L passiver Zweitore gleich ihrer Rauschzahl F . Daher sollten Koaxialleitung mit niedrigen Verlust verwendet und lange Wege reduziert werden. Auch sollte auf Dämpfungsglieder verzichtet werden.
4. Da jedes Zweitor zwangsläufig das SNR verschlechtert, sollte die Anzahl der Zweitore im RF-Frontend auf das mögliche Minimum reduziert werden.

Mithilfe dieser Vorschriften und Bedienungen kann ein geeigneter RF-Bereich der Empfangssystems geplant werden.

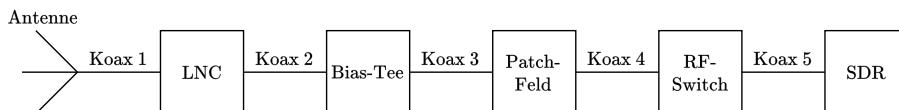


Abbildung 34: Blockschaltbild vom RF-Bereich des Empfangssystems

In der Abbildung 34 ist ein Blockschaltbild vom geplanten RF-Bereich des Empfangssystems zusehen. Als erstes Zweitor wird eine Koaxialleitung mit sehr geringen Verlusten eingesetzt. Die Koaxialleitung ist notwendig, da das zweite Zweitor, ein LNC, nicht direkt an die Antenne angeschlossen werden kann. Der LNC ist rauscharmer Mischer mit integrierten Verstärker. Montiert wird der LNC in der Nähe der Antenne, damit die Länge der ersten Koaxialleitung gering gehalten werden kann. Das dritte Zweitor ist wieder eine Koaxialleitung, welche die lange Strecke vom LNC auf dem Dach bis zum Serverschrank, wo sich die Fernspeiseweiche befindet, überbrückt wird. Über die Fernspeiseweiche wird der LNC mit der nötigen Betriebsspannung V_{cc} und ggf. einem 10 MHz Referenzsignal versorgt. Das fünfte Zweitor ist ebenfalls wieder eine Koaxialleitung, mit welcher die Fernspeiseweiche mit dem Patchfeld verbunden wird. Über das Patchfeld, welches das sechste Zweitor ist, kann eine einfache Verkablung im Serverschrank vorgenommen werden. Vom Patchfeld gibt es eine weitere Koaxialleitung zur Schaltmatrix (engl. RF-Switch). Die Schaltmatrix hat mehrere Eingänge und kann einen beliebigen Eingang auf seinen Ausgang durchschalten. So könnten mit einem SDR mehrere verschiedene Empfangssysteme betrieben werden. Vom Ausgang der Schaltmatrix führt anschließend noch eine Koaxialleitung zum SDR, welches das letzte Zweitor im RF-Bereich vom Empfangssystem ist. Mit dem SDR werden die Datensignale von Es'Hail-2 (QO-100) in brauchbare Daten und Informationen umgewandelt und anschließend an einen PC weitergegeben.

Als Systemimpedanz werden 50Ω gewählt. Alle verwendeten Komponenten im RF-Frontend sind auf dieses Systemimpedanz angepasst. Die 50Ω Impedanz hat sich als Standard in der Telekommunikationstechnik etabliert. Begründet werden kann das mit der Impedanz von Koaxialleitungen.[50]

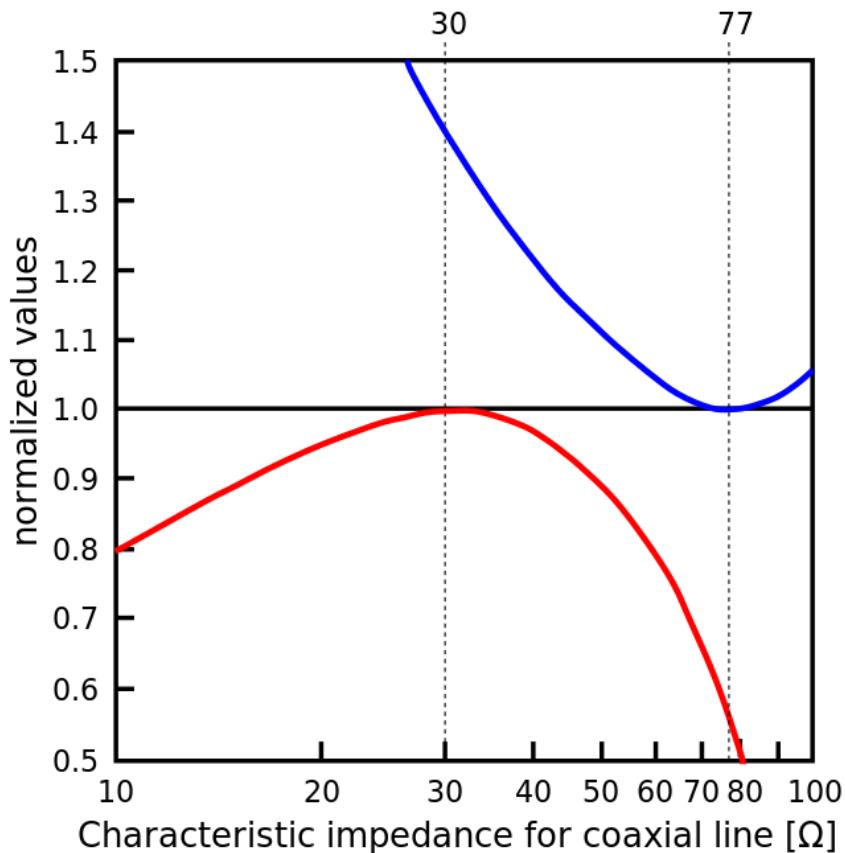


Abbildung 35: Darstellung der Verluste (blau) und der maximalen Leistungsübertragung (rot) von luftgefüllten Koaxialleitungen ($\epsilon_r = 1$) über die Impedanz[50]

Eine Koaxialleitung soll drei Kriterien erfüllen. Sie soll möglichst geringe Verluste aufweisen. Das Dielektrikum soll dabei hohen Spannungen und damit verbunden hohen Feldstärke standhalten und die Koaxialleitung soll in der Lage sein, hohe Leistungen zu übertragen.[50]

In der Grafik 35 sind zwei Graphen zu sehen. Dargestellt sind die normierten Verluste (blau) und die normierte maximale übertragbare Leistung (rot) von luftgefüllten Koaxialleitungen über deren Impedanz. Die höchste maximal übertragbare Leistung wird bei einer Impedanz von 30Ω erreicht. Jedoch sind dann auch die Verluste vergleichsweise hoch. Am niedrigsten sind die Verluste bei einer Impedanz von 77Ω , jedoch ist hier die maximale übertragbare Leistung eher gering. Mit dieser Gegebenheit kann möglicherweise die 75Ω Impedanz im Rundfunkbereich erklärt werden. Im TE10-Modus erreicht das elektrische Feld sein Maximum bei einer Impedanz von 60Ω .[50]

Die 50Ω Impedanz ist der beste Kompromiss aus minimaler Dämpfung, maximaler Leistungsübertragung und maximaler Feldstärke. Aus diesem Grund hat sie sich als Standard Referenz Impedanz etabliert.[50]

Antenne und Antennenfeed

Bei der verwendeten Antenne handelt es sich um eine Parabolantenne, wie sie z.B. für Satellitenfernsehen üblich ist. Die Parabolantenne gehört zu der Gruppe der Reflektorantennen, welche eine Kombination aus einem Reflektor und einem Antennenfeed sind.[27]

Der Reflektor hat die Aufgabe, einfallende elektromagnetische Wellen in eine bestimmte Richtung zu reflektieren und damit die abgestrahlte Energie gezielt zu bündeln. Anders als bei flachen Reflektoren werden bei Parabolspiegeln die auftretenden EM-Wellen durch die parabolische Krümmung des Reflektors in einem gemeinsamen Punkt fokussiert. Dieser Punkt wird Brenn-

punkt (engl. focal point) genannt.[27]

Im Brennpunkt der Parabolantenne befindet sich der Antennenfeed. Der Antennenfeed ist nichts anderes als eine gewöhnliche Antenne, welche die fokussierten EM-Wellen empfängt oder in Richtung des Reflektors abstrahlt. Hier wird eine Hornantenne als Antennenfeed verwendet. Diese bietet gegenüber einer Dipolantenne einen höheren Richtfaktor D und damit verbunden auch einen höheren Gewinn G .[27]

An der Hochschule ist bereits eine Parabolantenne vorhanden. Diese ist im Zuge eines Sturmes umgeknickt und soll nun wieder verwendet werden.



Abbildung 36: Vorhandene Parabolantenne -> Bild noch austauschen

Die Bild 36 zeigt die auf dem Dach der Hochschule vorhandene Parabolantenne. Beim Parabolspiegel handelt es sich um eine Kathrein CAS 90 HD ohne Logo.

Dieser Parabolspiegel hat einen Durchmesser von $d_{\text{Antenne}} = 0.9 \text{ m}$ und ist für den Betrieb im X-Band und unteres Ku-Band, genauer zwischen 10.7 GHz und 12.75 GHz, vorgesehen.[51]

Aus dem Datenblatt lässt sich für den maximalen Gewinn $G_{R,\max}$ folgende Werte entnehmen.[51]

$$G_{R,\max} = \begin{cases} 38.6 \text{ dBi} & , 10.7 \text{ GHz} \leq f \leq 11.7 \text{ GHz} \\ 39.2 \text{ dBi} & , 11.7 \text{ GHz} \leq f \leq 12.5 \text{ GHz} \\ 39.6 \text{ dBi} & , 12.5 \text{ GHz} \leq f \leq 12.75 \text{ GHz} \end{cases} \quad (76)$$

Der bisherigen LNB zum Empfang von Satellitenfernsehen wird gegen neuen Feed zum Empfang von Es'Hail-2 ausgetauscht.

Als Antennenfeed wird ein Triplebandfeed von der Firma BaMaTech eingesetzt. Dieser Antennenfeed ist speziell für den Einsatz an Es'Hail-2 (QO-100) entwickelt und kann in drei verschiedenen Frequenzbänder eingesetzt werden. Daher kommt auch der folgt auch sein Name.[52]

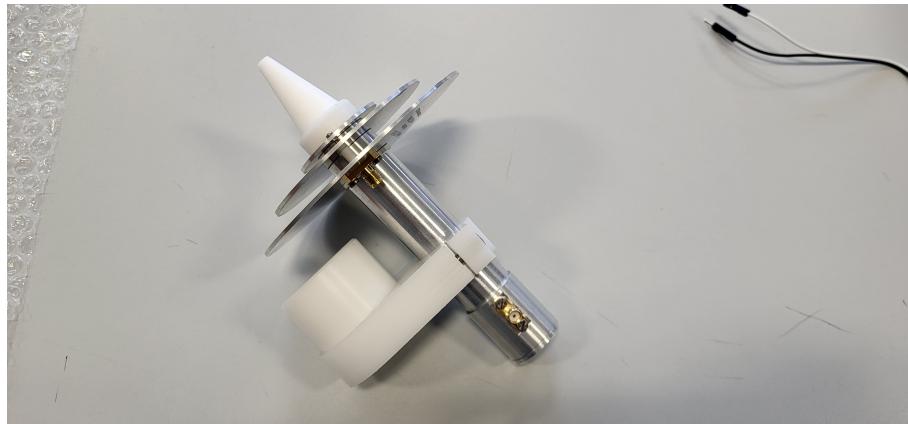


Abbildung 37: Der verwendete Triplebandfeed. Die weiße Halterung hilft bei der Montage an einem Parabolspiegel

Das Abbildung 37 zeigt den Triplebandfeed von der Firma BaMaTech. Im Grunde handelt es sich dabei um eine Hornantenne mit drei Anschlüssen für die einzelnen Frequenzbänder. Verwendet werden kann der Triplebandfeed im S-Band bei 2.4 GHz, im C-Band bei 5.6 GHz und im X-Band bei 10.5 GHz.[52]

Interessant ist in dieser Arbeit nur der Anschluss für das X-Band, wo sich der Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) befindet. Allerdings kann somit der Feed auch für einen späteren Uplink zu Es'Hail-2 (QO-100), welcher im S-Band liegt, verwendet werden.

Angeschlossen werden kann der Triplebandfeed mittels SMA-Steckverbindungen.[52]

Um die Tauglichkeit der Parabolantenne und des Feed für die Anwendung an Es'Hail-2 zu überprüfen kann zu einem die Effizienz η_{ANT} der effektive Antennenfläche A_E bestimmt werden. Auch kann die Reflexion $S11$ des Antennenfeeds gemessen und anschließend das $VSWR$ werden.

Die effektive Antennenfläche A_E der Parabolantenne kann über die Gleichung 27 bestimmt werden. Benötigt wird dafür der Gewinn $G_{\text{R},\text{max}}$ der Parabolantenne und die Wellenlänge λ der betrachteten Frequenz f . Von Interesse ist die Frequenz des Downlink von Es'Hail-2 (QO-100). Die Mittenfrequenz beträgt $f_{\text{center}} = 10489.750 \text{ MHz} \approx 10.5 \text{ GHz}$, was zu einer Wellenlänge $\lambda_{\text{center}} = 0.0286 \text{ m}$ führt. Der Gewinn der Antenne kann aus Gleichung 76 mit $G_{\text{R},\text{max}} = 38.6 \text{ dBi}$ angenommen werden.

$$A_E = \frac{G_{\text{R},\text{max}} \cdot \lambda_{\text{center}}^2}{4 \cdot \pi} = \frac{38.6 \text{ dBi} \cdot (0.0286 \text{ m})^2}{4 \cdot \pi} = 0.472 \text{ m}^2 \quad (77)$$

Um die Effizienz der effektiven Antennenfläche A_E zu bestimmen, muss zunächst die physikalische Fläche A_{phy} der Parabolantenne bestimmt werden. Diese kann mithilfe der Mantelfläche eines Rotationsparaboloid bestimmt werden.

Die Mantelfläche des Rotationsparaboloid kann mit der Höhe h des Rotationsparaboloid und dessen Radius $r = \frac{d}{2}$ bestimmt werden. Die Höhe von Boden bis zur Kante der Parabolantenne beträgt $h = 0.1 \text{ m}$.

$$\begin{aligned} A_{\text{phy}} &= \frac{\pi \cdot r}{6h^2} \cdot \left((r^2 + 4h^2)^{\frac{3}{2}} - r^3 \right) \\ &= \frac{\pi \cdot 0.45 \text{ m}}{6 \cdot (0.1 \text{ m})^2} \cdot \left(((0.45 \text{ m})^2 + 4 \cdot (0.1 \text{ m})^2)^{\frac{3}{2}} - (0.45 \text{ m})^3 \right) \\ &= 0.667 \text{ m}^2 \end{aligned} \quad (78)$$

Zusammen mit der effektiven Antennenfläche A_E in 77 und der physikalischen Antennenfläche A_{phy} in 78 kann die Effizienz η_{ANT} der Parabolantenne mit Gleichung 29 bestimmt werden.

$$\eta_{\text{ANT}} = \frac{A_E}{A_{\text{phy}}} = \frac{0.472 \text{ m}^2}{0.667 \text{ m}^2} = 0.708 = 70.8 \% \quad (79)$$

Mit $\eta_{\text{Ant}} = 70.8\%$ liegt die Effizienz der effektiven Antennenfläche A_E im typischen Bereich (60 % – 80 %) für Parabolantennen. Damit ist diese Parabolantenne für den Empfang des Downlinks von Es'Hail-2 (QO-100) geeignet.

Die Reflexion S_{11} des Antennenfeeds kann mithilfe eines Vektor Netzwerk Analysator (VNA) gemessen werden. Verwendet wird hierfür ein VNA von Rohde und Schwarz, genauer der R&S ZVL. Vor der Messung wird dieser entsprechend in einem Frequenzbereich von 2 GHz bis 12 GHz für Offen (Open), Kurzschluss (Short) und einer Last (Load) 50Ω kalibriert. Beim Kalibrierkit handelt es sich um ein 01 BN 533828 vom Hersteller Spinner. Der Messaufbau ist in der Abbildung 38 dargestellt.

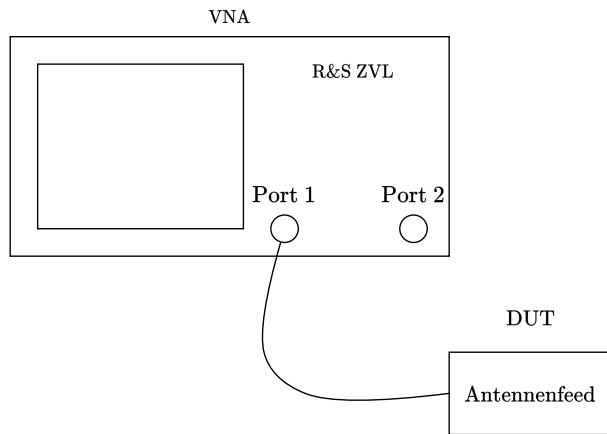


Abbildung 38: Messaufbau zur Ermittlung der Reflexion S_{11} des Antennenfeeds

Für die Reflexion im X-Band wird der Frequenzbereich von 9 GHz bis 12 GHz mit 201 Messpunkten betrachtet. Die Leistung wird auf 0 dBm gesetzt, da es sich um ein passives Element handelt. Die Auflösung wird auf 5 dB/div und das Referenzlevel auf 0 dB eingestellt.

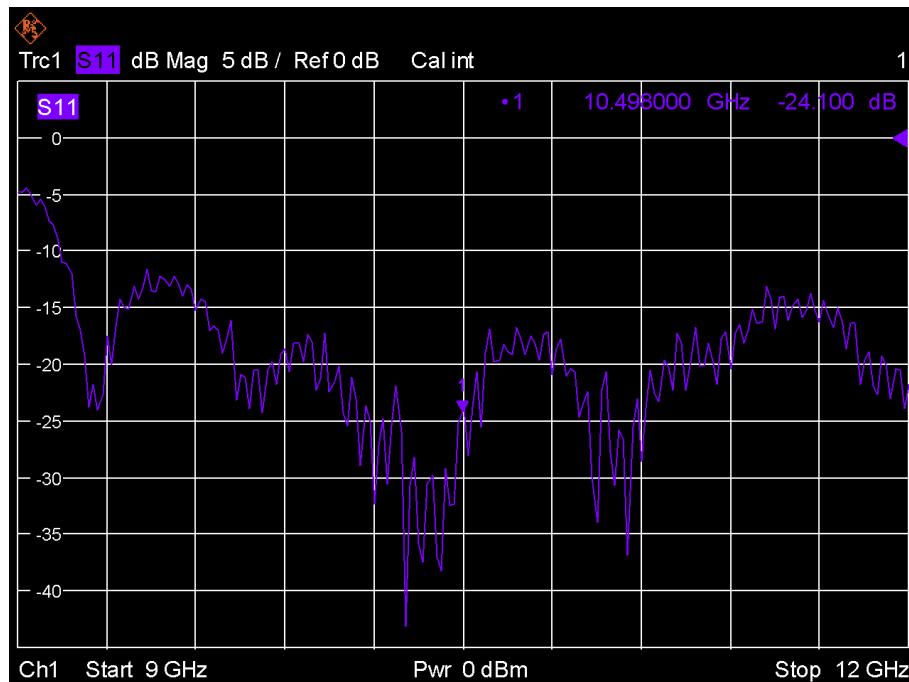


Abbildung 39: Gemessene Reflexion S_{11} des Antennenfeeds im X-Band

Der Graph in Abbildung 39 zeigt die gemessene Reflexion S_{11} des Antennenfeeds zwischen

9 GHz und 12 GHz. Der Marker 1 befindet sich bei 10.498 GHz, was nahe der Mittenfrequenz des Downlinks von $f_{\text{center}} = 10489.750 \text{ MHz}$ ist. Gemessen wird an der Stelle eine Reflexion von $S_{11} = -24.1 \text{ dB}$. Mithilfe der Reflexion kann das $VSWR$ bestimmt werden. Das $VSWR$ ist das Stehwellenverhältnis ist ein Maß für die Impedanzanpassung zwischen der Antenne und der Koaxialleitung (Quelle) an. Es entspricht dem Verhältnis der maximalen zur minimalen Spannung einer stehenden Welle und gibt damit an, wie viel Leistung von der Antenne zurück zur Quelle reflektiert wird. Bei $VSWR = 1$ wird keine Leistung zurück zur Quelle reflektiert und die gesamte Leistung wird von der Antenne abgestrahlt. Das $VSWR$ kann mithilfe des Reflexionsfaktors $\Gamma = 10^{\frac{S_{11}}{20}}$ bestimmt werden.

$$VSWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + |10^{\frac{-24.1 \text{ dB}}{20}}|}{1 - |10^{\frac{-24.1 \text{ dB}}{20}}|} = 1.13 \quad (80)$$

Mit einem $VSWR = 1.13$ ist die Antenne sehr gut für den Frequenzbereich des Downlinks von Es'Hail-2 (QO-100) angepasst und ist somit für diese Anwendung geeignet.

Auch kann die Reflexion des S-Band gemessen werden, falls in der Zukunft noch ein Uplink zu Es'Hail-2 (QO-100) an der Bodenstation eingerichtet werden soll. Der Messaufbau bleibt der gleiche. Betrachtet wird für die Reflexion S_{11} der Bereich von 2 GHz bis 3 GHz. Ebenfalls mit 201 Messpunkten und einer Leistung von 0 dBm. Die Auflösung wird auf 5 dB/div und das Referenzlevel auf 0 dB eingestellt.

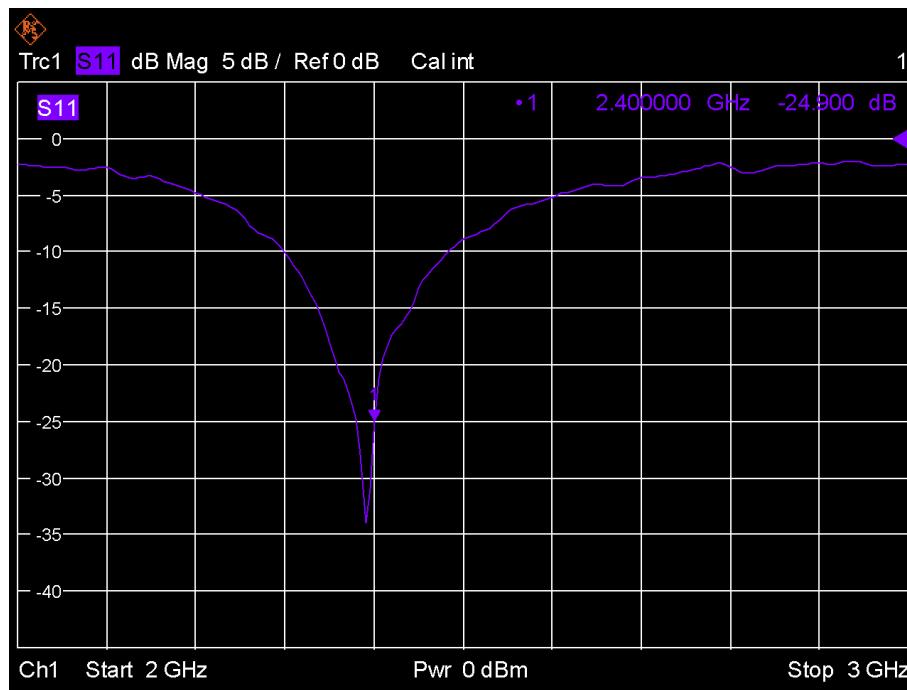


Abbildung 40: Gemessene Reflexion S_{11} zwischen 2 GHz und 3 GHz

Die Abbildung 40 zeigt die gemessene Reflexion S_{11} des Antennenfeeds zwischen 2 GHz und 3 GHz. Der Marker befindet sich bei 2.4 GHz, was nah an der Mittenfrequenz $f_{\text{center}} = 2400.250 \text{ MHz}$ des Uplinks zu Es'Hail-2 (QO-100) ist. An diesem Punkt wird eine Reflexion von $S_{11} = -24.9 \text{ dB}$ gemessen. Mithilfe der Gleichung 80 kann das $VSWR$ bestimmt werden.

$$VSWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + |10^{\frac{-24.9 \text{ dB}}{20}}|}{1 - |10^{\frac{-24.9 \text{ dB}}{20}}|} = 1.12 \quad (81)$$

Das Ergebnis in Gleichung 81 zeigt, dass die Antenne für Frequenzbereich des Uplinks zu Es'Hail-2 (QO-100) angepasst ist. Somit kann der Antennenfeed auch für den Uplink verwendet werden.

Low Noise Converter und Bias-Tee

Der von der Antenne empfangene Frequenzbereich wird über eine Koaxialleitung an das Empfangssystem weitergegeben. Jedoch ist die Leistung der gewünschte Signale zu gering und die Frequenz des Signals mit $f \approx 10.5$ GHz viel zu hoch um direkt vom SDR verarbeitet werden zu können. Zuvor müssen die Signale also verstärkt und in niedriges Frequenzband umgesetzt werden.

Für diesen Zweck wird rauscharmer Signalumsetzer (engl. low Noise Converter) LNC der Firma Kuhne Electronic. Der MKU LNC 10 QO-100 ist für die Anwendung im 3 cm-Amateurfunkband, speziell für die Anwendung an Es'Hail-2 (QO-100), vorgesehen.[53]

Dieser LNC kombiniert einen rauscharmen Verstärker (engl. Low Noise Amplifier) LNA und einen Mischer in einem Gerät und hat mehrere Vorteile gegenüber einem diskreten Aufbau aus Mischer und LNA. Gegenüber dem diskreten Aufbau benötigt der LNC weniger Platz und nur eine Stromversorgung gegenüber zwei beim diskreten Aufbau. Somit werden auch weniger Komponenten und Leitungen benötigt, was die Anzahl der Rauschquellen reduziert.



Abbildung 41: MKU LNC 10 QO-100 von Kuhne Electronic[53]

Der MKU LNC 10 QO-100 verfügt über einen HF-Eingang und einen ZF-Ausgang, wobei am Eingang eine SMA-Buchse und am Ausgang eine N-Buchse verbaut ist. Er unterstützt vier verschiedene Frequenzbänder zwischen 10.35 GHz und 10.5 GHz, welche über die Frequenz des lokalen Oszillators f_{LO} ausgewählt werden können.[53]

Die Frequenz des lokalen Oszillators f_{ZF} kann mithilfe der Betriebsspannung V_{CC} ausgewählt werden. Die Betriebsspannung V_{CC} wird über die ZF-Buchse eingespeist.[54]

Mit der Veränderung der Frequenz des lokalen Oszillators f_{LO} wird auch die Frequenz des ZF-Signals f_{ZF} am ZF-Ausgang verändert.[53]

- Q0-100 SSB-Betrieb: Bei einer Betriebsspannung $12 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 17 \text{ V}$ befindet sich der LNC im Einseitenbandbetrieb. Die Frequenz des HF-Bereiches f_{HF} befindet sich dann zwischen 10489 MHz und 10490 MHz und die Frequenz des lokalen Oszillators liegt bei $f_{LO} = 10056$ MHz.[53] Die Frequenz des ZF-Signals f_{ZF} kann mit Gleichung 8 bestimmt werden.

$$f_{ZF,min} = f_{HF,min} - f_{LO} = 10489 \text{ MHz} - 10056 \text{ MHz} = 433 \text{ MHz} \quad (82)$$

$$f_{ZF,max} = f_{HF,max} - f_{LO} = 10490 \text{ MHz} - 10056 \text{ MHz} = 434 \text{ MHz}$$

- QO-100 ATV-Betrieb: Um den QO-100 Betriebsmodus verwenden zu können muss die Betriebsspannung V_{CC} zwischen 18 V und 23 V DC liegen. Die Frequenz des HF-Bereich f_{HF} befindet sich dann zwischen 10490 MHz und 10500 MHz. Der lokale Oszillator hat damit dann eine Frequenz von $f_{LO} = 9240$ MHz.[53]

$$\begin{aligned} f_{ZF,min} &= f_{HF,min} - f_{LO} = 10490 \text{ MHz} - 9240 \text{ MHz} = 1250 \text{ MHz} \\ f_{ZF,max} &= f_{HF,max} - f_{LO} = 10500 \text{ MHz} - 9240 \text{ MHz} = 1260 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (83)$$

- SSB-Betrieb: Bei einer Betriebsspannung V_{CC} zwischen 9 V und 11 V DC befindet sich der LNC im Einseitenbandbetrieb im HF-Bereich zwischen 10368 MHz und 10370 MHz. Der lokale Oszillator hat in diesem Betriebsmodus eine Frequenz von $f_{LO} = 9936$ MHz.[53]

$$\begin{aligned} f_{ZF,min} &= f_{HF,min} - f_{LO} = 10368 \text{ MHz} - 9936 \text{ MHz} = 433 \text{ MHz} \\ f_{ZF,max} &= f_{HF,max} - f_{LO} = 10370 \text{ MHz} - 9936 \text{ MHz} = 434 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (84)$$

- SSB-Betrieb: Das letzte unterstützt Frequenzband von 10450 MHz bis 10452 MHz im HF-Bereich, kann mit einer Betriebsspannung V_{CC} zwischen 24 V und 36 V DC ausgewählt werden. Der LNC befindet sich wieder in einem Einseitenbandbetrieb. Der lokale Oszillator schwingt dabei mit einer Frequenz $f_{LO} = 10016$ MHz.[53]

$$\begin{aligned} f_{ZF,min} &= f_{HF,min} - f_{LO} = 10450 \text{ MHz} - 10016 \text{ MHz} = 434 \text{ MHz} \\ f_{ZF,max} &= f_{HF,max} - f_{LO} = 10452 \text{ MHz} - 10016 \text{ MHz} = 436 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (85)$$

Der LNC hat eine typische Verstärkung von $G_{LNC} = 55$ dB und wird mit einer Rauschzahl von $F_{LNC} = 1.7$ dB = 1.48 bei $T_0 = 291$ K angegeben, was für eine Kombination aus Mischer und Verstärker gute Werte sind.[53]

Mit Gleichung 37 lässt sich die äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,LNC}$ des LNC bestimmen.

$$T_{e,LNC} = (F_{LNC} - 1)T_0 = (1.48 - 1)290 \text{ K} = 139.2 \text{ K} \quad (86)$$

Für den Betrieb des LNC ist nur die Einspeisung der Betriebsspannung V_{CC} notwendig. Die Einspeisung eines 10 MHz Referenzsignals ist nicht erforderlich, kann aber zu einer besseren Frequenzstabilität beitragen.[53]

Die Betriebsspannung V_{CC} und ggf. das 10 MHz Referenzsignal werden mithilfe einer Fernspeiseweiche (engl. Bias-Tee) in die Leitung am ZF-Ausgang eingespeist. Verwendet wird hier für die Fernspeiseweiche KU BT 10 REF. Diese stammt ebenfalls von der Firma Kuhne Electronic und ist für den MKU LNC 10 QO-100 vorgesehen.

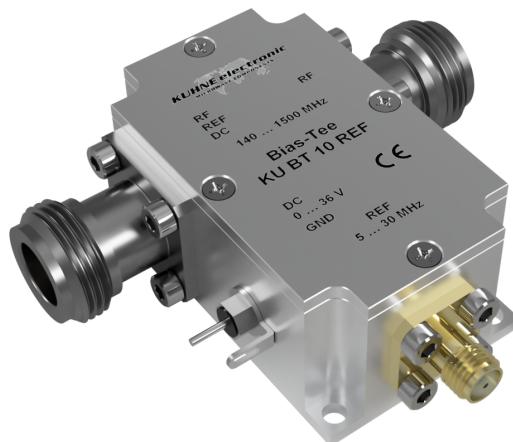


Abbildung 42: Fernspeiseweiche KU BT 10 REF [54]

Die Fernspeiseweiche verfügt über drei Anschlüsse. Über die beiden N-Buchsen wird die Fernspeiseweiche in den RF-Weg zwischen dem ZF-Ausgang am LNC und dem Patchfeld geschaltet. Über die SMA-Buchse kann ein sinusförmiges 10 MHz Referenzsignal mit maximal 2 Vss für den LNC eingespeist werden. Die Versorgungsspannung V_{CC} für den LNC wird über die beide Pins auf der linken Seite in Abbildung 42 in die Leitung zum LNC eingespeist.[54]

Auslegt ist die Fernspeiseweiche im RF-Weg für Frequenzen f_{ZF} zwischen 140 MHz und 1500 MHz. Die Verluste der Fernspeiseweiche betragen typisch $L_{BiasTee} = 1 \text{ dB}$ und maximal $L_{BiasTee} = 1.5 \text{ dB}$. Die maximale Leistung des Signals im RF-Weg darf 100 mW = 20 dBm nicht überschreiten, da sonst die Fernspeiseweiche beschädigt werden könnte.[54]

Die eingespeiste Versorgungsspannung V_{CC} kann im Bereich von 0 V bis maximal 36 V DC liegen und der Strom darf nicht größer als 500 mA DC werden.[54]

Patchfeld und Schaltmatrix

Bei der verwendeten Schaltmatrix handelt es sich um das Modell RC-2SP4T-A18 von der Firma Mini-Circuits. Diese kann mit einer PC-Software über USB oder Ethernet gesteuert werden kann. Auch Remotezugriffe über eine Webseite sollten möglich sein.[55]

Insgesamt bietet die Schaltmatrix 10 SMA Anschlüsse, welche für Signale mit einer Frequenz f von DC bis 18 GHz und einer Leistung bis zu 20 W sind. Die Schaltgeschwindigkeit beträgt dabei typischerweise 25 ms.[55]

Die maximalen auftretenden Verluste sind von der Frequenz f abhängig.[55]

$$L_{RF-Switch,max} = \begin{cases} 0.3 \text{ dB} & , DC \leq f \leq 8\text{GHz} \\ 0.4 \text{ dB} & , 8 \text{ GHz} \leq f \leq 12\text{GHz} \\ 0.8 \text{ dB} & , 12 \text{ GHz} \leq f \leq 20\text{GHz} \end{cases} \quad (87)$$

Auch bei hohen Frequenzen bleibt der maximale Verlust der Schaltmatrix gering. Bei den zu erwartenden Frequenzen $f_{ZF} \leq 1.3 \text{ GHz}$ würde ein maximaler Verlust durch die RF-Switch Matrix von $L_{RF-Switch} = 0.3 \text{ dB}$ auftreten. Das macht diese Schaltmatrix geeignet für die Anwendung im RF-Bereich des Empfangssystems.



Abbildung 43: Verwendete Schaltmatrix RC-2SP4T-A18 und das Patchfeld

Die Abbildung 43 zeigt die verwendete Schaltmatrix (blaue/silberne Box in linken Mitte des Bildes) und das Patchfeld (schwarze Leiste mit den einzelnen SMA-Anschlüssen) im Serverschrank. Beim eingesetzten Patchfeld handelt es sich um ein Eigenbau. Insgesamt besteht das Patchfeld aus 7 N zu SMA Adaptern und einer N auf N Buchse. In diesem Empfangssystem wird eine N zu SMA Adaptern Buchse verwendet. Der Verlust durch die Adaptern Buchse kann ebenfalls mit einem VNA gemessen werden.

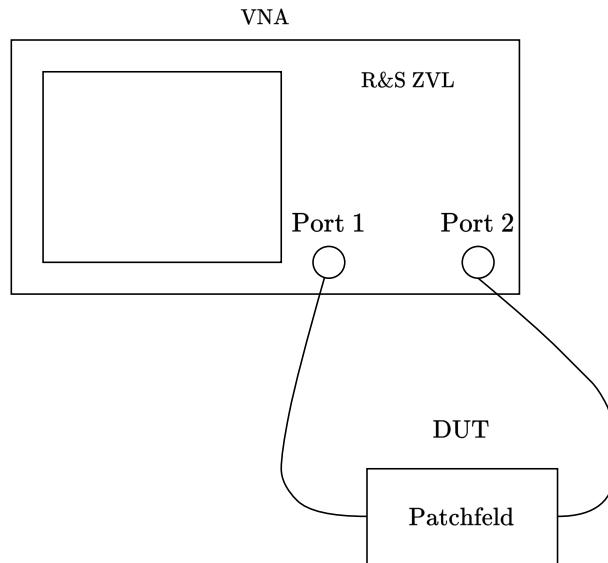


Abbildung 44: Messaufbau zum Messen des Verlustes durch Adapter Buchse

Die Abbildung 44 zeigt den angewendeten Messaufbau. Gemessen werden die Einspeiseverluste S_{21} zwischen 400 MHz und 1.5 GHz, da die zu erwartenden Frequenzen f_{ZF} des ZF-Signals zwischen 433 MHz und 1.26 GHz liegen. Vor dem durchführen der Messung wird der VNA für den entsprechenden Frequenzbereich für Offen (Open), Kurzschluss (Short), Last (Load) von 50Ω und Durchgang (Through) kalibriert. Das verwendete Kalibriertkit ist das 01 BN 533828 vom Hersteller Spinner.

Da es sich um ein passives Element handelt, wird die Leistung auf 0 dBm gestellt. Die Anzahl der Messpunkte beträgt 201, die Auflösung 0.2 dB/div und das Referenzlevel 0 dB.

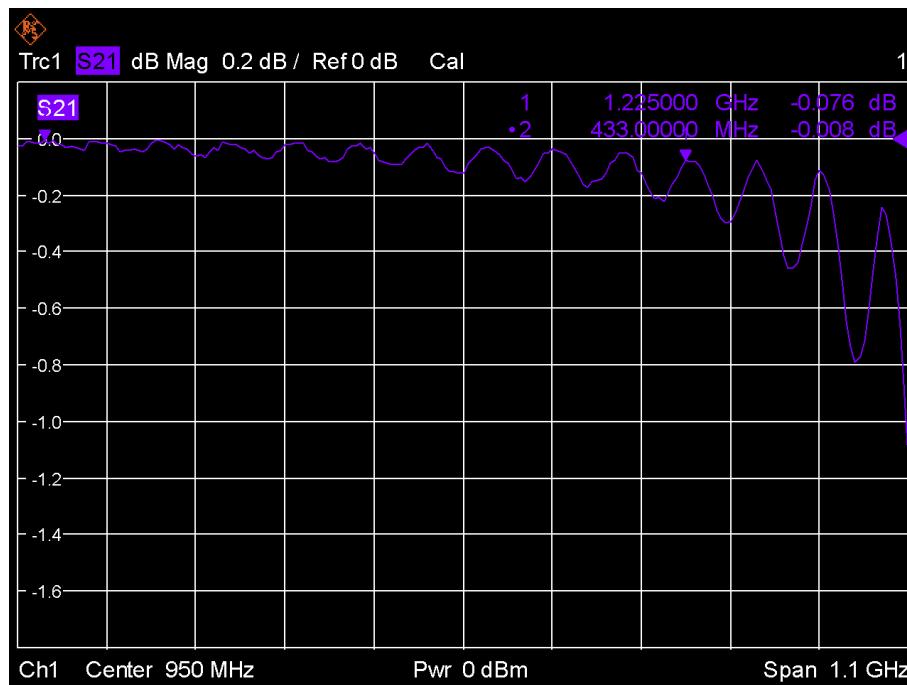


Abbildung 45: Gemessene Einspeiseverluste S_{21} zwischen 400 MHz und 1.5 GHz des Patchfeld

Der Graph in Abbildung 45 zeigt die gemessenen Einspeiseverluste S_{21} des Patchfeld zwischen 400 MHz und 1.5 GHz. Der Marker 1 befindet sich bei 433 MHz, was die niedrigste zu erwartende

Frequenz f_{ZF} des ZF-Signals ist. Gemessen wird hier ein Verlust von $S21 = 0.008 \text{ dB}$. Der zweite Marker befindet sich bei 1.225GHz. Der gemessene Verlust liegt hier bei $S21 = 0.076 \text{ dB}$. Beider Verluste sind sehr niedrig und fallen kaum ins Gewicht. Daher kann das Patchfeld problemlos im RF-Frontend des Empfangssystems verwendet werden. Für einen allgemeinen Wert wird die Dämpfung durch das Patchfeld mit dem höchsten gemessenen Dämpfungswert angegeben.

$$L_{\text{Patchfeld}} = 0.076 \text{ dB} \approx 0.8 \text{ dB} \quad (88)$$

Wahl der Koaxialleitungen

Die Koaxialleitungen sind notwendig um die einzelnen Komponenten mit einander zu verbinden. Es gibt viele verschiedene Arten an Koaxialleitungen, jedoch kann nicht eine beliebige genommen für jeden Abschnitt im RF-Bereich des Empfangssystems genommen werden. Jede Art an Koaxialleitung hat unterschiedliche Eigenschaften, welche es für bestimmte Anwendungsgebiete geeignet und für andere wiederum ungeeignet machen. Zum Beispiel kann je nach Art der Frequenzbereich, die Leitungsimpedanz ,die Dämpfung dB/m, die Anschlussmöglichkeiten, maximale Spannungsfestigkeit, sowie Umweltanforderungen und Preis stark variieren. Deshalb muss für jeden Abschnitt im RF-Frontend eine geeignete Koaxialleitung ausgewählt werden. Die jeweilige Koaxialleitung muss die folgenden Voraussetzungen erfüllen.

1. Um mit der Systemimpedanz kompatibel zu sein, müssen die Koaxialleitungen eine Impedanz von von 50Ω aufweisen.
2. Die jeweilige Koaxialleitung sollte für den jeweiligen Frequenzbereich im RF-Bereich des Empfangssystems geeignet sein. So können unnötigen Dämpfungen, etc. vermieden werden.
3. Um die Rauschzahl F_{sys} des RF-Frontends und um die Verluste allgemein gering zu halten, sollte die Koaxialleitung eine niedrige Dämpfung und um das Signal gegen äußere elektromagnetische Strahlung zu schützen, ein hohes Schirmmaß aufweisen.
4. Um das Verlegen der Koaxialleitungen zu vereinfachen und diese ebenfalls nicht zu beschädigen, sollte die Koaxialleitungen entsprechend geeignet für die Verlegung sein. Auch sollten die Koaxialleitungen für die jeweilige Umwelteinflüsse an ihrem Einsatzort geeignet sein.
5. Die Koaxialleitung sollte die jeweiligen Steckverbindungen der Komponenten, ohne die Verwendung von Adaptern, unterstützen. So können Verluste und damit verbunden mögliche Rauschquellen verringert werden.

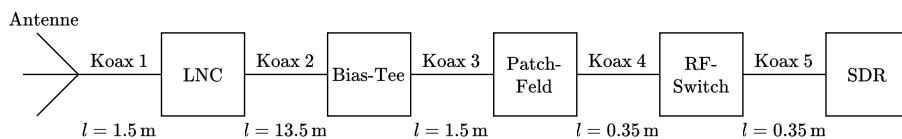


Abbildung 46: Darstellung des RF-Bereiches des Empfangssystems mit den einzelnen notwendigen Längen der Koaxialleitungen

In der Abbildung 46 ist eine Skizze vom RF-Bereich des Empfangssystems zu sehen. Dargestellt sind die einzelne Zweitore und die Koaxialleitungen, welche diese miteinander verbinden. Ebenfalls sind die notwendigen Längen der Koaxialleitungen eingetragen.

Die erste Koaxialleitung (Koax 1) verbindet den Antennenfeed mit dem LNC. Diese Koaxialleitung ist das wichtigste Zweitör im gesamten RF-Frontend, da es das erste Zweitör in der Kette ist.

Somit hat es die größte Auswirkung auf die Rauschzahl F_{ges} vom RF-Bereich des Empfangssystems. Da es eine Koaxialleitung ein passives Zweitor ist, wird die Rauschzahl F_1 , nach Gleichung 39, direkt aus den Verlusten der Koaxialleitung gewonnen. Daher muss eine Koaxialleitung mit besonders niedrigen Verlusten ausgewählt werden und die Länge der Koaxialleitung zu kurz wie möglich gehalten werden. Weiterhin muss die Koaxialleitung für eine Frequenz $f \approx 10.5 \text{ GHz}$ ausgelegt sein, da diese Koaxialleitung das Signal des Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) im X-Band zum LNC bringt, wo es dann in einen niedrigeren Frequenzbereich umgesetzt wird. Auch muss die Koaxialleitung für die Anwendung im Außenbereich geeignet sein, da sowohl Antenne und der LNC auf dem Dach der Hochschule montiert werden und die Leitung sollte flexibel sein, da vom Antennenfeed zum LNC enge Biegeradien zu erwarten sind. Als Steckverbindung sollte die Koaxialleitung SMA unterstützen.

Für diese Verbindung wird die S_04212_B 50Ω LOW-LOSS Koaxialleitung von Huber&Suhner gewählt. Diese bestimmte Koaxialleitung ist für Frequenzen bis 18 GHz geeignet und bietet mit einem Schirmmaß von 90 dB/m guten Schutz vor elektromagnetischer Strahlung.[56]

Die Verluste in dB/m können mithilfe einer Gleichung im Datenblatt für die gewünschte Frequenz bestimmt werden. Für eine Frequenz von $f \approx 10.5 \text{ GHz}$ kann die folgende Dämpfung ermittelt werden.[56]

$$L = 0.197 \cdot \sqrt{f} + 0.045 \cdot f = 0.197 \cdot \sqrt{10.5 \text{ GHz}} + 0.045 \cdot 10.5 \text{ GHz} = 1.11 \text{ dB/m}$$

Das führt mit einer Länge von $l = 1.5 \text{ m}$ zu einer Gesamtdämpfung von

$$L_{\text{Koax1}} = 1.11 \text{ dB/m} \cdot 1.5 \text{ m} = 1.655 \text{ dB} \quad (89)$$

Die Dämpfung ist mit 1.655 dB, im Vergleich zum LL142 STR mit $\sim 1 \text{ dB}$ [57], etwas höher. Jedoch ist die S_04212_B Koaxialleitung dank ihres SPE-Dielektrikum mit 50 % Luftanteil besonders flexibel und so auch führe engere statisch Biegeradien $\geq 25 \text{ mm}$ geeignet[56]. Auch ist die S_04212_B Koaxialleitung deutlich günstiger [57][58] und mit ihren Mantel aus PUR (Polyurethan) besonders witterungsbeständig und für Temperaturen von -40°C bis $+85^\circ\text{C}$ geeignet.[59]

Die zweite Koaxialleitung (Koax2) verbindet den LNC mit der Fernspeiseweiche (Bias-Tee). Diese Koaxialleitung legt den größten Weg mit $l = 13.5 \text{ m}$ zurück und sollte daher eine niedrige Dämpfung [dB/m] aufweisen. Zu erwarten sind nach der Abwärtsmischung Frequenzen $f_{\text{ZF}} \leq 1.3 \text{ GHz}$, was eine große Auswahlmöglichkeit an möglichen Koaxialleitung bietet. Zusätzlich sollte die Koaxialleitung für die Anwendung im Außenbereich und für Spannung $V_{\text{cc}} \leq 36 \text{ V}$ geeignet sein. Auch sollte die Koaxialleitung N-Stecker als Steckverbindung unterstützen.

Ursprünglich ist für die zweiten Koaxialleitung eine LMR 600 Koaxialleitung vorgesehen gewesen. Diese ist bietet mit 0.109 dB/m bei $f = 1.5 \text{ GHz}$ eine sehr niedrige Dämpfung. Allerdings ist LMR 600 Koaxialleitung mit einem Biegeradius von $\geq 38.1 \text{ mm}$ sehr starr, was zu Problemen bei der Verlegung führen könnte.[60]

Aus diesem Grund wird die LMR 400 FR Koaxialleitung von Times Microwave verwendet. Diese hat mit 0.169 dB/m bei $f = 1.5 \text{ GHz}$ eine geringfügig höhere Dämpfung als das LMR 600 Kabel, ist jedoch mit einem Biegeradius $\geq 25.4 \text{ mm}$ deutlich flexibler.[61][62]

Die Gesamtdämpfung L_{Koax2} dieser Koaxialleitung wird in Gleichung 90 mit einer Gesamtlänge $l = 13.5 \text{ m}$ bestimmt.

$$L_{\text{Koax2}} = 0.169 \text{ dB/m} \cdot 13.5 \text{ m} = 2.282 \text{ dB} \quad (90)$$

Dank des Mantels aus FRPE (Feuer Resistenten Polyethylen) ist die LMR 400 FR Koaxialleitung Wetterbeständig und für einen Temperaturbereich von -40°C bis $+85^\circ\text{C}$ geeignet.[61][63]

Mit einem Schirmmaß von 90 dB/m schützt die LMR 400 FR Leitung gut gegen von außen einwirkende elektromagnetische Strahlung. Auch sind Spannungen bis 2500 V und N-Stecker als Steckverbindung unterstützt.[61]

Für die dritte Koaxialleitung (Koax3), welche die Fernspeiseweiche mit dem Patchfeld verbindet, wird ebenfalls die LMR 400 FR Koaxialleitung verwendet. Die Gesamtlänge dieser Leitung

beträgt $l = 1.5 \text{ m}$.

$$L_{\text{Koax3}} = 0.169 \text{ dB/m} \cdot 1.5 \text{ m} = 0.254 \text{ dB} \quad (91)$$

Damit beträgt die Dämpfung der dritten Koaxialleitung $L_{\text{Koax3}} = 0.254 \text{ dB}$.

Für die vierte (Koax4) und fünfte (Koax5) Koaxialleitung, welche das Patchfeld mit der Schaltmatrix und anschließend mit dem SDR verbinden, braucht es flexible Leitungen. Die flexiblen Leitung würden die Verkabelung im Serverschrank vereinfachen. Die Koaxialleitungen sollten zudem eine möglichst geringe Dämpfung und hohes Schirmmaß aufweisen, sowie für Frequenzen $f_{\text{ZF}} \leq 1.3 \text{ GHz}$ geeignet sein und SMA-Steckverbindung unterstützen.

Verwendet werden für die beiden Koaxialleitungen die Hyperflex 5/ 50Ω LOW-LOSS Koaxialleitung von Messi&Paoloni. Diese Koaxialleitung ist für Frequenzen bis 6 GHz geeignet und ist mit einem wiederholbaren Biegeradius von 50 mm flexibel genug für diese Anwendung.[64]

Bei einer Frequenz $f = 1.296 \text{ GHz}$ hat die Hyperflex 5 Koaxialleitung eine Dämpfung von 0.305 dB/m und hat damit eine geringfügig bessere Dämpfung als eine Aircell 5 Koaxialleitung. Bei einer Länge von jeweils $l = 0.35 \text{ m}$ führt das zu folgender Dämpfung je Koaxialleitung.[65]

$$L_{\text{Koax4}} = L_{\text{Koax5}} = 0.309 \text{ dB/m} \cdot 0.35 \text{ m} = 0.108 \text{ dB} \quad (92)$$

Auch bietet die Hyperflex 5 Koaxialleitung mit 105 dB/m ein sehr hohes Schirmmaß und es werden SMA-Steckverbindungen unterstützt.[65]

Damit die Kabel nicht unter ihren zulässigen Biegeradius gebogen werden können werden die Hyperflex 5 Koaxialleitungen mit einem Knickschutz versehen.

Software Defined Radio und SDR Software

Bei dem vorhandenen Software Defined Radio (SDR) handelt es sich um einen USRP X310 von Nationale Instruments. Der USRP X310 ist bestandteil einer skalierbaren SDR-Plattform, welche für die Entwicklung, Testung und Einsatz von Kommunikationsequipment vorgesehen ist.[66]



Abbildung 47: Der URSP X310 von National Instruments[66]

Der USRP X310 basiert auf einem XC7K410T FPGA, welcher eine schnelle Verbindung zu den Erweiterungskarten, dem 1 GB DDR3 Arbeitsspeicher und verschiedenen Schnittstellen bietet, über welche das SDR mit einem PC verbunden werden kann.[66]

Das SDR bietet die Möglichkeit über PCIe, über zwei 10 Gig Ethernet- oder über zwei 1 Gig Ethernetschnittstellen mit einem PC verbunden zu werden [66]. In diesem Fall ist der USRP X310 über eine 10 Gig Ethernetschnittstelle mit dem PC verbunden.

Die beiden Herzstücke des USRP X310 sind die modulare Erweiterungskarten. Insgesamt stehen 10 verschiedene Erweiterungskarten zur Auswahl mit denen ein Frequenzbereich von 0 Hz

bis zu 6 GHz abgedeckt werden kann. Insgesamt stehen dem USRP X310 zwei Kanäle, welche Voll-Duplex fähig sind, mit einer Bandbreite bis zu 160 MHz zu Verfügung. Die Bandbreite ist von den jeweiligen Erweiterungskarten abhängig.[66][67]

Je nach Erweiterungskarte ist eine maximale Verstärkung zwischen $G_{\text{SDR}} = 31.5 \text{ dB}$ [68] und $G_{\text{SDR}} = 93 \text{ dB}$ [69] möglich.[67] Da eine Verstärkung von $G_{\text{SDR}} = 93 \text{ dB}$ viel zu hoch für die geplante Anwendung ist, wird folgend mit einer maximalen Verstärkung von $G_{\text{SDR},\text{max}} = 30 \text{ dB}$ gerechnet.

Jeder Kanal verfügt über einen 14-Bit ADC und einen 16-Bit DAC, wobei die maximale Abtastrate des ADC 200 MS/s. Die maximale Abtastrate des DAC beträgt 800 MS/s.[66]

Mit der Bitgröße des ADC $n = 14$ kann der Dynamikumfang des SDR ermittelt werden.[70]

$$\text{DR} = 20 \cdot \log_{10} \left(2^n \sqrt{\frac{3}{2}} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(2^{14} \sqrt{\frac{3}{2}} \right) \approx 86 \text{ dB}. \quad (93)$$

Mit dem Dynamikumfang wird das Verhältnis vom stärksten und schwächsten Signal angegeben, welches der SDR verarbeiten kann. Das stärkste Signal ist dabei das Signal, welches der SDR verarbeiten kann, ohne dabei zu übersteuern und das schwächste Signal stellt das Grundrauschen des SDR da. Der Dynamikumfang ist unter anderem wichtig für die zu wählende Verstärkung. Ist das verstärkte Signal zu groß für den Dynamikumfang kommt es zu einer Übersteuerung.[70] Mit der Gleichung 34 kann das Grundrauschen des SDR bestimmt werden. Die entschiedenen Faktoren für das thermische Grundrauschen ist die betrachtete Bandbreite B , die physikalische Temperatur T_0 des SDR und die äquivalente Rauschtemperatur T_{eSDR} des SDR. Die Bandbreite B wird mit der maximalen zulässigen Bandbreite $B = 2.7 \text{ kHz}$ eines Signals über den Schmalbandtransponder angenommen. Bei physikalischen Temperatur wird von der Raumtemperatur $T_0 = 290 \text{ K}$ ausgegangen. Die äquivalente Rauschtemperatur des SDR kann über die Umstellung der Gleichung 37 aus der Rauschzahl F_{SDR} ermittelt werden. Diese wird mit typisch $F_{\text{SDR},\text{dB}} = 8 \text{ dB} = 6.31$ angegeben [66].

$$T_{\text{eSDR}} = (F_{\text{SDR}} - 1) \cdot T_0 = (6.31 - 1) \cdot 290 \text{ K} = 1539.9 \text{ K} \quad (94)$$

Mit der äquivalente Rauschzahl aus Gleichung 94 kann dann das Grundrauschen vom SDR bestimmt werden.

$$\begin{aligned} N_{\text{oSDR}} &= k \cdot (T_0 + T_{\text{eSDR}}) \cdot B = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (290 \text{ K} + 1539.9 \text{ K}) \cdot 2.7 \text{ kHz} \\ &= 6.82 \cdot 10^{-17} \text{ W} = -131.66 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (95)$$

Der Pegel eines Signals am Eingang des SDR müsste also größer als -131.66 dBm sein, um nicht im Grundrauschen des SDR zu verschwinden.

Der maximale Eingangspegel am SDR darf -15 dBm nicht überschreiten.[67] Dank des Open-Source Software Support bietet der USRP X310 UHD Treiberunterstützung für verschiedene Plattformen, wie Windows und Linux Betriebssysteme, und ist mit C++ und Python APIs, sowie GNU Radio und anderen Frameworks und Programmen kompatibel.[66]

Der Open-Source Software Support und die Kompatibilität mit GNU Radio bieten die Möglichkeit eine eigene geeignete SDR Software, speziell für den Einsatz an Es'Hail-2 (QO-100), zu erstellen. Bei GNU Radio handelt es sich um eine freie Software-Toolkit-Sammlung zur Implementierung von Software Defined Radio, kurz SDR. GNU Radio bietet eine umfangreiche Bibliothek an Signalverarbeitungsblöcken, welche zu einem gemeinsamen Flussgraphen einfach zusammengefügt werden können. Neben der Realisierung von Software Defined Radios, kann GNU Radio auch ohne Hardware für Simulation verwendet werden.[71]

Die in GNU Radio erstelle SDR Software muss mehrere Voraussetzungen erfüllen, um für die Anwendung an Es'Hail-2 (QO-100) geeignet zu sein.

1. Die Software muss in der Lage sein den USRP X310 ansteuern zu können.

2. Innerhalb der Software sollte es verschiedene Optionen für die Demodulation geben, um die Signale von Es'Hail-2 (QO-100) richtig demodulieren zu können. Gewünscht sind Einseitenband-AM (LSB/USB), CW und FM. Obwohl FM nicht auf Es'Hail-2 (QO-100) verwendet werden darf, sollte diese Option für andere Anwendungszwecke der Software vorhanden sein.
3. Die demodulierten Signale sollten als Audio ausgegeben werden. Auch sollten die demodulierten Signale als Audio abgespeichert werden können.
4. Das empfangene Frequenzspektrum sollte als FFT und Wasserfalldiagramm korrekt dargestellt werden können.
5. Die Frequenz, Filterbandbreite, Art der Modulation und Lautstärke sollte im Betrieb verändert werden können.

Die Erstellung der SDR-Software erfolgt im Kapitel 5.3.

4.5 Bewertung des Empfangssystems

Um die Eignung des zusammengestellten Empfangssystems für den geplanten Einsatz zu überprüfen, muss dessen Leistungsfähigkeit überprüft werden. Für die Bewertung der Leistungsfähigkeit stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung.

Rauschen des Empfangssystems

Zwei wichtige Größen für das Empfangssystem sind seine äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,sys}$ und seine Rauschzahl F_{sys} . Die beiden Größen drücken das eigen Rauschen des Systems und die Verschlechterung des SNR vom Eingang des Empfangssystems bis zum Eingang des SDR aus.

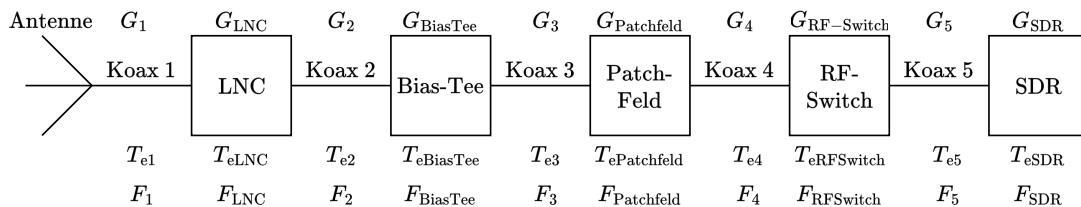


Abbildung 48: Blockschaltbild des Empfangssystems mit den einzelnen äquivalenten Rauschtemperaturen T_e , Rauschzahlen F und Verstärkungen G

In der Abbildung 48 ist ein Blockschaltbild des Empfangssystems zu sehen. Eingetragen sind neben den Namen der einzelnen Zweitore auch ihre äquivalente Rauschtemperatur T_e , Rauschzahl F und ihre Verstärkung G .

Die äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,sys}$ setzt sich aus äquivalenten Rauschtemperaturen T_e der einzelnen Zweitore im Empfangssystem zusammen. Deren äquivalente Rauschzahl T_e kann mithilfe der Gleichung 37 mit ihrer Rauschzahl F bestimmt werden. Die Rauschzahl passiver Zweitore, wie den Koaxialleitungen, der Fernspeiseweiche, dem Patchfeld und dem RF-Switch können mit der Gleichung 39 aus ihrem Verlust L bestimmt werden.

Name	Rauschzahl F in Absolut	T_e in K	Gewinn G in Absolut
Koax1	$F_1 = L_{\text{Koax1}} = 1.46$	$T_{e1} = 133.4$	$G_1 = \frac{1}{1.46} = 0.685$
LNC	$F_{\text{LNC}} = 1.48$	$T_{e\text{LNC}} = 139.2$	$G_{\text{LNC}} = 316227.77$
Koax2	$F_2 = L_{\text{Koax2}} = 1.69$	$T_{e2} = 200.1$	$G_2 = \frac{1}{1.69} = 0.59$
BiasTee	$F_{\text{BiasTee}} = L_{\text{BiasTee}} = 1.41$	$T_{e\text{BiasTee}} = 118.9$	$G_{\text{BiasTee}} = \frac{1}{1.41} = 0.71$
Koax3	$F_3 = L_{\text{Koax3}} = 1.06$	$T_{e3} = 17.4$	$G_3 = \frac{1}{1.06} = 0.94$
Patchfeld	$F_{\text{Patchfeld}} = L_{\text{Patchfeld}} = 1.2$	$T_{e\text{Patchfeld}} = 58$	$G_{\text{Patchfeld}} = \frac{1}{1.2} = 0.83$
Koax4	$F_4 = L_{\text{Koax4}} = 1.03$	$T_{e4} = 8.7$	$G_4 = \frac{1}{1.03} = 0.97$
RF-Switch	$F_{\text{RF-Switch}} = L_{\text{RF-Switch}} = 1.07$	$T_{e\text{RF-Switch}} = 20.3$	$G_{\text{RF-Switch}} = \frac{1}{1.97} = 0.93$
Koax5	$F_5 = L_{\text{Koax5}} = 1.03$	$T_{e5} = 8.7$	$G_5 = \frac{1}{1.03} = 0.97$
SDR	$F_{\text{SDR}} = 6.31$	$T_{e\text{SDR}} = 1539.9$	$G_{\text{SDR}} = 30 \text{ dB}$

Tabelle 3: Bestimmte Rauschzahl F , äquivalente Rauschtemperatur T_e und Verstärkung G der einzelnen Zweitore

Mit den Werten in Tabelle 3 kann die äquivalente Rauschtemperatur T_{sys} des Empfangssystems mithilfe der Gleichung 42 bestimmt werden. Der für die Berechnung verwendete Python Code ist im Github-Repository und im Anhang 4 hinterlegt.

$$\begin{aligned}
T_{e,\text{sys}} = & T_{e1} + \frac{T_{e\text{LNC}}}{G_1} + \frac{T_{e2}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}}} + \frac{T_{e\text{BiasTee}}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}}} \\
& + \frac{T_{e\text{Patchfeld}}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}} \cdot G_3} \\
& + \frac{T_{e4}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}} \cdot G_3 \cdot G_{\text{Patchfeld}}} \\
& + \frac{T_{e\text{RF-Switch}}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}} \cdot G_3 \cdot G_{\text{Patchfeld}} \cdot G_4} \\
& + \frac{T_{e5}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}} \cdot G_3 \cdot G_{\text{Patchfeld}} \cdot G_4 \cdot G_{\text{RF-Switch}}} \\
& + \frac{T_{e\text{SDR}}}{G_1 \cdot G_{\text{LNC}} \cdot G_2 \cdot G_{\text{BiasTee}} \cdot G_3 \cdot G_{\text{Patchfeld}} \cdot G_4 \cdot G_{\text{RF-Switch}} \cdot G_5} \\
= & 336.63 \text{ K}
\end{aligned} \tag{96}$$

Mit der bestimmten äquivalenten Rauschtemperatur $T_{e,\text{sys}}$ des Empfangssystems kann die Rauschzahl F_{sys} des Empfangssystems mit Gleichung 37.

$$F_{\text{sys}} = 1 + \frac{T_{e,\text{sys}}}{T_0} = 1 + \frac{336.63 \text{ K}}{290 \text{ K}} = 2.161 = 3.34 \text{ dB} \tag{97}$$

Die größte Auswirkung auf $T_{e,\text{sys}}$ und F_{sys} haben die erste Koaxialleitung und der LNC. Dank der hohen Verstärkung des LNC mit $G_{\text{LNC}} = 55 \text{ dB} = 316227.66$ als zweites Element werden die Rauschzahlen F , bzw. die äquivalenten Rauschtemperaturen T_e der folgenden Zweitore stark reduziert, sodass diese keine große Auswirkung mehr auf den Gesamtwert haben. Jedoch wird die äquivalente Rauschtemperatur des LNC $T_{e\text{LNC}}$ durch die Dämpfung der ersten Koaxialleitung stärker gewichtet und nicht reduziert wird. Das erklärt die Rauschzahl $F_{\text{sys}} = 3.34 \text{ dB}$ und die äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems von $T_{e,\text{sys}} = 336.63 \text{ K}$.

Verstärkungen und Dämpfungen im Empfangssystem

Im Empfangssystem treten verschiedene Verstärkungen und Dämpfungen auf. Diese können in einer Größe, der Verstärkung G_{sys} des Empfangssystems, zusammengefasst werden. Mit dieser Größe kann übersichtliche Angabe zur Verstärkung des Empfangssystems gemacht werden.

Im Empfangssystem sind nur zwei Verstärkenden Komponenten vorhanden. Die erste Komponente ist der LNC, welcher mit einer typischen Verstärkung von $G_{\text{LNC}} = 55 \text{ dB}$ angeben wird.

Die zweite Komponente ist der USRP X310, welcher eine variable Verstärkung besitzt. Für Rechenzwecke wird hier von einer Verstärkung von $G_{\text{SDR}} = 30 \text{ dB}$ angegeben. Diese beiden Verstärkungen können in eine Größe G zusammengefasst werden.

$$G = G_{\text{LNC,dB}} + G_{\text{SDR,dB}} = 55 \text{ dB} + 30 \text{ dB} = 85 \text{ dB}$$

Dämpfungen treten im Empfangssystem an mehreren Stellen auf. Die größte Dämpfung wird durch Koaxialleitungen verursacht. Ihre Dämpfung ist in den Gleichung 89 bis 92 angegeben und kann in einer gemeinsamen Größe L_{Koax} zusammengefasst werden.

$$\begin{aligned} L_{\text{Koax}} &= L_{\text{Koax1,dB}} + L_{\text{Koax2,dB}} L_{\text{Koax3,dB}} L_{\text{Koax4,dB}} L_{\text{Koax5,dB}} \\ &= 1.655 \text{ dB} + 2.282 \text{ dB} + 0.254 \text{ dB} + 0.108 \text{ dB} + 0.108 \text{ dB} = 4.407 \text{ dB} \end{aligned}$$

Eine weitere dämpfende Komponente ist die Fernspeiseweiche. Ihre Dämpfung wird mit $L_{\text{BiasTee}} = 1.5 \text{ dB}$ angegeben. Weitere Dämpfungen treten am Patchfeld $L_{\text{Patchfeld}} = 0.8 \text{ dB}$ und an der Schaltmatrix auf. Bei einer Frequenz $f_{\text{ZF}} \leq 1.3 \text{ GHz}$ tritt durch die Schaltmatrix eine maximale Dämpfung von $L_{\text{RF-Switch}} = 0.3 \text{ dB}$ auf. Die Dämpfungen L_{Koax} , L_{BiasTee} , $L_{\text{Patchfeld}}$ und $L_{\text{RF-Switch}}$ können zur besseren Übersicht in einer Größe L_{sys} zusammengefasst werden.

$$\begin{aligned} L_{\text{sys}} &= L_{\text{Koax,dB}} + L_{\text{BiasTee,dB}} + L_{\text{Patchfeld,dB}} + L_{\text{RF-switch,dB}} \\ &= 4.407 \text{ dB} + 1.5 \text{ dB} + 0.8 \text{ dB} + 0.3 \text{ dB} = 7.01 \text{ dB} \end{aligned} \quad (98)$$

Mit der Verstärkung G und der Dämpfung L_{sys} kann die Gesamtverstärkung des Empfangssystems in einer übersichtlichen Größe G_{sys} dargestellt werden.

$$G_{\text{sys}} = G_{\text{LNC,dB}} - L_{\text{sys,dB}} = 85 \text{ dB} - 7.01 \text{ dB} = 77.99 \text{ dB} \quad (99)$$

Die Gesamtverstärkung des Empfangssystems beträgt maximal $G_{\text{sys}} = 77.99 \text{ dB}$. Mit dieser Verstärkung ist es problemlos möglich die schwache Signale von Es'Hail-2 (QO-100) zu verstärken.

Empfangsgüte G/T

Mit der Empfangsgüte G/T kann die Empfindlichkeit des Empfangssystems angegeben werden. Sie ist ein Maß für die Qualität des Empfangssystems, einschließlich der Antenne. Sie entspricht dem Verhältnis des Antennengewinn $G_{\text{R,max}}$ und des Rauschens $T_A + T_{\text{e,sys}}$ des Empfangssystems.[29]

$$G/T = \frac{G_{\text{R,max}}}{T_{\text{e,sys}} + T_A} \quad (100)$$

Die Einheit der Empfangsgüte ist dabei $1/\text{K}$ oder dB/K . Je höher der Wert (dB/K) ist, desto besser ist die Empfangsgüte, da das Empfangssystem mehr Gewinn pro Rauschtemperatur hat. Da sich die Antennentemperatur T_A je nach Bedingung unterscheidet, muss diese zuerst für jede Bestimmung ermittelt werden.

Für die Bedingung klarer Himmel kann die Antennentemperatur mit der Gleichung 45 bestimmt werden. Da für die verwendete Parabolantenne kein Antennendiagramm vorhanden ist, wird diese als eine ideale Antenne ohne Nebenkeulen Richtung Boden ausgegangen. Damit wird $T_{\text{Ground}} = 0 \text{ K}$. Die Helligkeitstemperatur kann für den jeweiligen Elevationswinkel der Antenne aus der Abbildung 25 entnommen werden. Der Elevationswinkel ε der Antenne ist in Gleichung 145 mit $\varepsilon = 27.36^\circ \approx 30$ angegeben. Zusammen mit einer Frequenz $f \approx 10.5 \text{ GHz}$ kann eine Helligkeitstemperatur von $T_{\text{Sky}} \approx 6.5 \text{ K}$ ermittelt werden.

$$T_{\text{A,klarerHimmel}} = T_{\text{Sky}} + T_{\text{Ground}} = 6.5 \text{ K} + 0 \text{ K} = 6.5 \text{ K} \quad (101)$$

Mit der Gleichung 100 kann die Empfangsgüte G/T für die Bedingung klarer Himmel bestimmt werden. Die äquivalente Rauschtemperatur ist in Gleichung 96 angegeben. Der Gewinn der Empfangsantenne ist in Gleichung 76 angegeben und wird für eine Frequenz $f = 10.5 \text{ GHz}$ mit $G_{R,\max} = 38.6 \text{ dBi} = 7244.36$ angenommen.

$$G/T = \frac{G_{R,\max}}{T_{e,sys} + T_{A,klarerHimmel}} = \frac{7244.36}{336.63 \text{ K} + 6.5 \text{ K}} = 21.11 \text{ 1/K} = 13.24 \text{ dB/K} \quad (102)$$

Eine Empfangsgüte von 13.24 dB/K ist ein solider Wert für die geplante Anwendung, kann aber nicht mit der Empfangsgüte $G/T = 26.5 \text{ dB/K}$ professionellen Empfangssystemen mithalten.[72] Für die Bedingung leichter Regen muss bei der Antennentemperatur T_A die Dämpfung durch leichte Regenschauer berücksichtigt werden. Die Dämpfung ist in Gleichung 65 mit $L_{leichterRegen} = 0.2 \text{ dB} = 1.05$. Auch die Temperatur der Wolken $T_m = 275 \text{ K}$ spielt dabei eine Rolle. Die Antennentemperatur für die Bedingung leichter Regen kann mit der Gleichung 48 bestimmt werden.

$$\begin{aligned} T_{A,leichterRegen} &= \frac{T_{Sky}}{L_{leichterRegen}} + T_m \left(1 - \frac{1}{L_{leichterRegen}} \right) + T_{Ground} \\ &= \frac{6.5 \text{ K}}{1.05} + 275 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{1.05} \right) + 0 \text{ K} = 19.29 \text{ K} \end{aligned} \quad (103)$$

Im Vergleich zur Antennentemperatur bei klaren Himmel $T_{A,klarerHimmel} = 6.5 \text{ K}$ ist die Antennentemperatur bei leichten Regenfällen mit $T_{A,leichterRegen} = 19.29 \text{ K}$ fast dreimal so groß. Das zeigt auf, wie wichtig die Berücksichtigung der Dämpfung durch Regenschauer in der Antennentemperatur ist. Die höhere Antennentemperatur bedeutet mehr Rauschen am Eingang des Empfangssystem, was zur einer Verschlechterung des G/T führt.

$$G/T = \frac{G_{R,\max}}{T_{e,sys} + T_{A,leichterRegen}} = \frac{7244.36}{336.63 \text{ K} + 19.29 \text{ K}} = 20.35 \text{ 1/K} = 13.12 \text{ dB/K} \quad (104)$$

Im Vergleich zur Empfangsgüte bei klaren Himmel $G/T = 13.24 \text{ dB/K}$ sinkt die Empfangsgüte bei leichten Regenschauern auf $G/T = 13.12 \text{ dB/K}$. Das entspricht einem Verlust von 0.12 dB/K , was im ersten Moment nicht viel wirkt. In Absoluten Zahlen entspricht ein Verlust von 0.12 dB einem Verlust von ca. 3.6%

Die Antennentemperatur für die Bedingung Regen kann auch mit der Gleichung 48 bestimmt. Die Dämpfung durch stärkere Niederschläge ist in Gleichung 62 mit $L_{Regen} = 8.86 \text{ dB} = 7.69$ angegeben.

$$\begin{aligned} T_{A,Regen} &= \frac{T_{Sky}}{L_{Regen}} + T_m \left(1 - \frac{1}{L_{Regen}} \right) + T_{Ground} \\ &= \frac{6.5 \text{ K}}{7.69} + 275 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{7.69} \right) + 0 \text{ K} = 240.1 \text{ K} \end{aligned} \quad (105)$$

Verglichen mit der Antennentemperatur bei leichten Regen $T_{A,leichterRegen} = 19.29 \text{ K}$ ist die Antennentemperatur bei stärkeren Niederschlägen $T_{A,Regen} = 240.1 \text{ K}$ deutlich höher. Die hohe Antennentemperatur ist den stärkeren Niederschlägen geschuldet. Die höhere Antennentemperatur führt zu einer deutlichen Erhöhung des Rausches im System, was sich negativ auf die Empfangsgüte G/T und das SNR auswirken wird.

$$G/T = \frac{G_{R,\max}}{T_{e,sys} + T_{A,Regen}} = \frac{7244.36}{336.63 \text{ K} + 240.1 \text{ K}} = 12.56 \text{ 1/K} = 10.99 \text{ dB/K} \quad (106)$$

Wie vermutet wirkt sich die deutlich höhere Antennentemperatur negativ auf die Empfangsgüte G/T aus. Im Vergleich zur Empfangsgüte bei klaren Himmel $G/T = 13.24 \text{ dB/K}$ sinkt die Empfangsgüte bei starken Niederschlägen auf $G/T = 10.99 \text{ dB/K}$. Das entspricht einem Verlust von 2.25 dB oder ca. 40.5% . Das wird sich deutlich negativ auf das SNR des Empfängers auswirken und eventuell zu Ausfällen des Downlinks führen.

4.6 Link Budget und Link Qualität

Die Bestimmung des Link Budget ist ein wichtiger Schritt in der Planung von Satelliten Kommunikationssystemen. Mit dem Link Budget wird die Leistungsbilanz des jeweiligen Satellitenlink angeben. Es setzt sich aus der eingespeisten Leistung P_T des und allen auftretenden Verlusten L und Verstärkungen G vom Sender bis zum Empfänger zusammen.[29][73]

$$P_{RX,dB} = P_{T,dB} - L_{dB} + G_{dB} \quad (107)$$

Die Gleichung 107 ist vereinfachte Form der Bestimmung des Link Budgets. Die Leistung P_{RX} aus Gleichung 107 ist dann die zu erwartende Leistung am Ausgang des RF-Bereiches vom Empfangssystem.[29][73]

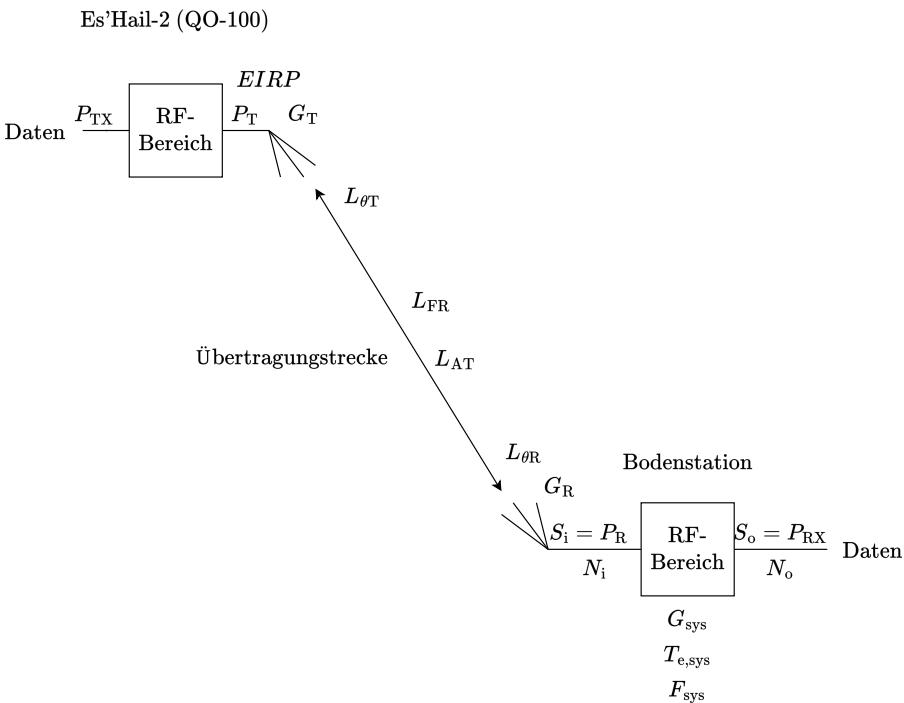


Abbildung 49: Grafische Darstellung des Link Budgets

Die Abbildung 49 zeigt eine grafische Darstellung des Link Budgets. Das Link Budget kann in drei Bereiche aus Kapitel 4 eingeteilt werden.

Im ersten Abschnitt befindet sich der Sender, in diesem Fall der Satellit Es'Hail-2 (QO-100). In diesem Abschnitt sind für das Link Budget die Sendeleistung P_T , der Gewinn der Sendeantenne G_T und das daraus resultierende $EIRP$. Auch die Bandbreite B ist für die spätere Bestimmung der Rauschleistung im Empfangssystem von Bedeutung.

Die Sendeleistung von Es'Hail-2 (QO-100) ist in Gleichung 49 angegeben. Der Gewinn der Sendeantenne beträgt $G_T = 17$ dB und das $EIRP$ ist in Gleichung 50 in dB und in Gleichung 51 in W angegeben. Diese Werte können in einer Tabelle zusammengefasst werden.

Name	Variable	Wert	Einheit
Sendeleistung	P_T	42.5	dBm
	P_T	17.78	W
Gewinn	G_T	17	dBi
	G_T	50.12	
EIRP	$EIRP$	59.5	dBm
	$EIRP$	891.25	W
Bandbreite	B	500 kHz	

Tabelle 4: Bestimmte Parameter des Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)

Den zweiten Abschnitt bildet die Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 (QO-100) und der Bodenstation am IAT. In diesem Abschnitt treten nur Dämpfungen auf. Die Dämpfungen setzen sich aus der Freiraumdämpfung L_{FR} aus Gleichung 54, der Verluste durch nicht optimale Ausrichtung $L_{\theta T}$ aus Gleichung 69 auf der Sendeseite und $L_{\theta R}$ aus Gleichung 70 auf der Empfangsseite. Die einzige nicht feste Dämpfung ist die Dämpfung durch die Atmosphäre. Diese unterscheidet sich je nach den festgelegten Bedingung klarer Himmel, leichter Regen und Regen. Die Dämpfung durch die Atmosphäre bei klaren Himmel $L_{ATklarerHimmel}$ ist in Gleichung 73 angegeben. Für die Bedingung leichter Regen $L_{ATleicherRegen}$ in 74 und für stärkere Niederschläge $L_{ATRegen}$ in 75.

Name	Variable	Wert	Einheit
Freiraumdämpfung	L_{FR}	204.61	dB
	L_{FR}	$2.9 \cdot 10^{20}$	
Sendeseite Fehlausrichtung	$L_{\theta T}$	5.23	dB
	$L_{\theta T}$	3.33	
Empfangsseitige Fehlausrichtung	$L_{\theta R}$	0.69	dB
	$L_{\theta R}$	1.17	
Dämpfung klarer Himmel	$L_{ATklarerHimmel}$	0.547	dB
Dämpfung leichter Regen	$L_{ATklarerHimmel}$	1.13	
	$L_{ATleicherRegen}$	0.947	dB
Dämpfung Regen	$L_{ATleicherRegen}$	1.24	
	$L_{ATRegen}$	9.61	dB
	$L_{ATRegen}$	9.14	

Tabelle 5: Bestimmte Parameter des Abschnittes Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 (QO-100) und der Bodenstation am IAT

Den letzten Abschnitt bildet die Bodenstation. Diese ist der Empfänger der Signale des Schmalbandtransponders von Es'Hail-2 (QO-100). Wichtige Parameter des Empfangssystems sind die empfangene Leistung P_R am Eingang des Empfangssystems, sowie die Leistung am Ausgang des Empfangssystems P_{RX} . Die Leistung am Eingang des Empfangssystems P_R kann mit einer Ergänzung der Gleichung 107 durch die Werte in den Tabellen 4 und 5, sowie dem Gewinn der Empfangsanenne $G_{R,max}$ ermittelt werden.

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{ATx}} \quad (108)$$

Dabei ist die Dämpfung L_{ATx} die Dämpfung durch die Atmosphäre für die jeweilige Wetterbedingung. Diese Gleichung ist eine Erweiterung der Friis'sche Übertragungsgleichung, welche nur die Freiraumdämpfung berücksichtigt.

Die Leistung am Ausgang des Empfangssystems kann mit einer Erweiterung der Gleichung 108 um die Verstärkung des Empfangssystems ermittelt werden.

$$P_{RX} = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{ATx}} \quad (109)$$

Auch hier ist die Dämpfung L_{ATx} die Dämpfung durch die Atmosphäre für die jeweilige Wetterbedingung.

Ebenfalls ist es wichtig die Qualität des Downlinks zu bestimmen. Die Qualität des Downlinks wird über C/N_0 angegeben. Je größer C/N_0 wird, desto mehr Leistung wird pro °K Rauschen empfangen.[29]

Dabei ist C die Ausgangsleistung des Empfangssystems P_{RX} und N_0 die Rauschleistungsdichte. Die Rauschleistungsdichte entspricht n_0 aus Gleichung 32. Nur wird die Temperatur T_0 durch die Rauschtemperatur T_S des Empfangssystems ersetzt.[29]

$$C/N_0 = \frac{P_{\text{RX}}}{k \cdot T_S} \quad (110)$$

Die Rauschtemperatur des Empfangssystems T_S setzt sich aus der jeweiligen Antennentemperatur T_A , der physikalischen Temperatur T_0 , der äquivalenten Rauschtemperatur des Empfangssystems $T_{e,\text{sys}}$ und den Verlusten des Empfangssystems zusammen.[29]

$$T_S = \frac{T_A}{L_{\text{sys}}} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L_{\text{sys}}} \right) + T_{e,\text{sys}} \quad (111)$$

Auch ist es wichtig das SNR am Eingang und Ausgang des Empfangssystems zu bestimmen. Mit dem SNR können Aussagen zur Qualität des Empfangssystems und zur Qualität des Ausgangssignals getroffen und mögliche Fehlerrate in der Demodulation bestimmt werden.

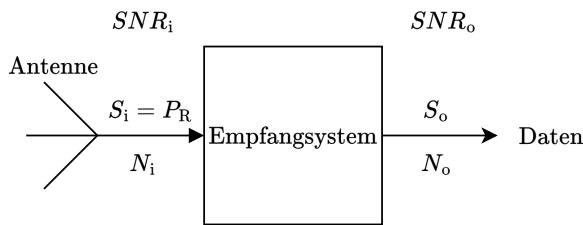


Abbildung 50: Das SNR am Eingang und Ausgang des Empfangssystems

Die Abbildung 50 zeigt das SNR_i am Eingang und das SNR_o am Ausgang des Empfangssystems. Das SNR_i am Eingang des Empfangssystems kann mit der Gleichung 30 bestimmt werden. Die Eingangsleistung S_i entspricht dabei der von der Antenne empfangenen Leistung P_R . Die Rauschleistung am Eingang N_i ist von der jeweiligen Antennentemperatur T_A und der Bandbreite B abhängig.

$$SNR_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{P_R}{k \cdot T_A \cdot B} \quad (112)$$

Das am SNR_o am Ausgang des Empfangssystems kann auch mit der Gleichung 30 bestimmt werden. Die Leistung am Ausgang S_o ist abhängig von Eingangsleistung S_i und der Verstärkung des Empfangssystems G_{sys} aus Gleichung 99. Die Rauschleistung am Ausgang N_o kann mit der Gleichung 34 bestimmt werden. Diese setzt sich aus der jeweiligen Antennentemperatur T_A , der Bandbreite B , der äquivalenten Rauschleistung des Empfangssystems $T_{e,\text{sys}}$, sowie der Verstärkung des Empfangssystems G_{sys} aus Gleichung 99 zusammen.

$$SNR_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{P_R \cdot G_{\text{sys}}}{k \cdot (T_A + T_{e,\text{sys}}) \cdot B \cdot G_{\text{sys}}} = \frac{P_R}{k \cdot (T_A + T_{e,\text{sys}}) \cdot B} \quad (113)$$

Anhand von Gleichung 113 lässt sich zeigen, dass das SNR_o unabhängig von der Verstärkung G_{sys} des Empfangssystem ist. Es kann also nicht durch verstärken verbessert werden. Sollte das SNR verbessert werden sollen, muss das über die Verringerung der Rauschleistung N_o geschehen. Je höher das SNR_o ist, desto besser können Signale von Es'Hail-2 (QO-100) vom Rauschen

unterschieden und demoduliert werden. Im Falle von digitalen Modulationen sinkt die Bitfehlerrate BER , wie in Abbildung 19 zu erkennen.

In den folgenden Abschnitten wird das Link Budget, sowie die Qualität des Downlinks und das SNR für die jeweiligen Wetterbedingungen klarer Himmel, leichter Regen und Regen betrachtet. Der für die Bestimmung der einzelnen Link Budgets verwendete Python Code ist im Github-Repository und im Anhang 4 hinterlegt.

Link Budget und Link Qualität für die Bedingung klarer Himmel

Die empfangene Leistung P_R wird mit der Gleichung 108 bestimmt und den Werten in den Tabellen 4 und 5 bestimmt. Für die Dämpfung durch die Atmosphäre L_{ATx} wird für die Wetterbedingung die in Gleichung 73 bestimmten Dämpfung $L_{ATklarerHimmel} = 0.544 \text{ dB} = 1.13$ eingesetzt. Der Gewinn der Empfangsanenne ist in Gleichung 76 zu finden und beträgt $G_{R,max} = 38.6 \text{ dBi} = 7244.36$.

$$\begin{aligned} P_R &= EIRP \cdot G_{R,max} \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{ATklarerHimmel}} \\ &= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{1.13} \\ &= 8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W} = -110.67 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (114)$$

Der Pegel des von der Antenne empfangenen Signals ist mit $P_R = -110.67 \text{ dBm}$ sehr schwach und liegt nur ca. 21 dB über dem Grundrauschen des SDR. Das ist in Gleichung 95 mit $N_{o,SDR} = -131.66 \text{ dBm}$ angegeben.

Aus diesem Grund verstärkt der RF-Bereich des Empfangssystem das empfangene Signal weiter. Mit der Gleichung 109 kann die Leistung am Ausgang des RF-Bereiches vom Empfangssystem bestimmt werden. Die Gesamtverstärkung des Systems ist in Gleichung 99 mit $G_{sys} = 77.99 \text{ dB} = 62.99 \cdot 10^6$ angegeben.

$$\begin{aligned} P_{RX} &= EIRP \cdot G_{R,max} \cdot G_{sys} \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{ATklarerHimmel}} \\ &= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot 62.99 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{1.13} \\ &= 5.4 \cdot 10^{-7} \text{ W} = -32.68 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (115)$$

Durch die Verstärkung des Eingangssignals um 77.99 dB beträgt die Leistung am Ausgang des RF-Bereiches $P_{RX} = -32.68 \text{ dBm}$. Der Pegel des Signals liegt deutlich über dem Grundrauschen des SDR. Allerdings kommt durch das restlichen Empfangssystem noch zusätzliches Rauschen in den SDR, weshalb noch keine Aussage auf die mögliche Verarbeitung des Signals getroffen werden kann. Dafür muss noch das SNR bestimmt werden.

Das SNR_i am Eingang des Empfangssystems kann mit der Gleichung 112 bestimmt werden. Die Antennentemperatur bei klarem Himmel ist in 101 mit $T_{A,klarerHimmel} = 6.5 \text{ K}$ angegeben. Am Anfang wird die Bandbreite B mit der Bandbreite des Downlinks von $B = 500 \text{ kHz}$ angenommen

$$\begin{aligned} SNR_{i,klarerHimmel} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A,klarerHimmel} \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 6.5 \text{ K} \cdot 500 \text{ kHz}} = 195.09 = 22.9 \text{ dB} \end{aligned} \quad (116)$$

Bei einer Bandbreite von $B = 500 \text{ kHz}$ weist das Empfangssystem am Eingang ein $SNR_{i,klarerHimmel} = 22.9 \text{ dB}$ auf. Das ist ein guter Wert, welcher noch Puffer für das zusätzliche Rauschen des RF-Bereiches vom Empfangssystem bieten sollte.

Das $SNR_{o, \text{klarerHimmel}}$ kann über die Gleichung 113 bestimmt werden. Die äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems ist in 96 mit $T_{e, \text{sys}} = 336.63 \text{ K}$ angegeben.

$$\begin{aligned} SNR_{o, \text{klarerHimmel}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A, \text{klarerHimmel}} + T_{e, \text{sys}}) \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (6.5 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 500 \text{ kHz}} = 3.67 = 5.68 \text{ dB} \end{aligned} \quad (117)$$

Das $SNR_{o, \text{klarerHimmel}} = 5.68 \text{ dB}$ am Ausgang des RF-Bereiches ist sehr gering. Die empfangenen Signale von Es'Hail-2 (QO-100) könnten nur schwer vom Rauschen unterscheiden werden. Der Grund dafür ist die hohe Rauschleistung im RF-Bereich des Empfangssystems, welches hauptsächlich durch die äquivalente Rauschtemperatur $T_{e, \text{sys}} = 336.63 \text{ K}$ und damit vom RF-Bereich des Empfangssystem selbst verursacht wird. Die einzige Möglichkeit das Rauschen zu reduzieren ist die Reduzierung der Bandbreite B . Diese wird im nächsten Schritt auf $B = 25 \text{ kHz}$ reduziert.

$$\begin{aligned} SNR_{i, \text{klarerHimmel}} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A, \text{klarerHimmel}} \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 6.5 \text{ K} \cdot 25 \text{ kHz}} = 3901,9 = 35.9 \text{ dB} \end{aligned} \quad (118)$$

Durch die deutliche Reduzierung der Bandbreite B steigt wie erwartet der Signal-zu-Rauschabstand. Am Eingang liegt ein $SNR_{i, \text{klarerHimmel}} = 35.9 \text{ dB}$ an, was einer Steigerung von 13 dB entspricht.

$$\begin{aligned} SNR_{o, \text{klarerHimmel}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A, \text{klarerHimmel}} + T_{e, \text{sys}}) \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (6.5 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 25 \text{ kHz}} = 73.91 = 18.69 \text{ dB} \end{aligned} \quad (119)$$

Am Ausgang liegt ein $SNR_{o, \text{klarerHimmel}} = 18.69 \text{ dB}$ an. Im Vergleich zum $SNR_{o, \text{klarerHimmel}} = 5.68 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$ entspricht das einer Steigerung von 13.01 dB. Durch diese Steigerung können die Signale im empfangenen Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) vom Rauschen zu unterscheiden.

Soll nur eine einzigen Übertragung empfangen werden, kann die Bandbreite B auf die maximale Bandbreite eines Signals reduziert werden. Diese beträgt beim Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100) $B = 2.7 \text{ kHz}$.

$$\begin{aligned} SNR_{i, \text{klarerHimmel}} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A, \text{klarerHimmel}} \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 6.5 \text{ K} \cdot 2.7 \text{ kHz}} = 35401.11 = 45.49 \text{ dB} \end{aligned} \quad (120)$$

Durch die weitere Reduzierung der Bandbreite auf $B = 2.7 \text{ kHz}$ steigt der Signal-zu-Rauschabstand auf $SNR_{i, \text{klarerHimmel}} = 45.49 \text{ dB}$. Verglichen mit dem $SNR_{i, \text{klarerHimmel}} = 22.9 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$ ist das ein Anstieg um 22.59 dB. Gegenüber dem $SNR_{i, \text{klarerHimmel}} = 35.9 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ ist es ein Anstieg von 9.59 dB.

$$\begin{aligned} SNR_{o, \text{klarerHimmel}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A, \text{klarerHimmel}} + T_{e, \text{sys}}) \cdot B} \\ &= \frac{8.57 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (6.5 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 2.7 \text{ kHz}} = 670.61 = 28.26 \text{ dB} \end{aligned} \quad (121)$$

Durch das hohe $SNR_{i, \text{klarerHimmel}} = 45.49 \text{ dB}$ ist genug Puffer für das zusätzlichen Rauschen des RF-Bereiches vom Empfangssystems. Das $SNR_{o, \text{klarerHimmel}}$ am Ausgang des RF-Bereiches beträgt $SNR_{o, \text{klarerHimmel}} = 28.26 \text{ dB}$. Das ist ein Anstieg von 22.58 dB gegenüber $SNR_{o, \text{klarerHimmel}} =$

5.68 dB bei $B = 500$ kHz, bzw. ein Anstieg von 9.57 dB gegenüber $SNR_{o,klarerHimmel} = 18.69$ dB bei $B = 25$ kHz.

Mit einem Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{o,klarerHimmel} = 28.26$ dB ist es problemlos möglich, das empfangene Signal zu demodulieren. Bei digitalen Modulationen bleibt die Bitfehlerrate BER gering, wie es an Beispiel an einer n-QAM aus Abbildung 19 entnommen werden kann.

Die Qualität des Downlinks bei klaren Himmel kann mit der Gleichung 110 bestimmt werden. Zuvor muss noch die Rauschtemperatur T_S mit Gleichung 111 bestimmt werden. Die Verluste des Empfangssystems betragen $L_{sys} = 7.01$ dB = 5.02. Die Antennentemperatur beträgt $T_{A,klarerHimmel} = 6.5$ K, die physikalische Temperatur $T_0 = 290$ K und die äquivalente Rauschtemperatur $T_{e,sys} = 336.63$ K.

$$\begin{aligned}
T_S &= \frac{T_{A,klarerHimmel}}{L_{sys}} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L_{sys}}\right) + T_{e,sys} \\
&= \frac{6.5 \text{ K}}{5.02} + 290 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{5.02}\right) + 336.63 \text{ K} \\
&= 570.16 \text{ K}
\end{aligned} \tag{122}$$

Zusammen mit der Leistung am Ausgang des RF-Bereiches P_{RX} aus Gleichung 115 kann die Qualität des Downlinks bei einem klaren Himmel bestimmt werden.

$$C/N_o = \frac{P_{RX}}{k \cdot T_S} = \frac{5.4 \cdot 10^{-7} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 570.16 \text{ K}} = 6.86 \cdot 10^{13} \text{ Hz} = 138.37 \text{ dBHz} \tag{123}$$

Je höher der Wert der von C/N_o ist, desto besser ist die Qualität des Downlinks. Mit einem Wert von $C/N_o = 138.37$ dBHz ist die Qualität des Downlinks sehr gut. Verantwortlich für die hohe Qualität des Downlinks hauptsächlich der hohe Gewinn $G_{R,max}$ der Empfangsantenne und die Verstärkung G_{sys} des Empfangssystems. Die Empfangsantenne hat dabei einen großen Einfluss auf die Qualität des Downlinks. Während die äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems $T_{e,sys}$ eher fest ist, kann je nach Elevationswinkel ε kann das eingefangene Rauschen in Form der Antennentemperatur T_A stark variieren, was zu einer drastischen Verschlechterung der Qualität des Downlinks führen kann. In diesem Fall ist die Antennentemperatur $T_{A,klarerHimmel} = 6.5$ K im Vergleich zur äquivalenten Rauschtemperatur $T_{e,sys} = 336.63$ K des Empfangssystem sehr gering.

Name	Variable	Wert	Einheit
Durchmesser Antenne	d	0.9	m
Physikalische Fläche	A_{phy}	0.667	m^2
Effektive Fläche	A_E	0.472	m^2
Effizienz	η_{ANT}	0.708	
Gewinn	$G_{R,\text{max}}$	38.6	dB
	$G_{R,\text{max}}$	7244.36	
Antennentemperatur	$T_{A,\text{klarerHimmel}}$	6.5	K
Empfangsgüte	G/T	21.11	1/K
	G/T	13.24	dB/K
Empfangene Leistung	P_R	$8.57 \cdot 10^{-15}$	W
	P_R	-110.67	dBm
Verstärkung des Empfangssystem	G_{sys}	77.99	dB
	G_{sys}	$62.99 \cdot 10^6$	
Leistung am Ausgang	P_{RX}	$5.4 \cdot 10^{-7}$	W
	P_{RX}	-32.68	dBm
Äquivalente Rauschzahl	$T_{e,\text{sys}}$	336.63	K
Bei $B = 500$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	22.9	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	5.68	dB
Bei $B = 25$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	35.9	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	18.69	dB
Bei $B = 2.7$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	45.49	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	28.26	dB
Link Qualität	C/N_o	138.37	dB/Hz

Tabelle 6: Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei klaren Himmel

Die Tabelle 6 ist eine Übersicht der bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei klaren Himmel. Die physikalische Fläche A_{phy} , die effektive Fläche A_E und die Effizienz der Antenne sind in den Gleichungen 78,77 und 79 angegeben.

Die Empfangsgüte findet sich in Gleichung 102 und die Verstärkung des Empfangssystem ist in 99 angegeben.

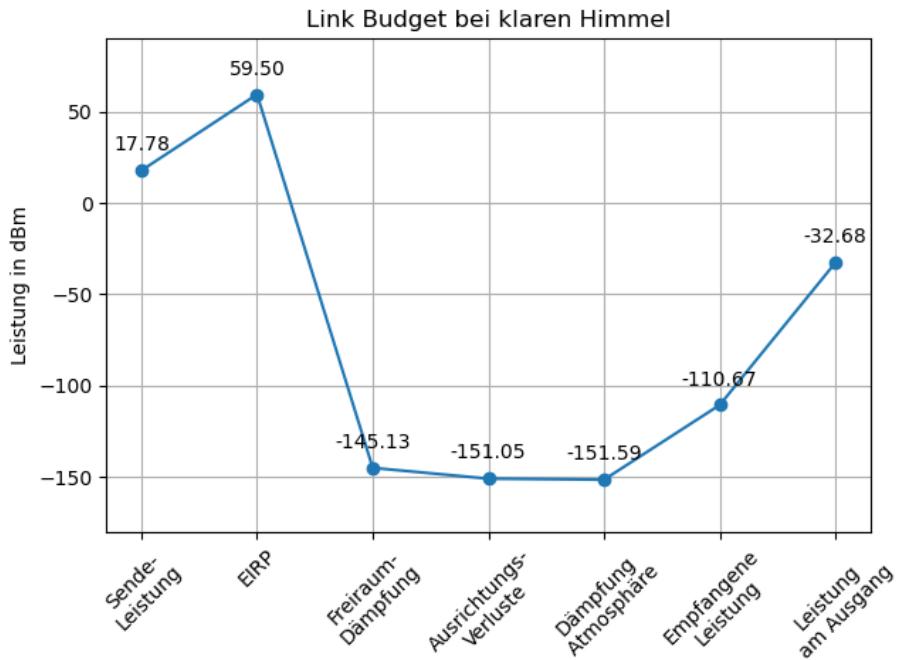


Abbildung 51: Grafische Darstellung des Link Budgets bei klaren Himmel

Die Abbildung 51 repräsentiert das Link Budget bei klaren Himmel in übersichtlich in Form eines Graphen. Mit dem Link Budget wird eine Übersicht über die Verteilung der Dämpfungen und Verstärkungen in den unterschiedlichen Abschnitten des Downlinks gezeigt. Die größten Einfluss stellt dabei die Entfernung D_{SAT} zwischen Es'Hail-2 (QO-100) und der Bodenstation dar. Im Graphen wird diese durch die Freiraumdämpfung L_{FR} repräsentiert. Die Verluste durch die nicht optimale Ausrichtung von Sender und Empfänger zu einandere $L_{\theta T}$ und $L_{\theta R}$, sowie die Dämpfung durch Atmosphäre bei klaren Himmel $L_{\text{ATklarerHimmel}}$ fallen, gegenüber der Freiraumdämpfung, eher weniger ins Gewicht.

Die einzigen auftretenden Verstärkungen im Downlink sind auf der Sendeseite der Gewinn der Sendeantenne G_T und auf der Empfangsseite der Gewinn der Empfangsantenne $G_{R,\max}$ und die Verstärkung des Empfangssystems G_{sys} .

Das bestimmte Link Budget gilt für den größten Teil der Zeit. Es repräsentiert das best mögliche Link Budget für den betrachteten Downlink.

Link Budget und Link Qualität für die Bedingung leichter Regen

Die bei der Wetterbedingung leichter Regen von der Antenne empfangene Leistung P_R lässt sich mithilfe der Gleichung 108 bestimmen. Die Dämpfung in der Atmosphäre bei leichten Regen ist in Gleichung 74 mit $L_{\text{ATleichterRegen}} = 0.947 \text{ dB} = 1.24$ angegeben.

$$\begin{aligned}
P_R &= EIRP \cdot G_{R,\max} \cdot \frac{1}{L_{\text{FR}}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{\text{leichterRegen}}} \\
&= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{1.24} \\
&= 7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W} = -111.07 \text{ dBm}
\end{aligned} \tag{124}$$

Im Vergleich zur empfangenen Leistung bei klaren Himmel $P_R = -110.668 \text{ dBm}$ sinkt die empfangene Leistung bei leichten Regen auf $P_R = -111.07 \text{ dBm}$, was einem Verlust von 0.402 dBm oder 8.87% entspricht. Das zeigt, dass auch kleinere Regenschauer eine deutliche Auswirkungen auf die empfangene Leistung haben.

Da der Pegel des empfangene Signal mit $P_R = -110.668 \text{ dBm}$ schwächer ist, als bei der Bedingung

klarer Himmel, muss auch dieses verstrtzt werden. Die Leistung am Ausgang des RF-Bereich des Empfangssystems kann mit der Gleichung 109 bestimmt werden. Die Verstrtzung des RF-Bereich ist in Gleichung 99 mit $G_{\text{sys}} = 77.99 \text{ dB} = 62.99 \cdot 10^6$ angegeben.

$$\begin{aligned}
P_{\text{RX}} &= EIRP \cdot G_{\text{R,max}} \cdot G_{\text{sys}} \cdot \frac{1}{L_{\text{FR}}} \cdot \frac{1}{L_{\theta\text{T}}} \cdot \frac{1}{L_{\theta\text{R}}} \cdot \frac{1}{L_{\text{ATleichterRegen}}} \\
&= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot 62.99 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{1.24} \\
&= 4.92 \cdot 10^{-7} \text{ W} = -33.07 \text{ dBm}
\end{aligned} \tag{125}$$

Nach der Verstrtzung beträgt die Leistung am Ausgang des RF-Bereiches $P_{\text{RX}} = -33.07 \text{ dBm}$. Der Verlust gegenüber der Ausgangsleistung bei klarem Himmel $P_{\text{RX}} = -32.68 \text{ dBm}$ beträgt weiterhin ca. 0.4 dBm oder 8.9 %. Das ist bei gleichbleibender Verstrtzung des Empfangssystems $G_{\text{sys}} = 77.99 \text{ dB}$ auch zu erwarten gewesen.

Um die mögliche Demodulation und Verarbeitung der Signale im empfangenen Downlink zu überprüfen, muss der Signal-zu-Rauschabstand am Ein- und Ausgang des Empfangssystems bestimmt werden. Mit der Gleichung 112 wird der Signal-zu-Rauschabstand SNR_i am Eingang des Empfangssystems bestimmt. Die Antennentemperatur für die Bedienung leichter Regen ist in Gleichung 103 mit $T_{\text{A,leichterRegen}} = 19.29 \text{ K}$ angegeben. Die Bandbreite wird am Anfang wieder mit $B = 500 \text{ kHz}$ angenommen.

$$\begin{aligned}
SNR_{i,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_{\text{R}}}{k \cdot T_{\text{A,leichterRegen}} \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 19.29 \text{ K} \cdot 500 \text{ kHz}} \\
&= 58.68 = 17.68 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{126}$$

Im Vergleich zum $SNR_{i,\text{klarerHimmel}} = 22.9 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$ ist der Signal-zu-Rauschabstand am Eingang des Empfangssystems um 5.22 dB auf $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 17.68 \text{ dB}$ gesunken. Gründe dafür sind die, durch leichte Regenschauer, gedämpfte Empfangsleistung P_{R} und die, durch die leichten Regenschauer, erhöhte eingefangene Rauschleistung. Diese wird durch die höhere Antennentemperatur $T_{\text{A,leichterRegen}} = 19.29 \text{ K}$ reprentiert.

Ein Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 17.69 \text{ dB}$ ist im ersten Moment ein zufriedenstellender Wert. Jedoch kann es mit der erhöhten Rauschleistung vom RF-Bereich des Empfangssystems, reprentiert durch die quivalente Rauschleistung $T_{e,\text{sys}}$, eng werden. Um Aussage um die Unterscheidbarkeit zwischen Signal und Rauschen treffen zu können, muss der Signal-zu-Rauschabstand $SNR_{o,\text{leichterRegen}}$ am Ausgang des RF-Bereiches vom Empfangssystem bestimmt werden. Dieses kann mit der Gleichung 113 bestimmt werden. Die quivalente Rauschtemperatur $T_{e,\text{sys}}$ ist in Gleichung 96 angegeben.

$$\begin{aligned}
SNR_{o,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_{\text{R}}}{k \cdot (T_{\text{A,leichterRegen}} + T_{e,\text{sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (19.29 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 500 \text{ kHz}} \\
&= 3.18 = 5.02 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{127}$$

Wie bereits vermutet verschlechtert sich der Signal-zu-Rauschabstand durch den RF-Bereich um 12.66 dB auf $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 5.02 \text{ dB}$. Der Grund für die Verschlechterung des Signal-zu-Rauschabstand ist die Rauschleistung des RF-Bereiches vom Empfangssystem, welche mit der quivalenten Rauschtemperatur $T_{e,\text{sys}} = 336.63 \text{ K}$ angegeben wird.

Der Signal-zu-Rauschabstand ist, ähnlich wie bei der Bedienung klarer Himmel, mit $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 5.02 \text{ dB}$ zu niedrig, um verlässlich die Signale vom Rauschen zu unterscheiden. Aus diesem Grund

kann die Bandbreite B auf $B = 25 \text{ kHz}$ reduziert werden, um so die Rauschleistung im Empfangssystem zu verringern.

$$\begin{aligned}
SNR_{i,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A,\text{leichterRegen}} \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 19.29 \text{ K} \cdot 25 \text{ kHz}} \\
&= 1136.42 = 30.56 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{128}$$

Durch die Reduzierung der Bandbreite B auf $B = 25 \text{ kHz}$ sinkt das eingefangene Rauschen, wodurch der Signal-zu-Rauschabstand um 12.88 dB auf $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 30.56 \text{ dB}$ steigt. Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand bei $B = 25 \text{ kHz}$ und klaren Himmel $SNR_{i,\text{klarerHimmel}} = 35.9 \text{ dB}$ ist das $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 30.56 \text{ dB}$ um 5.34 dB geringer, was einem Verlust des Singal-zu-Rauschabstand von 70.87% bedeutet. Dennoch sollte der Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 30.56 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ jetzt genug Puffer für die hohe Eigenrauschleistung des RF-Bereiches vom Empfangssystem bieten.

$$\begin{aligned}
SNR_{o,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A,\text{leichterRegen}} + T_{e,\text{sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (19.29 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 25 \text{ kHz}} \\
&= 63.6 = 18.03 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{129}$$

Mit einem Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 18.03 \text{ dB}$ können die Signale im empfangenen Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) verlässlich vom Rauschen unterschieden werden. Im Vergleich zum Signal-zu-Rauschabstand bei $B = 25 \text{ kHz}$ und klaren Himmel $SNR_{o,\text{klarerHimmel}} = 18.69 \text{ dB}$ ist dieser um 0.6 dB gesunken, was einem Verlust von 13.9% entspricht. Für den Empfang eines einzelnen Signals vom Schmalbandtransponder von Es'Hail-2 (QO-100) wird die Bandbreite B auf $B = 2.7 \text{ kHz}$ reduziert. Dadurch wird der Signal-zu-Rauschabstand am Ein- und Ausgang des Empfangssystem weiter ansteigen.

$$\begin{aligned}
SNR_{i,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A,\text{leichterRegen}} \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 19.29 \text{ K} \cdot 2.7 \text{ kHz}} = 10870.63 = 40.36 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{130}$$

Wie erwartet steigt durch die verringerte Bandbreite $B = 2.7 \text{ kHz}$ der Signal-zu-Rauschabstand am Eingang des Empfangssystems auf $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 17.68 \text{ dB}$ an. Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 17.68 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$ ist es um 22.68 dB angestiegen. Gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand $SNR_{i,\text{leichterRegen}} = 30.56 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ ist es um 9.8 dB angestiegen.

Vergleicht man den Signal-zu-Rauschabstand mit dem vom klaren Himmel $SNR_{i,\text{klarerHimmel}} = 45.49 \text{ dB}$ ist es jedoch um 5.13 dB gesunken. Das entspricht einem Verlust des Signal-zu-Rauschabstand von 69.29% .

Durch den deutlich höheren Signal-zu-Rauschabstand am Eingang des Empfangssystems sollte auch der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang vom RF-Bereich deutlich ansteigen.

$$\begin{aligned}
SNR_{o,\text{leichterRegen}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A,\text{leichterRegen}} + T_{e,\text{sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{7.81 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (19.29 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 2.7 \text{ kHz}} \\
&= 589.16 = 27.7 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{131}$$

Wie erwartet ist der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang ebenfalls angestiegen. Dieser beträgt $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 27.7 \text{ dB}$, was einer Steigerung von 24.52 dB gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 3.18 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$, bzw. einem Anstieg um 9.67 dB gegenüber $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 18.03 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ entspricht.

Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand bei klaren Himmel $SNR_{o,\text{klarerHimmel}} = 28.26 \text{ dB}$ ist es jedoch ein Verlust von 0.56 dB oder 12.2% .

Der leichte Regen wird auch einen negativen Einfluss auf die Qualität des Downlinks haben. Bestimmt werden kann diese mithilfe der Gleichung 110. Die dafür benötigte Rauschtemperatur T_S kann mithilfe 111 ermittelt werden. Die Antennentemperatur bei leichten Regen ist in Gleichung 103 mit $T_{A,\text{leichterRegen}} = 19.29 \text{ K}$ angegeben. Die Verluste des Empfangssystems betragen $L_{\text{sys}} = 7.01 \text{ dB} = 5.02$. Die physikalische Temperatur beträgt $T_0 = 290 \text{ K}$ und die äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems kann aus Gleichung 96 mit $T_{e,\text{sys}} = 336.63 \text{ K}$ entnommen werden.

$$\begin{aligned} T_S &= \frac{T_{A,\text{leichterRegen}}}{L_{\text{sys}}} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L_{\text{sys}}}\right) + T_{e,\text{sys}} \\ &= \frac{19.29 \text{ K}}{5.02} + 290 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{5.02}\right) + 336.63 \text{ K} \\ &= 572.71 \text{ K} \end{aligned} \quad (132)$$

Die Rauschtemperatur T_S ist im Vergleich zur Rauschtemperatur bei klaren Himmel aus Gleichung 122 um 2.55 K gestiegen. Dieser Anstieg der Rauschtemperatur wird sich negativ auf die Qualität des Downlinks auswirken. Die Leistung am Ausgang des RF-Bereiches vom Empfangssystem wird mit $P_{\text{RX}} = 4.92 \cdot 10^{-7} \text{ W}$ in Gleichung 125 angegeben.

$$C/N_o = \frac{P_{\text{RX}}}{k \cdot T_S} = \frac{4.92 \cdot 10^{-7} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 572.71 \text{ K}} = 6.23 \cdot 10^{13} \text{ Hz} = 137.94 \text{ dBHz} \quad (133)$$

Wie erwartet ist die Qualität des Downlinks bei leichten Regen in Gleichung 133 gegenüber der Qualität des Downlinks bei klaren Himmel in Gleichung 123 um 0.43 dBHz gesunken. Dafür ist die erhöhte Rauschtemperatur T_S verantwortlich. Trotz allem ist die Qualität des Downlinks, auch bei leichten Regenschauern, sehr zufriedenstellend.

Name	Variable	Wert	Einheit
Durchmesser Antenne	d	0.9	m
Physikalische Fläche	A_{phy}	0.667	m^2
Effektive Fläche	A_E	0.472	m^2
Effizienz	η_{ANT}	0.708	
Gewinn	$G_{R,\text{max}}$	38.6	dB
	$G_{R,\text{max}}$	7244.36	
Antennentemperatur	$T_{A,\text{leichterRegen}}$	19.29	K
Empfangsgüte	G/T	20.35	1/K
	G/T	13.12	dB/K
Empfangene Leistung	P_R	$7.81 \cdot 10^{-15}$	W
	P_R	-111.07	dBm
Verstärkung des Empfangssystem	G_{sys}	77.99	dB
	G_{sys}	$62.99 \cdot 10^6$	
Leistung am Ausgang	P_{RX}	$4.92 \cdot 10^{-7}$	W
	P_{RX}	-33.07	dBm
Äquivalente Rauschzahl	$T_{e,\text{sys}}$	336.63	K
Bei $B = 500$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	17.68	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	3.18	dB
Bei $B = 25$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	30.56	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	18.03	dB
Bei $B = 2.7$ kHz			
SNR am Eingang	SNR_i	40.36	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	27.7	dB
Link Qualität	C/N_o	137.94	dB/Hz

Tabelle 7: Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei leichten Regen

In der Tabelle 7 sind die Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei leichten Regenschauern zur besseren Übersicht dargestellt.

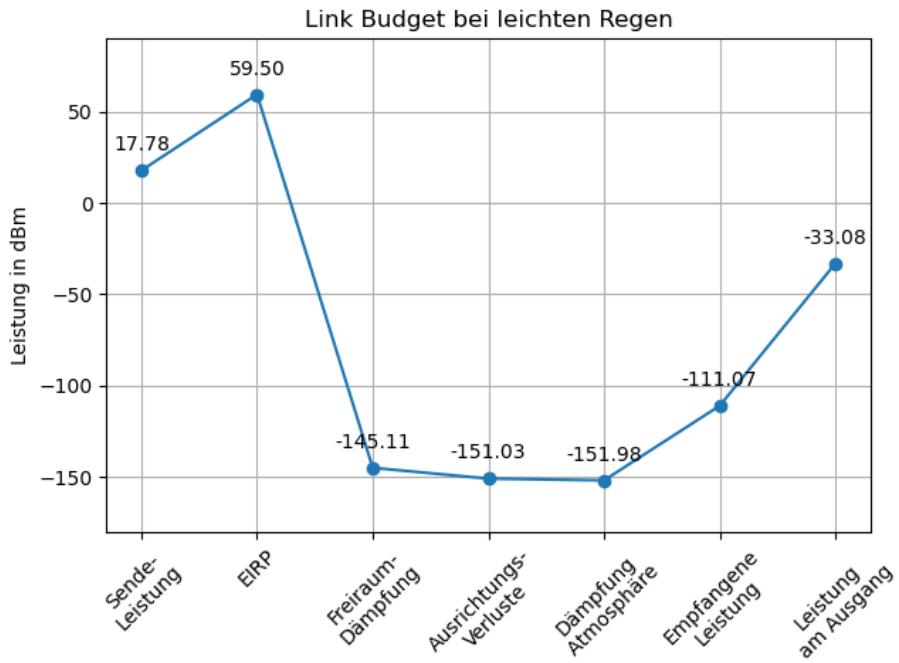


Abbildung 52: Grafische Darstellung des Link Budgets bei klaren Himmel

Der Graph in Abbildung 52 repräsentiert das Link Budget für den Downlink bei leichten Regenschauern. Es gilt für Regenschauer mit einer Niederschlagsmenge R_p (mm/h), welche den Jahresdurchschnitt (mm/h) zu $p \leq 5\%$ der Zeit überschreitet.

Gegenüber dem Link Budget bei einem klarer Himmel hat sich im Abschnitt der Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 (QO-100) die Dämpfung in der Atmosphäre L_{ATx} geändert. Durch die höhere Dämpfung $L_{ATleichterRegen} = 0.947$ dB verringert sich die empfangene Leistung P_R am Eingang des Empfangssystems. Dadurch ist auch die Leistung am Ausgang des RF-Bereiches P_{RX} geringer.

Ebenfalls hat sich auch der Signal-zu-Rauschabstand am Ein- und Ausgang des Empfangssystems leicht reduziert. Bei einer Bandbreite von $B = 500$ kHz ist es am Eingang von $SNR_{i,klarerHimmel} = 22.9$ dB auf $SNR_{i,leichterRegen} = 17.68$ dB gesunken. Am Ausgang hat sich der Signal-zu-Rauschabstand von $SNR_{o,klarerHimmel} = 5.68$ dB auf $SNR_{o,klarerHimmel} = 5.02$ dB reduziert. Eine Aufrechterhaltung des Downlinks ist bei beiden Wetterbedingung mit einer Bandbreite von $B = 500$ kHz nicht möglich. Bei einer Bandbreite $B = 25$ kHz reduziert sich der Signal-zu-Rauschabstand am Eingang von $SNR_{i,klarerHimmel} = 35.9$ dB auf $SNR_{i,leichterRegen} = 30.56$ dB. Am Ausgang wiederum von $SNR_{o,klarerHimmel} = 18.69$ dB auf $SNR_{o,leichterRegen} = 18.03$ dB verschlechtert. Damit ist eine Aufrechterhaltung des Downlinks auch bei leichten Regenschauern möglich.

Beim empfangen eines einzigen Signals beträgt die Bandbreite $B = 2.7$ kHz. Bei leichten Regenfälle reduziert sich dabei der Signal-zu-Rauschabstand am Eingang des Empfangssystems von $SNR_{i,klarerHimmel} = 45.49$ dB auf $SNR_{i,leichterRegen} = 40.36$ dB. Am Ausgang des RF-Bereiches reduziert es sich von $SNR_{o,klarerHimmel} = 28.26$ dB auf $SNR_{o,leichterRegen} = 27.7$ dB

Link Budget und Link Qualität für die Bedingung Regen

Die letzte betrachtete Bedingung ist die Wetterbedingung Regen. In dieser wird die Dämpfung L_{Regen} durch starke Niederschläge berücksichtigt.

Die unter dieser Bedingung von der Antenne empfangene Leistung P_R kann mithilfe der Gleichung 108 bestimmt werden. Die Dämpfung in der Atmosphäre ist in Gleichung 75 mit $L_{ATRegen} =$

9.61 dB = 9.14 angegeben.

$$\begin{aligned}
P_R &= EIRP \cdot G_{R,\max} \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{Regen}} \\
&= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{9.14} \\
&= 1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W} = -119.74 \text{ dBm}
\end{aligned} \tag{134}$$

Anhand des Ergebnisses in Gleichung 134 kann gesagt werden, dass starke Niederschläge einen großen Einfluss auf die empfangene Leistung P_R haben. Im Vergleich zur empfangenen Leistung bei klaren Himmel $P_R = -110.67$ dBm ist die empfangene Leistung bei starken Niederschlägen um 87.63 % auf $P_R = -119.74$ dBm gesunken. Im Vergleich zur empfangenen Leistung bei leichten Niederschlägen $P_R = -111.07$ dBm ist diese um 86.4 % geringer.

Der Pegel P_{RX} des Signals am Ausgang des RF-Bereiches kann mit der Gleichung 109 bestimmt werden. Die Verstärkung des Systems ist in Gleichung 99 angegeben und beträgt $G_{sys} = 77.99$ dB = $62.99 \cdot 10^6$.

$$\begin{aligned}
P_{RX} &= EIRP \cdot G_{R,max} \cdot G_{sys} \cdot \frac{1}{L_{FR}} \cdot \frac{1}{L_{\theta T}} \cdot \frac{1}{L_{\theta R}} \cdot \frac{1}{L_{ATRegen}} \\
&= 891.25 \text{ W} \cdot 7244.36 \cdot 62.99 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{2.9 \cdot 10^{20}} \cdot \frac{1}{3.33} \cdot \frac{1}{0.69} \cdot \frac{1}{9.14} \\
&= 6.68 \cdot 10^{-8} \text{ W} = -41.75 \text{ dBm}
\end{aligned} \tag{135}$$

Auch nach der Verstärkung des sehr schwachen Signals bleibt der Pegel mit $P_{RX} = -41.75$ dBm niedrig. Bei einem klaren Himmel kann eine Ausgang des RF-Bereiches eine Leistung von $P_{RX} = -32.68$ dBm, bzw. $P_{RX} = -33.07$ dBm bei leichten Regenschauern, erreicht.

Als nächstes kann der Signal-zu-Rauschabstand und damit auch die Rauschleistung im RF-Bereich des Empfangssystem ermittelt werden. So kann eine Aussage darüber getroffen werden, ob der Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) Aufrechterhalten werden kann. Der Signal-zu-Rauschabstand $SNR_{i,Regen}$ am Eingang des Empfangssystem kann mit der Gleichung 112 bestimmt werden. Die Antennentemperatur bei starken Niederschlägen ist in 48 mit $T_{A,Regen} = 240.1$ K. Aufgrund der hohen Antennentemperatur ist mit einem deutlich Anstieg der eingefangen Rauschleistung zu rechnen. Die Bandbreite B wird wie bei den anderen Bedienungen zuvor auch mit der Breite des Downlinks angenommen, bedeutet $B = 500$ kHz

$$\begin{aligned}
SNR_{i,Regen} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A,Regen} \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 240.1 \text{ K} \cdot 500 \text{ kHz}} \\
&= 0.64 = -1.94 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{136}$$

Wie erwartet hat sich die eingefangene Rauschleistung deutlich erhöht, was zu einer deutlichen Reduzierung des Signal-zu-Rauschabstand führt. Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand bei klaren Himmel und $B = 500$ kHz Bandbreite $SNR_{i,klarerHimmel} = 22.9$ dB ist der Signal-zu-Rauschabstand um 24.84 dB abgefallen auf $SNR_{i,Regen} = -1.94$ dB. Gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand bei leichten Regen $SNR_{i,leichterRegen} = 17.68$ dB um 19.62 dB. Ein negativer Signal-zu-Rauschabstand bedeutet, dass die Signale im empfangenen Downlink komplett vom Rauschen überlagert werden und darin untergehen. Eine Aufrechterhaltung des Downlink ist so nicht möglich. Die Gründe für den schlechten Signal-zu-Rauschabstand sind die deutlich gerin gere empfangene Leistung $P_R = 1.06 \cdot 10^{-15}$ W und das deutlich höhere empfangene Rauschen, repräsentiert durch die Antennentemperatur $T_{A,Regen} = 240.1$ K. Beides wird durch die hohe Dämpfung durch starke Niederschläge $L_{Regen} = 8.86$ dB hervorgerufen.

Auch wenn das Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereich vom Empfangssystem bei

$B = 500 \text{ kHz}$ kein positives Ergebnis bringen wird, wird es der Vollständigkeit zu gute trotzdem bestimmt. Dieses kann mit der Gleichung 113 bestimmt werden. Die äquivalente Rauschtemperatur des Empfangssystems ist in 96 mit $T_{\text{e,sys}} = 336.63 \text{ K}$ angegeben.

$$\begin{aligned}
SNR_{\text{o,Regen}} &= \frac{P_{\text{R}}}{k \cdot (T_{\text{A,Regen}} + T_{\text{e,sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (240.1 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 500 \text{ kHz}} \\
&= 0.27 = -5.69 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{137}$$

Wie erwartet hat sich der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches weiter verschlechtert. Im Vergleich zum Signal-zu-Rauschabstand bei klaren Himmel und 500 kHz Bandbreite $SNR_{\text{o,klarerHimmel}} = 5.68 \text{ dB}$ hat sich es um 11.37 dB verschlechtert auf $SNR_{\text{o,Regen}} = -5.69 \text{ dB}$. Gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand bei leichten Regenfällen $SNR_{\text{o,leichterRegen}} = 3.18 \text{ dB}$ hat es sich um 8.87 dB verschlechtert.

Wie zuvor auch kann zur Reduzierung der Rauschleistung die Bandbreite B auf $B = 25 \text{ dB}$ reduziert werden.

$$\begin{aligned}
SNR_{\text{i,Regen}} &= \frac{P_{\text{R}}}{k \cdot T_{\text{A,Regen}} \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 240.1 \text{ K} \cdot 25 \text{ kHz}} \\
&= 12.8 = 11.07 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{138}$$

Eine Reduzierung der Bandbreite auf $B = 25 \text{ kHz}$ hebt den Signal-zu-Rauschabstand auf $SNR_{\text{i,Regen}} = 11.07 \text{ dB}$ an. Das entspricht einem Anstieg von 9.13 dB . Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand bei klaren Himmel und einer Bandbreite von $B = 25 \text{ kHz}$ $SNR_{\text{i,klarerHimmel}} = 35.9 \text{ dB}$, ist es um 24.83 dB geringer. Das entspricht einem Verlust des Signal-zu-Rauschabstand von 99.67% . Gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand bei leichten Regen $SNR_{\text{i,leichterRegen}} = 30.56 \text{ dB}$ ist es um 19.49 dB gesunken, was einem Verlust von 98.87% gleichkommt. Der Signal-zu-Rauschabstand ist mit $SNR_{\text{i,Regen}} = 11.07 \text{ dB}$ sehr knapp und könnte möglicherweise nicht mehr genug Puffer für das Rauschen des Empfangssystem bieten. Eine Aussage über eine Mögliche Verarbeitung der empfangenen Signale kann mit dem Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches getätigt werden.

$$\begin{aligned}
SNR_{\text{o,Regen}} &= \frac{P_{\text{R}}}{k \cdot (T_{\text{A,Regen}} + T_{\text{e,sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (240.1 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 25 \text{ kHz}} \\
&= 5.33 = 7.26 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{139}$$

Verglichen mit dem Signal-zu-Rauschabstand bei klaren Himmel $SNR_{\text{o,klarerHimmel}} = 18.69 \text{ dB}$ hat sich es um 11.4 dB auf $SNR_{\text{o,Regen}} = 7.26 \text{ dB}$ reduziert. Das entspricht einem Verlust von 92.7% . Gegenüber dem Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches bei leichten Niederschlägen $SNR_{\text{o,leichterRegen}} = 18.03 \text{ dB}$ ist es ein Verlust von 10.77 dB oder 91.6% .

Auch wenn der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches mit $SNR_{\text{o,Regen}} = 7.26 \text{ dB}$ positiv ist, könnte es trotzdem zu wenig sein, um die empfangenen Signale verlässlich demodulieren zu können. Signale mit analogen Modulationen (AM, CW, FM) würden stark rauschen und bei digital modulierten Signalen (BPSK,n-QAM) würde die Bitfehlerrate BER sehr hoch sein, wie in Abbildung 19 zu sehen. Es davon auszugehen, dass der Downlink bei starken Niederschlägen so nicht aufrechterhalten werden kann.

Beim Empfang eines einzelnen Signals wiederum könnte der Downlink auch bei stärkeren Niederschlägen aufrechterhalten werden. Die Bandbreite reduziert sich in diesem Fall auf $B = 2.7 \text{ kHz}$.

$$\begin{aligned}
SNR_{i,\text{Regen}} &= \frac{P_R}{k \cdot T_{A,\text{Regen}} \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 240.1 \text{ K} \cdot 2.7 \text{ kHz}} \\
&= 118.49 = 20.74 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{140}$$

Durch die Reduzierung der Bandbreite auf $B = 2.7 \text{ kHz}$ steigt der Signal-zu-Rauschabstand am Eingang auf $SNR_{i,\text{Regen}} = 20.74 \text{ dB}$ an. Verglichen mit dem $SNR_{i,\text{Regen}} = -1.94 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$, bzw. $SNR_{i,\text{Regen}} = 11.07 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ entspricht das einem Anstieg von 22.68 dB und 9.67 dB . Um eine Aussage über die mögliche Aufrechterhaltung treffen zu können, muss der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches bestimmt werden.

$$\begin{aligned}
SNR_{o,\text{Regen}} &= \frac{P_R}{k \cdot (T_{A,\text{Regen}} + T_{e,\text{sys}}) \cdot B} \\
&= \frac{1.06 \cdot 10^{-15} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot (240.1 \text{ K} + 336.63 \text{ K}) \cdot 2.7 \text{ kHz}} \\
&= 49.33 = 16.93 \text{ dB}
\end{aligned} \tag{141}$$

Durch das empfangen einer einzelnen Übertragung steigt der Signal-zu-Rauschabstand am Ausgang des RF-Bereiches auf $SNR_{o,\text{Regen}} = 16.93 \text{ dB}$ an. Im Vergleich zum $SNR_{o,\text{Regen}} = -5.69 \text{ dB}$ bei $B = 500 \text{ kHz}$ entspricht das einem Anstieg von 22.62 dB . Gegenüber dem $SNR_{o,\text{Regen}} = 7.26 \text{ dB}$ bei $B = 25 \text{ kHz}$ ist das $SNR_{o,\text{Regen}} = 16.93 \text{ dB}$ bei $B = 2.7 \text{ kHz}$ um 9.67 dB größer.

Verglichen zu den Signal-zu-Rauschabständen $SNR_{o,\text{klarerHimmel}} = 28.26 \text{ dB}$ und $SNR_{o,\text{leichterRegen}} = 27.7 \text{ dB}$ bei $B = 2.7 \text{ kHz}$ ist der Signal-zu-Rauschabstand bei stärkeren Niederschlägen $SNR_{o,\text{Regen}} = 16.93 \text{ dB}$ um 11.33 dB , bzw. um 10.77 dB geringer. Das entspricht einem Verlust von 92.6% und 91.6% .

Mit dem Anstieg des Signal-zu-Rauschabstand auf $SNR_{o,\text{Regen}} = 16.93 \text{ dB}$ kann das empfangene Signal problemlos demoduliert werden.

Zum Schluss kann noch die Qualität des Downlinks bestimmt werden. Wie auch bei den anderen Wetterbedingungen, muss zuerst die Rauschtemperatur T_S mit Gleichung 111 ermittelt werden. Aufgrund der hohen Antennentemperatur $T_{A,\text{Regen}} = 240.1 \text{ K}$ ist eine deutliche Erhöhung von der Rauschtemperatur T_S zu erwarten.

$$\begin{aligned}
T_S &= \frac{T_{A,\text{Regen}}}{L_{\text{sys}}} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L_{\text{sys}}} \right) + T_{e,\text{sys}} \\
&= \frac{240.1 \text{ K}}{5.02} + 290 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{5.02} \right) + 336.63 \text{ K} \\
&= 616.69 \text{ K}
\end{aligned} \tag{142}$$

Wie erwartet ist die Rauschtemperatur T_S bei Regen deutlich höher als bei einem klaren Himmel $T_S = 570.15 \text{ K}$ oder bei leichten Regen $T_S = 572.71 \text{ K}$. Die deutlich höhere Rauschtemperatur wird sich negativ auf die Qualität des Downlinks auswirken. Diese kann mit der Gleichung 110 und mit $P_{RX} = 6.79 \cdot 10^{-8} \text{ W}$ aus Gleichung 135 bestimmt werden.

$$C/N_o = \frac{P_{RX}}{k \cdot T_S} = \frac{6.86 \cdot 10^{-8} \text{ W}}{1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 616.69 \text{ K}} = 7.85 \cdot 10^{12} \text{ Hz} = 128.95 \text{ dBHz} \tag{143}$$

Im Vergleich zur Qualität des Downlinks bei einem klaren Himmel $C/N_o = 138.37 \text{ dBHz}$, wird die Qualität bei starken Niederschlägen um 9.42 dB auf $C/N_o = 128.95 \text{ dBHz}$ gesenkt. Das

entspricht einer Verschlechterung der Qualität um 88.4 %. Verglichen zur Qualität bei leichten Regenschauern $C/N_o = 137.94 \text{ dBHz}$ verschlechtert sich die Qualität um 87.2 %.

Name	Variable	Wert	Einheit
Durchmesser Antenne	d	0.9	m
Physikalische Fläche	A_{phy}	0.667	m^2
Effektive Fläche	A_E	0.472	m^2
Effizienz	η_{ANT}	0.708	
Gewinn	$G_{R,\text{max}}$	38.6	dBi
	$G_{R,\text{max}}$	7244.36	
Antennentemperatur	$T_{A,\text{Regen}}$	240.1	K
Empfangsgüte	G/T	12.56	1/K
	G/T	10.99	dB/K
Empfangene Leistung	P_R	$1.06 \cdot 10^{-15}$	W
	P_R	-119.74	dBm
Verstärkung des Empfangssystem	G_{sys}	77.99	dB
	G_{sys}	$62.99 \cdot 10^6$	
Leistung am Ausgang	P_{RX}	$6.68 \cdot 10^{-8}$	W
	P_{RX}	-41.75	dBm
Äquivalente Rauschzahl	$T_{e,\text{sys}}$	336.63	K
Bei $B = 500 \text{ kHz}$			
SNR am Eingang	SNR_i	-1.94	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	-5.69	dB
Bei $B = 25 \text{ kHz}$			
SNR am Eingang	SNR_i	11.07	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	7.26	dB
Bei $B = 2.7 \text{ kHz}$			
SNR am Eingang	SNR_i	20.74	dB
SNR am Ausgang	SNR_o	16.93	dB
Link Qualität	C/N_o	128.95	dB/Hz

Tabelle 8: Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei stärkeren Niederschlägen

Die Tabelle 8 stellt die für die Bedingung Regen geltenden Parameter der Bodenstation übersichtlich da.

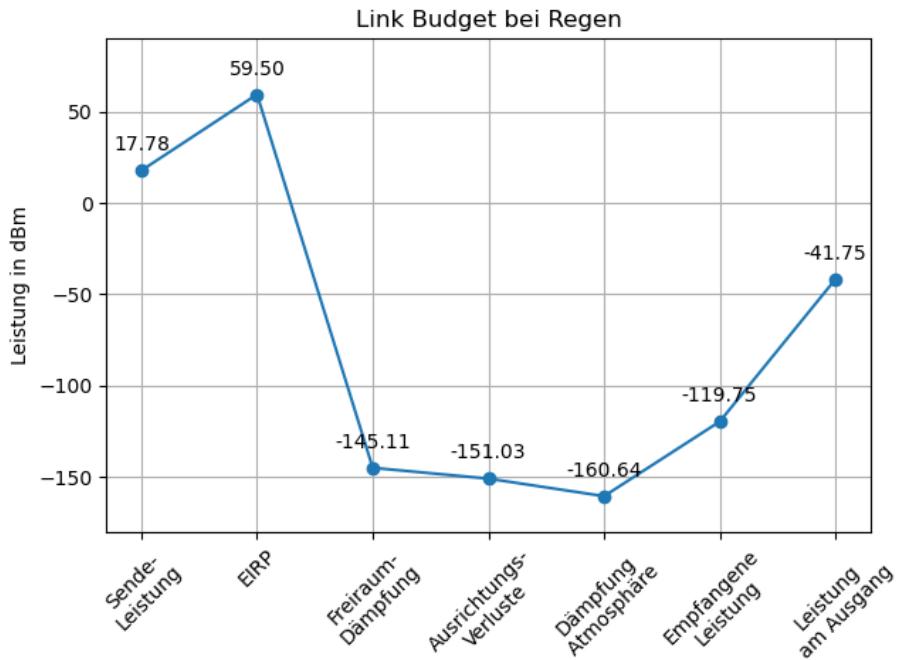


Abbildung 53: Grafische Darstellung des Link Budgets bei starken Niederschlägen

Die Abbildung 53 zeigt einen Graphen, welcher das Link Budget für den Downlink bei stärkeren Niederschlägen repräsentiert. Gelten tut es für Niederschlagsmengen R_p (mm/h), welche den Jahresdurchschnitt (mm/h) zu $p = 0.01\%$ der Zeit überschreiten.

Im Vergleich zum Link Budget bei einem klaren Himmel, dargestellt in Abbildung 51, und zum Link Budget bei leichten Regenschauern, zu sehen in Abbildung 52, tritt in der Atmosphäre eine deutlich höhere Dämpfung auf. Die Dämpfung in der Atmosphäre beträgt für diese Bedingung $L_{ATRegen} = 9.61$ dB, wovon ein Großteil durch die Dämpfung der starken Niederschläge $L_{Regen} = 8.86$ dB hervorgerufen wird. Diese deutlich höhere Dämpfung führt zu einer deutlichen Reduzierung der empfangenen Leistung P_R und damit auch zu einer Reduzierung der Leistung P_{RX} am Ausgang des RF-Bereiches.

Zusätzlich zur reduzierten empfangenen Leistung P_R steigt noch die von der Antenne eingefangene Rauschleistung. Die Antennentemperatur mit $T_{A,Regen} = 240.1$ K um ein Vielfaches höher als bei einem klaren Himmel $T_{A,klarerHimmel} = 6.5$ K oder bei leichten Regenschauern mit $T_{A,leichterRegen} = 19.29$ K.

Durch die hohe Rauschleistung und niedrigere empfangene Leistung P_R kann der Downlink bei einer Bandbreite von $B = 500$ kHz nicht Aufrecht erhalten werden. Das $SNR_{i,Regen} = -1.94$ dB und $SNR_{o,Regen} = -5.69$ dB bedeuten, dass die empfangenen Signale komplett vom Rauschen überlagert werden. Bei einer Reduzierung der Bandbreite auf $B = 25$ kHz verbessern sich beide Signal-zu-Rauschabstände auf $SNR_{i,Regen} = 11.07$ dB, bzw. $SNR_{o,Regen} = 7.26$ dB. Die demodulierten Signale werden trotz der Verbesserung um 9.13 dB, bzw. 12.95 dB vom starken Rauschen und hohen Bitfehlerraten bei digital modulierten Signalen betroffen sein. Eine Aufrechterhaltung des Downlinks ist auch dann schwer möglich.

Durch die weitere Reduzierung auf $B = 2.7$ kHz kann der Signal-zu-Rauschabstand weiter erhöht werden. Am Eingang steigt es auf $SNR_{i,Regen} = 20.74$ dB und am Ausgang auf $SNR_{o,Regen} = 16.93$ dB. Dieser Signal-zu-Rauschabstand ermöglicht schlussendlich die Demodulation des empfangenen Signals. Bei digitalen Modulationen ist jedoch die Bitfehlerrate, im Vergleich zu den anderen beiden Wetterbedingungen, höher, wie es aus Abbildung 19 entnommen werden kann. Zwar kann nur noch ein einzelnes Signal des Downlinks empfangen werden, jedoch kann dieser dafür aufrechterhalten werden.

Diese Ergebnisse zeigen sehr gut, dass die mit starken Niederschlägen verbundene Dämpfung

$L_{\text{Regen}} = 8.86 \text{ dB}$ und das höhere empfange Rauschen $T_{A,\text{Regen}} = 240.1 \text{ K}$ deutliche Auswirkung auf die Ausfallzeiten des Downlinks haben und somit nicht vernachlässigt werden dürfen.

5 Aufbau des Empfangssystems

5.1 Aufstellen und Ausrichten der Antenne

Die Antenne wird an einem Metallrohr auf dem Dach der Hochschule montiert. Der neue Antennenfeed wird mithilfe des alten Feedhalters im Fokuspunkt der Parabolschüssel montiert. Für die Anbringung des neuen Antennenfeeds wird ein Adapter entwickelt, welcher mithilfe eines 3D-Druckers angefertigt wird.

-> Bild der Antenne auf dem Dach

Die Antenne muss anschließend noch auf Es'Hail-2 (QO-100) ausgerichtet werden. Mit Gleichung 1 kann der Azimut φ bestimmt werden. Die Koordinaten der Bodenstation können aus der Abbildung 8 entnommen werden. Die Bodenstation befindet sich an den Koordinaten $53.055^\circ, 8.78^\circ$. Der Satellit Es'Hail-2 (QO-100) befindet sich bei 25.9°E [18]. Damit beträgt die Längengraddifferenz $\Delta long = 53.055^\circ - 25.8^\circ = 27.255^\circ$.

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\tan(\Delta long)}{\sin(lat_{\text{BS}})} \right) = \arctan \left(\frac{\tan(27.255^\circ)}{\sin(8.78^\circ)} \right) = 159.04^\circ \quad (144)$$

Für die Ermittlung der Elevation der Antenne wird die Gleichung 2 verwendet. Der Radius der Erde beträgt $r_0 = 6378 \text{ km}$ [6] und die Flughöhe von Es'Hail-2 (QO-100) $r = 35790 \text{ km}$.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \arctan \left(\frac{\cos(lat_{\text{BS}}) \cdot \cos(\Delta long) - \frac{r_0}{r_0+r}}{\sqrt{1 - \cos^2(lat_{\text{BS}}) \cdot \cos^2(\Delta long)}} \right) \\ &= \arctan \left(\frac{\cos(8.78^\circ) \cdot \cos(27.255^\circ) - \frac{6378 \text{ km}}{6378 \text{ km} + 35790 \text{ km}}}{\sqrt{1 - \cos^2(8.78^\circ) \cdot \cos^2(27.255^\circ)}} \right) \\ &= 27.36^\circ \end{aligned} \quad (145)$$

Zum Schluss muss noch die Drehung des Antennenfeeds um seine eigene Achse *Skew* ermittelt werden. Dieser kann mit der Gleichung 3 bestimmt werden. Der Offset des Antennenfeeds beträgt 0°

$$Skew = \arctan \left(\frac{\sin(\Delta long)}{\tan(lat_{\text{BS}})} \right) - Offset = \arctan \left(\frac{\sin(27.255^\circ)}{\tan(8.78^\circ)} \right) = -12.4^\circ \quad (146)$$

Das Pythonskript zur Berechnung der Azimut φ , Elevation ε und Drehung *Skew* der Antenne ist im Github-Repository und im Anhang 5 hinterlegt. Mithilfe eines Kompass wird die Azimut der Antenne eingestellt. Die Elevation kann mithilfe einer Skala an der Antenne ausgerichtet werden. Für die Messung der Drehung des Antennenfeeds wird ein Geodreieck verwendet. Für den Ursprung wird der SMA-Anschluss am Antennenfeed gewählt.

5.1.1 Abwärtsmischer und Fernspeiseweiche

Der rauscharme Abwärtsmischer MKU LNC 10 QO-100 wird ebenfalls auf dem Dach der Hochschule nahe der Antenne montiert. Um diesen vor Wettereinflüssen, wie Regen und Schnee, zu schützen, wird dieser in einem wasserdichten Gehäuse untergebracht. Das Gehäuse bietet mehrere Durchführungsmöglichkeiten für die Koaxialleitungen.

-> Bild vom Abwärtsmischer im Gehäuse.

Mit der

Der Abwärtsmischer wird, wie vorgesehen, nahe der Antenne montiert. Um diese vor Wettereinflüssen, wie Regen und Schnee, zu schützen, wird dieser in einem wasserdichten Gehäuse

untergebracht.

An dem

Betrieben werden soll der MKU LNC 10 QO-100 im OQ-100 SSB Betrieb. Der HF-Bereich des Abwärtsmischer liegt in dieser Konfiguration zwischen 10489 MHz und 10490 MHz. In diesem Frequenzbereich befindet sich auch der Downlink

Dafür muss über die Fernspeiseweiche eine Versorgungsspannung von $V_{CC} = 12 - 17$ V eingespeist werden. Über ein Labornetzteil werden 15 V über die Fernspeiseweiche an den MKU LNC 10 QO-100 weitergegeben.

5.2 Aufbau des restlichen Empfangssystems

5.3 Erstellen einer SDR-Software mit GNU Radio Companion

Um die vom das Software Defined Radio steuern und die abgetasteten Signale verarbeiten zu können wird mithilfe von GNU Radio Companion eine geeignete SDR-Software erstellt.

GNU Radio ist ein freies und Open-Source Framework, welches Nutzern die Möglichkeit bietet Radio Systeme zu entwickeln, simulieren und anzuwenden. Der GNU Radio Companion ist das zugehörige Programm, mit welchen einfache Signalflussgraphen zur digitalen Signalverarbeitung erstellt werden können.[71]

5.3.1 Verbindung mit dem USRP X310 herstellen, einstellen der Frequenz und Ausgabe

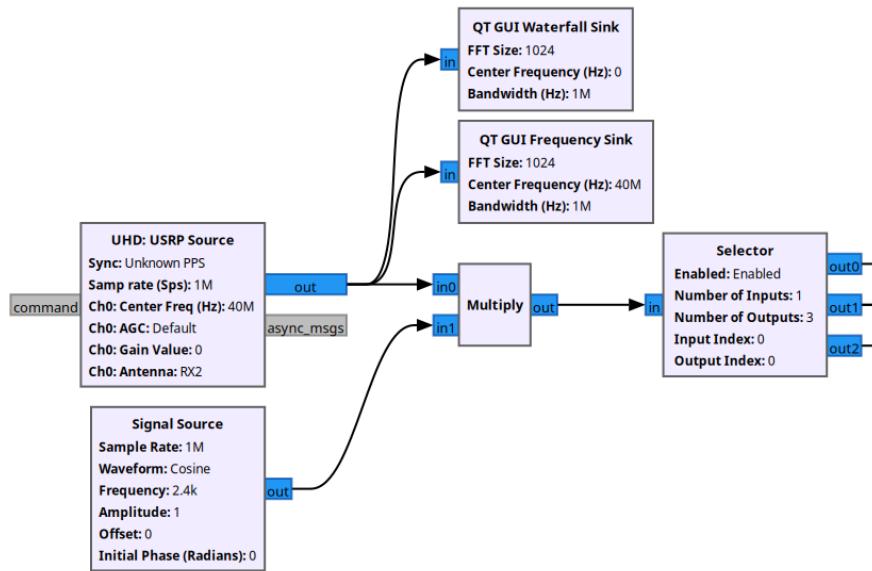


Abbildung 54: Quellblock und variable Frequenzeinstellung in GNU Radio

Die Abbildung 54 zeigt den Anfangsbereich des Signalflussdiagramms der erstellten SDR-Software. Den Anfang des Signalflussdiagramms bildet ein Quellblock (engl. Source Block). Dieser wird benötigt, um eine Verbindung mit dem USRP X310 herzustellen. In GNU Radio gibt es mehrere verschiedene Quellblöcke zur Auswahl. Welcher verwendet werden kann hängt vom verwendeten SDR ab. Der verwendete USRP X310 bietet Unterstützung für den UHD-Treiber, weshalb als Quellblock ein UHD: URSP Quellblock verwendet wird.[67][74]

Über den Quellblock können viele verschiedene Einstellung des USRP X310 angepasst werden. Allerdings werden nicht alle Einstellmöglichkeiten benötigt. Wichtige Einstellungen sind:

- Sample Rate: Stellt die Abtastrate des ADC ein. Diese entspricht ebenfalls der gewünschten Bandbreite B . Ist die gewünschte Abtastrate und damit die Bandbreite B nicht verfügbar, gibt der Quellblock einen Fehler aus.[74]
Da der Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) maximal $B = 500 \text{ kHz}$ breit ist, wird eine Abtastrate von 1 MS/s verwendet.
- Num Channels: Legt die Anzahl der verwendbaren Kanäle fest.[74]
Für die Verarbeitung des Downlinks wird nur ein Kanal benötigt, weshalb die Anzahl der verwendbaren Kanäle auf 1 gesetzt wird.
- Chx Center Frequency: Über diese Einstellung kann die Mittenfrequenz in Hz für den jeweiligen Kanal angegeben werden.[74]
Der Abwärtsmischer wird im QO-100 SSB-Betrieb verwendet. Damit liegt der ZF-Bereich zwischen 433 MHz und 434 MHz. Als Grundeinstellung wird daher für die Mittenfrequenz ein Wert 433.5 MHz gewählt. Diese kann aber während des Betriebs über eine Eingabe oder einen Schieber verändert werden.
- Chx Gain Value: Stellt die Verstärkung des USRP X310 ein. Dieser kann entweder als absolute zwischen 0 und $G_{\text{SDR},\text{max}}$ oder normalisiert zwischen 0 und 1 angegeben werden.[74]
Die Verstärkung des SDR kann variable über eine Eingabe oder durch einen Schieber zwischen 0 dB und 30 dB in Einser Schritten verändert werden. Der Standardwert wird auf 0 dB gesetzt.
- Chx Bandwidth: Legt die Bandbreite des Antialiasing Filter vom USRP X310 fest. Wird in das Feld eine 0 eingetragen, wird die Standardeinstellung verwendet[74]. Diese wird auch in dieser Anwendung auch verwendet.
- Chx Antenna: Wenn mehrere Antennen über verschiedene Kanäle angeschlossen werden, können diese in diesem Feld benannt werden[74]. Da nur eine Antenne im System verwendet wird, wird das Feld leer gelassen.
- Devices Address: Hier kann die Geräte Adresse (z.B. IP-Adresse) des jeweilige USRP einge tragen werden. Das Feld wird leer gelassen. Damit wird der erste vom Programm gefundene USRP verwendet.[74].

Das empfangene Frequenzspektrum wird mithilfe eines Wasserfalldiagramm und eines FFT-Spektrum dargestellt. Dafür gibt der Quellblock die Abtastwerte an einen Wasserfallblock (QT GUI Waterfall Sink) und einen FFT-Spektrumblock (QT GUI Frequency Sink) weiter[75][76]. Die Mittenfrequenz in beiden Spektren entspricht dabei der Mittenfrequenz des vom Quellblock ausgegeben Spektrums. Bei der Veränderung der Variable Mittenfrequenz verändert sich dementsprechend auch die dargestellte Mittenfrequenz.

Der Multipliziererblock am Ausgang des Quellblocks wird als Mischer eingesetzt. Die Signalquelle fungiert dabei als lokaler Oszillatior. Mit diesen beiden Blöcken besteht die Möglichkeit eine beliebige Frequenz im, vom Quellblock ausgegeben, Frequenzspektrum auszuwählen. Diese Frequenz wird Kanalfrequenz bezeichnet und kann über eine Eingabe oder durch einen Schieber im Betrieb verändert werden. Die Frequenz des lokalen Oszillators entspricht der Differenz zwischen der Mittenfrequenz und der Kanalfrequenz.

Über einen folgenden Auswahlblock kann die Art der Demodulation ausgewählt werden. Zur Verfügung stehen dabei Einseitenband Amplitudenmodulation (SSB) mit oberen (USB) Seitenband und unteren (LSB) Seitenband, Frequenzmodulation (FM) und kontinuierliche Welle (engl. Continuous Wave) CW.

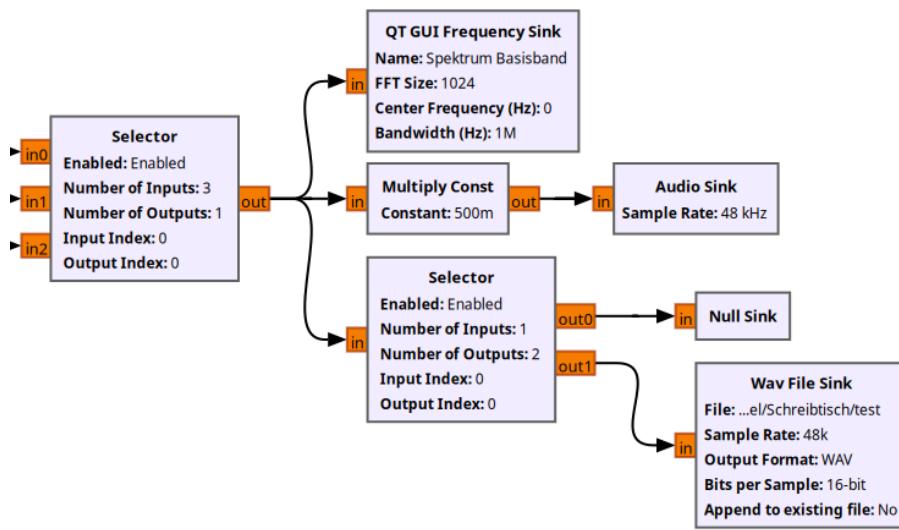


Abbildung 55: Ausgabe des Audiosignals in GNU Radio

Die Abbildung 55 zeigt die möglichen Ausgabemöglichkeiten des Audiosignals. Das Audiosignal stammt dabei von dem jeweiligen angewendeten Demodulationsverfahren und wird über einen Auswahlblock an die Audio Ausgabe weitergegeben.

Über einen FFT-Frequenzspektrum Block wird das Frequenzspektrum des Audiosignals angezeigt. Das FFT-Spektrum zeigt dabei nur die positiven Frequenzen ab 0 Hz an.[75]

Das Audiosignal hat eine Abtastrate von 48 kS/s und wird über eine Audio Senke an die Standard Ausgabe des Systems weitergegeben.[77]

Die Lautstärke wird über den Multipliziererblock festgelegt. Sein Wert kann über einen Schieber im Betrieb zwischen 0 und 1 angepasst werden. Dabei entspricht 0 stumm geschaltet und 1 volle Lautstärke.

Auch besteht die Möglichkeit das Audio Signal als eine 16-Bit .wav abzuspeichern. Verwendet wird dafür eine .wav Datei Senke (Wav File Sink). Der Abspeicherort, sowie der Name der .wav Datei muss vor dem Start der Software in diesem Block angeben werden. Die Abtastrate des Audio Signals wird auf 48 kS/s gestellt. [78]

Über einen Auswahlblock kann im Betrieb der Software die Aufnahme dann gestartet oder gestoppt werden.

5.3.2 FM-Demodulation

Bei der Frequenzmodulation (FM) werden die Informationen aus dem Basisband der Phase des Trägersignals auf moduliert.[79]

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= \hat{u}_T \cdot \cos(\Psi_{\text{FM}}(t)) \\ &= \hat{u}_T \cdot \cos \left(\omega_T + 2\pi \cdot \Delta F \cdot \int u(\tau) d\tau \right) \end{aligned}$$

Das Spektrum des FM-Signal kann nicht einfach angegeben werden, da es sich um ein nicht-lineares Modulationsverfahren handelt. Die Anzahl der Nebenschwingungen neben dem Träger resultieren aus der Besselfunktion 0-ter Ordnung.[79]

Für die Demodulation der FM-Signale wird eine erweiterte Version einer Beispielschaltung aus GNU Radio Dokumentation verwendet.[80]

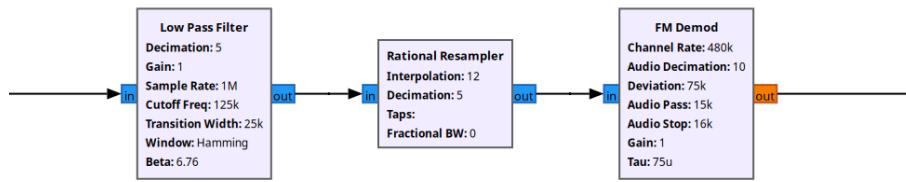


Abbildung 56: Angewandter FM Demodulator in GNU Radio

Im ersten Schritt wird mit einem Tiefpassfilter das Frequenzspektrum begrenzt. So wird nur das gewünschte FM-Signal an den Demodulator weitergegeben. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses kann über die Variable Filterbreite mit einem Schieber oder einer Eingabe verändert werden. Bei einer Radiostation beträgt die Bandbreite des FM-Signals ca. 120 kHz.

Im nächsten Schritt wird mit einem rationalen Resampler die Abtastrate von 1 MS/s auf 480 kS/s reduziert.[80][81]

$$\text{Faktor} = \frac{480000}{1000000} = \frac{12}{25}$$

Die Abtastrate wird erst um den Faktor 12 erhöht und anschließend um den Faktor 10 reduziert. Anschließend wird das FM-Signal mit dem FM-Demod Block von GNU Radio demoduliert.[80]. Die Kanalrate (engl. Channel Rate) wird auf die 480 kS/s gestellt und die Audio Reduzierung auf 10. Damit beträgt die Abtastrate des Audiosignals am Ausgang 48 kS/s. Somit kann das Audiosignal an die Audio Ausgabe weitergegeben werden.[80]

Der FM-Demodulator wird mit in die SDR-Software aufgenommen, da mit diesem der Umgang mit dem SDR erprobt werden kann. Dieser kann verwendet werden um Radiostation zu empfangen und so z.B. neue Funktionen der Software zu testen.

5.3.3 Einseitenband-Demodulation

Bei der Amplitudenmodulation (AM), wozu die Einseitenbandmodulation gehört, werden Information aus dem Basisband mit einem Mischvorgang auf die Amplitude eines sinusförmigen Trägersignals auf moduliert. Das Trägersignal liegt dabei in einem für die Übertragung geeigneten Frequenzbereich.[79]

$$\begin{aligned} s_{\text{AM}}(t) &= s_{\text{BB}}(t) \cdot s_{\text{T}}(t) \\ &= \frac{\hat{u}_{\text{BB}} \cdot \hat{u}_{\text{T}}}{2} \cdot (\cos((\omega_{\text{T}} - \omega_{\text{BB}}) \cdot t) + \cos((\omega_{\text{T}} + \omega_{\text{BB}}) \cdot t)) \end{aligned}$$

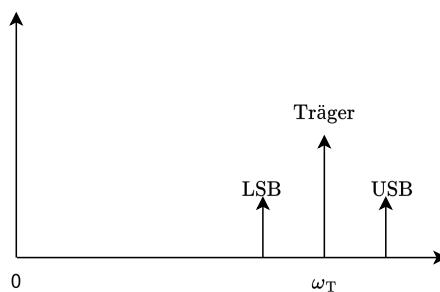


Abbildung 57: Spektrum eines AM-Signals

Durch den Mischvorgang entstehen zwei Frequenzkomponenten links und rechts neben dem Trägersignal, wie in Abbildung 57 zu sehen. Diese beiden Frequenzkomponenten werden oberes und

unteres Seitenband (engl. Upper- and Lower Sideband) genannt. Dabei befindet sich das obere Seitenband in der Regellage und das untere Seitenband in der Kehrlage[79]

Beide Frequenzkomponenten enthalten dabei die gleichen Informationen aus dem Basisband, sprich sie sind identisch zu einander. Aus diesem Grund kann bei der Übertragung oder bei der Demodulation auf eins der beiden Seitenbänder verzichtet werden.[79]

Um ein Einseitenbandsignal im Downlink von Es'Hail-2 (QO-100) demodulieren zu können, muss dieses zurück in das Basisband gebracht werden. Das resultierende komplexe Basisbandsignal muss dann nur noch mit einem Tief- oder Bandpass begrenzt werden. Für die Umsetzung des Einseitenbanddemodulators in GNU Radio wird eine angepasste Version eines Einseitenbanddemodulators aus der GNU Radio Dokumentation verwendet.[82]

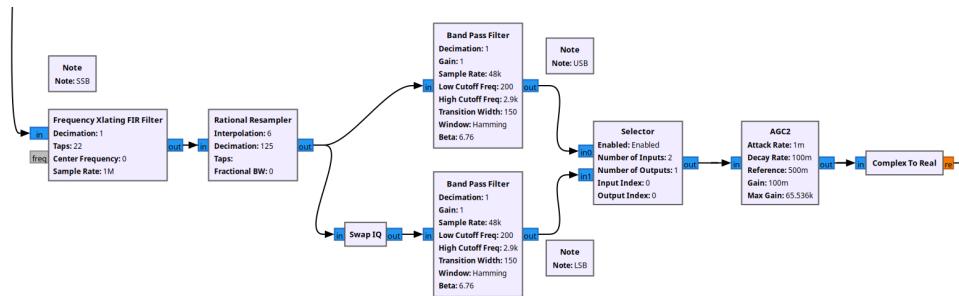


Abbildung 58: Signalflussgraph des umgesetzten Einseitenbanddemodulator in GNU Radio

Die Abbildung 58 zeigt den in GNU Radio umgesetzten Einseitenbanddemodulator. Das Herzstück des Demodulators ist ein Frequenz-umsetzender FIR Filter (Frequency Xlating FIR Filter). Dieser FIR Filter kombiniert mehrere Funktionen in einem Block. Das am Eingang anliegende Signal wird von diesem Filter Block in das Basisband verschoben. In den Eigenschaften des Blocks kann mit der Mittenfrequenz auch ein Offset zum gewünschten Signal eingestellt werden. Die bei der Frequenzverschiebung entstehenden hochfrequenten Anteile bei $\pm 2\omega_T$ können mit einem Filter, welcher über die Einstellung Taps definiert werden kann, entfernt werden. Auch kann über einen Faktor die Abtastrate des Signals dezimiert werden.[82]

Einstellung	Eingestellter Wert	Beschreibung
Dezimierung	1	Keine Verringerung der Abtastrate
Taps	20	kein Filter, 20-fache Verstärkung
Mittenfrequenz	0	kein Offset
Abtastrate	1 MS/s	Abtastrate des einge henden Signals

Tabelle 9: Getroffene Einstellungen des Frequenz-umsetzenden FIR Filter

Die Tabelle 9 zeigt die verwendeten Einstellungen für den Frequenz-umsetzenden FIR Filter. Nachdem Frequenz-umsetzenden FIR Filter wird das Basisbandsignal in einen rationalen Resampler geführt, welcher die Abtastrate von 1 MS/s auf 48 kS/s reduziert. Die Abtastrate von 48 kS/s entspricht der Standard Abtastrate von Audiosignalen.[81]

$$\text{Faktor} = \frac{48000}{1000000} = \frac{6}{125}$$

Die Abtastrate muss erst um den Faktor 6 interpoliert und anschließend um den Faktor 125 dezimiert werden.

Bei dem Signal handelt es sich bisher um ein komplexes Signal im Basisband, welches ein oberes

und unteres Seitenband enthalten kann. Das obere Seitenband liegt nach der Verschiebung in das Basisband im positiven Frequenzbereich und bildet die In-Phase Komponente. Das untere Seitenband liegt im negativen Frequenzbereich und bildet die Quadratur Komponente. Um das untere Seitenband nutzen zu können, muss die In-Phase Komponente mit der Quadratur Komponente getauscht werden. In GNU Radio kann diese Operation mit einem IQ-Tauschblock (Swap IQ) umgesetzt werden.[83]

Mit einem nachfolgenden Bandpassfilter wird das jeweiligen Seitenband in seiner Bandbreite begrenzt. Die untere Grenze des Bandpassfilters liegt bei $f_g = 200$ Hz. Die obere kann während des Betriebes über eine Eingabe oder einen Schieber verändert werden. Die Wahl eines Bandpasses anstelle eines Tiefpasses kann mit der engen Bandbreite von $B = 2.7$ kHz über den Schmalbandtransponder und dem Hauptsprachbereich der menschlichen Stimme erklärt werden. Dieser liegt zwischen 200 Hz und ≈ 3000 Hz[84]. Durch den Einsatz des Bandpasses kann die volle Bandbreite von $B = 2.7$ kHz auf den natürlichen Sprachbereich eines Menschen angepasst werden. Der Übergangsbereich des Bandpasses wird auf 150 Hz gesetzt. Die Abtastrate bleibt bei 1 MS/s.

Nach dem jeweiligen Bandpass kann über einen Auswahlblock das jeweiligen Seitenband ausgewählt werden. Das kann auch während der Benutzung der Software verwendet werden. Nach dem Auswahlblock wird das ausgewählte Seitenband von automatischen Verstärkungseinheit auf ein Referenzlevel angehoben oder reduziert. Die Angriffsrate (engl. Attack Rate) und die Abfallrate (engl. Decay Rate) bestimmen dabei die Rate, mit der das Audiosignal auf das Referenzlevel pro Abtastwert angehoben oder abgesenkt wird. Die Angriffsrate wird auf 0.01 und die Abfallrate auf 0.1 gesetzt. Die Abfallrate wird höher gewählt, um zu große Signale schneller abzuschwächen. Die Verstärkung oder Dämpfung pro Abtastwert liegt bei 0.1. Zum Schluss wird das komplexe Audiosignal in ein reales Audiosignal umgewandelt. Anschließend wird das Audiosignal an den Ausgabebereich weitergegeben.

5.3.4 CW-Demodulation

Bei der CW-Modulation handelt es sich um eine Sonderform der Amplitudenmodulation. Bei einer herkömmlichen Amplitudenmodulationen werden Informationen (z.B. Audio) in Form von Basisbandsignalen mit einem kontinuierlichen Träger übertragen. Die Basisbandsignale bilden dabei die beiden Seitenbänder. Bei der CW-Modulation erfolgt die Übermittlung von Informationen durch das Ein- und Ausschalten des Trägers. Es werden keine Basisbandsignale selbst auf den Träger auf moduliert.[85]

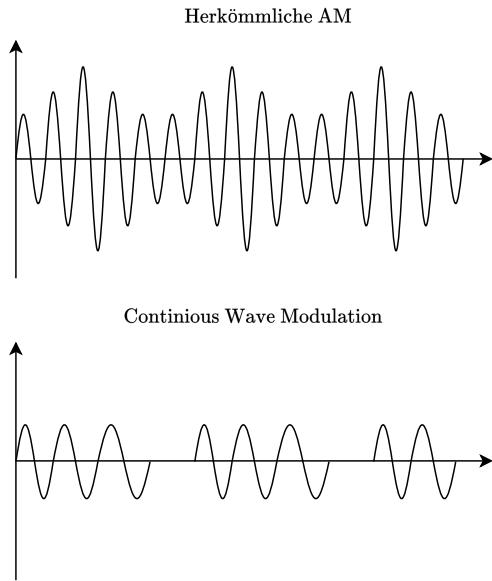


Abbildung 59: Vergleich zwischen einem Signal mit AM (oben) und einem Signal mit CW (unten) im Zeitbereich

Eingesetzt wird diese Art der Kommunikation bei der Telegrafie (Morse Code).[85] Eine umfangreiche Demodulation ist bei Signalen mit CW Modulation nicht erforderlich. Sie müssen jedoch in das Basisband verschoben werden und mit einem Tiefpass in ihrer Bandbreite begrenzt werden. Der Durchbruchsbereich des Tiefpasses ist möglichst eng zu wählen ($f_g \leq 2 \text{ kHz}$), um Rauschen und Einflüsse durch andere Signale zu minimieren.

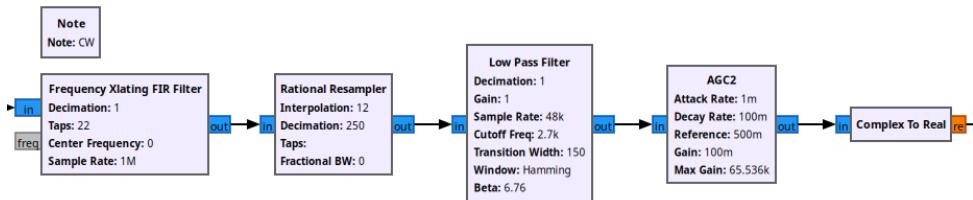


Abbildung 60: Signalflussgraph des in GNU Radio umgesetzten CW-Demodulators

Die Abbildung 60 zeigt den in GNU Radio umgesetzten Demodulator für CW-Signale. Ähnlich zum Demodulator für Einseitenband, wird für die Verschiebung des CW-Signals in das Basisband ein Frequenzumsetzender FIR Filter verwendet.[82] Es wird kein Filter definiert, aber eine 20-fache Verstärkung eingestellt. Ebenso wird keine Dezimierung der Abtastrate mit dem Frequenzumsetzender FIR Filter vorgenommen.

Die Reduzierung der Abtastrate wird mit einem folgenden rationalen Resampler durchgeführt. Mit diesem wird die Abtastrate von 1 MS/s auf 48 kS/s, was der Abtastrate eines Audiosignals entspricht, herabgesetzt.[81]

$$\text{Faktor} = \frac{48000}{1000000} = \frac{6}{125}$$

Der Abtastrate wird erst um den Faktor 6 interpoliert und anschließend um den Faktor 125 dezimiert.

Mit einem nachfolgenden Tiefpass wird das Basisband in seiner Breite begrenzt. Seine Grenzfrequenz f_g kann über die Bandbreite mit einer Eingabe oder Schieber während des Betriebes verändert werden. Bei CW-Signalen sollte ein möglichst schmaler Durchbruchsbereich ($f_g \leq 2 \text{ kHz}$) gewählt werden. Der Übergangsbereich ist 150 Hz breit.

Die automatische Verstärkungseinheit hält den Pegel des Audiosignals auf einem gleichbleibenden Referenzlevel. In diesem Fall 0.5. Die Angriffsrate wird auf 0.01 und die Verfallsrate auf 0.1 gesetzt. Dadurch werden Audiosignale mit zu großen Pegel schneller gedämpft. Die maximale Verstärkung pro Abtastwert liegt bei 0.1. Anschließend wird das komplexe Audiosignal in ein reales umgewandelt. Damit kann es an den Ausgabebereich weitergegeben werden.

5.4 Aufgenommene Werte

6 Auswerten und Vergleichen der Ergebnisse

6.1 Vergleich von Theorie und Praxis

6.2 Vergleich mit anderen Bodenstationen

7 Zusammenfassung

8 Anhang

8.1 Literaturverzeichnis

Literatur

- [1] A. K. Maini und V. Agrawal, *Satellite Technology: Principles and applications*. Wiley, 2014, ISBN: 9781118636473.
- [2] F. Schimkowski, *Eine Zeitenwende der Spionagegeschichte: Vor 60 Jahren Startete sputnik 1 als Erster Satellit ins all*, März 2021. besucht am 5. Okt. 2025. Adresse: <https://www.deutsches-spionagemuseum.de/2017/10/04/eine-zeitenwende-der-spionagegeschichte-vor-60-jahren-startete-sputnik-1>.
- [3] A. A. Siddiqi, *Sputnik 1 Vor Dem start*. besucht am 5. Okt. 2025. Adresse: <https://www.dlr.de/de/next/multimedia/eine-kurze-geschichte-der-raumfahrt/sputnik-1-vor-dem-start>.
- [4] S. A. Loff, *Explorer 1 overview*, Aug. 2023. besucht am 5. Okt. 2025. Adresse: <https://www.nasa.gov/history/explorer-1-overview/>.
- [5] „Wetter und Klima - Deutscher Wetterdienst - Wettersatelliten“, Deutscher Wetterdienst (DWD), besucht am 6. Okt. 2025. Adresse: https://www.dwd.de/DE/forschung/atmosphaerenbeob/wettersatelliten/wettersatelliten_node.html.
- [6] H. Dodel und S. Eberle, *Satellitenkommunikation*. Springer-Verlag, 2007, ISBN: 9783540295761.
- [7] *OBJECTS CURRENTLY IN ORBIT*, Kategorien mehrere Satellitenkonstellationen, N2YO. besucht am 23. Sep. 2025. Adresse: <https://www.n2yo.com/satellites/>.
- [8] *Wer sind wir?* AMSAT-DL. besucht am 18. Sep. 2025. Adresse: <https://amsat-dl.org/wer-sind-wir/>.
- [9] K. G. Baldenhofer. „Es'hail-2 / AMSAT Phase 4-A / Qatar-OSCAR 100,“ besucht am 9. Jan. 2026. Adresse: <https://www.fe-lexikon.info/lexikon/bodenstation>.
- [10] „FREQUENZPLAN.“ Allgemeiner Frequenzplan der Bundesnetzagentur (Stand 2022), Bundesnetzagentur, besucht am 5. Jan. 2026. Adresse: https://data.bundesnetzagentur.de/Bundesnetzagentur/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/20210114_frequenzplan.pdf.
- [11] „IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands,“ *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)*, S. 1–10, 2003. DOI: 10.1109/IEEESTD.2003.94224.

- [12] S. K. Bastian Henne. „Astronomische Koordinatensysteme,“ besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: <https://lp.uni-goettingen.de/get/text/6855>.
- [13] *Koordinatensysteme*, Sternwarte Eberfing. besucht am 28. Okt. 2025. Adresse: <http://www.sternwarte-eberfing.de/Fuehrung/Objektbeschreibung/Koordinatensysteme.html>.
- [14] S. A. Klioner. besucht am 28. Okt. 2025. Adresse: <https://tu-dresden.de/bu/umwelt/geo/ipg/astro/ressourcen/dateien/skripte/Vorlesung-Referenzsysteme2015.pdf?lang=en>.
- [15] „Antenna Azimuth and Elevation Calculator,“ RF Wireless World, besucht am 3. Nov. 2025. Adresse: <https://www.rfwireless-world.com/calculators/antenna-azimuth-elevation-calculator>.
- [16] „Learn How to Calculate Satellite Antenna Bearing,“ HIOX Softwares Pvt Ltd., besucht am 3. Nov. 2025. Adresse: <https://www.easycalculation.com/physics/geophysics/learn-satellite-antenna-bearing.php>.
- [17] „DER SKEW-WINKEL (KURZINFO),“ ten Haaft GmbH, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://download.ten-haaft.com/Skew_Winkel.pdf.
- [18] P. GÜLZOW. „Es'hail-2 / AMSAT Phase 4-A / Qatar-OSCAR 100,“ besucht am 9. Sep. 2025. Adresse: <https://amsat-dl.org/en/eshail-2-amsat-phase-4-a/>.
- [19] Abdeckungsbereich von Es'Hail-2/QO-100, N2YO, besucht am 9. Dez. 2025. Adresse: <https://www.n2yo.com/?s=43700>.
- [20] admin. „Creating a linear transponder with an RTL-SDR, hackrf and Raspberry Pi,“ besucht am 9. Dez. 2025. Adresse: <https://www.rtl-sdr.com/creating-a-linear-transponder-with-an-rtl-sdr-hackrf-and-raspberry-pi/>.
- [21] Bandplan des Schmallbandtransponder, AMSAT. Adresse: <https://amsat-dl.org/wp-content/uploads/2020/02/AMSAT-QO-100-NB-Transponder-Bandplan-Graph-1140x641.png>.
- [22] K. Barker. „Getting started 5.PDF,“ besucht am 9. Dez. 2025. Adresse: <https://www.amsat.org/wordpress/xtra/Getting%20Started%205.pdf>.
- [23] „Koordinaten der Bodenstation am IAT,“ OpenStreetMap, besucht am 4. Jan. 2026. Adresse: <https://www.openstreetmap.org/node/2635796638#map=18/53.055242/8.783454>.
- [24] H. HEUERMANN, *Hochfrequenztechnik: Komponenten Fr High-Speed und Hochfrequenzschaltungen*. Springer Fachmedien Wiesbaden: Imprint: Springer Vieweg, 2018, ISBN: 978-3-658-23197-2.
- [25] D. M. Pozar, *Microwave engineering, 4th Edition*. John Wiley Sons, 2011, ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [26] A. Thiede, *Integrierte Hochfrequenzschaltkreise: Grundlagen des Computergestützten Entwurfs*. Springer Fachmedien Wiesbaden: Imprint: Springer Vieweg, 2013, ISBN: 978-3-8348-1246-9.
- [27] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*. Wiley, 2005, ISBN: 0-471-66782-X.
- [28] „IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas,“ Nr. Std 145-1993, 1993. besucht am 13. Okt. 2025. Adresse: https://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/IEEEStandard_AntennaTerms.pdf.
- [29] Z. S. Gerard Michel Bousquet, *Satellite Communication systems*. Wiley, 2020, ISBN: 978-1-119-38208-9.
- [30] C. Wolf. „Nahfeld/Fernfeld,“ besucht am 15. Okt. 2025. Adresse: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/an60.de.html>.

- [31] C. Wolf. „Antennendiagramm,“ besucht am 15. Okt. 2025. Adresse: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/Antennendiagramm.de.html>.
- [32] Christian Wolf. „Äquivalente Strahlungsleistung (EIRP),“ besucht am 21. Okt. 2025. Adresse: <https://www.radartutorial.eu/08.transmitters/tx57.de.html>.
- [33] „Wellentypen,“ Studyflix, besucht am 30. Nov. 2025. Adresse: <https://studyflix.de/ingenieurwissenschaften/transversalwelle-6799>.
- [34] D. derivative work by RJB1. „Circularly Polarized Light and Linearly Polarized Light Comparison,“ besucht am 1. Dez. 2025. Adresse: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=12101095>.
- [35] Averse. „Zirkulare Polarisation: Auslenkung (z. B. einer Seilwelle) in x- und y-Richtung (in Ausbreitungsrichtung beträgt sie Null) in Abhängigkeit von der Zeit und von der z-Komponente des Ortes. Rot und blau die Komponenten der Auslenkung, schwarz die 3D-Ansicht. Der Pfeil illustriert den umlaufenden Auslenkungsvektor für einen Raumpunkt.,“ besucht am 1. Dez. 2025. Adresse: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=4849061>.
- [36] „Modelling the Bit Error Rate (BER),“ CloudRF, besucht am 22. Dez. 2025. Adresse: <https://liquidinstruments.com/blog/understanding-1-f-noise-flicker-noise/>.
- [37] I. Rosu. „Understanding Noise Figure,“ besucht am 18. Nov. 2025. Adresse: <https://www.qsl.net/va3iul/Noise/Understanding%20Noise%20Figure.pdf>.
- [38] „Elementarladung,“ LEIFIphysik, besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.leifiphysik.de/elektrizitaetslehre/ladungen-elektrisches-feld/grundwissen/elementarladung>.
- [39] R. Kiely. „Understanding and Eliminating 1/f noise,“ besucht am 22. Dez. 2025. Adresse: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-51/number-2/articles/understanding-and-eliminating-1-f-noise.pdf>.
- [40] „Understanding 1/f noise (flicker noise),“ Liquid Instruments, besucht am 11. Nov. 2025. Adresse: <https://liquidinstruments.com/blog/understanding-1-f-noise-flicker-noise/>.
- [41] „Es'Hail-2 Satellite AMSAT Payload,“ ITU-R, besucht am 3. Dez. 2025. Adresse: <https://www.itu.int/en/itu-r/space/workshops/2015-prague-small-sat/presentations/eshail-2.pdf>.
- [42] C. Wolf. „Freiraumdämpfung,“ besucht am 4. Dez. 2025. Adresse: <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Freiraumd%C3%A4mpfung.de.html>.
- [43] N. Lang. „Atmosphäre Aufbau,“ besucht am 12. Dez. 2025. Adresse: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=5074672>.
- [44] K. Schlegel. „Ionosphärenforschung,“ besucht am 12. Dez. 2025. Adresse: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=5074672>.
- [45] „Recommendation ITU-R P.837-8 Characteristics of precipitation for propagation modeling,“ besucht am 13. Dez. 2025. Adresse: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.837-8-202509-I/en>.
- [46] „Freezing level,“ Wikipedia, besucht am 13. Dez. 2025. Adresse: https://en.wikipedia.org/wiki/Freezing_level.
- [47] „Topografische Karte Bremen, Höhe, Relief,“ TessaDEM, besucht am 13. Dez. 2025. Adresse: <https://de-de.topographic-map.com/map-p6gt6/Bremen/?center=53.03853%2C8.83627&zoom=13&popup=53.05533%2C8.7834>.

- [48] „Recommendation ITU-R P.838-3 Specific attenuation model for rain for use in prediction methods,“ ITU-R, besucht am 13. Dez. 2025. Adresse: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.838-3-200503-I/en>.
- [49] „Recommendation ITU-R P.676-13 Attenuation by atmospheric gases and related effects,“ ITU-R, besucht am 13. Dez. 2025. Adresse: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.676-13-202208-I/en>.
- [50] Z. Peterson. „Die geheimnisvolle 50-Ohm-Impedanz: Woher sie kommt und warum wir sie verwenden,“ besucht am 20. Dez. 2025. Adresse: <https://resources.altium.com/de/p/mysterious-50-ohm-impedance-where-it-came-and-why-we-use-it>.
- [51] *CAS 90 HD ohne Logo*, SAT-Antenne 90 cm | ohne Logo, Kathrein Digital Systems GmbH, 2023. besucht am 20. Dez. 2025. Adresse: <https://www.kathrein-ds.com/produkte/tv-empfang-verteilung/sat-empfang/sat-antennen/bis-100-cm/cas-90-hd-ohne-logo>.
- [52] *3-Band-Feed 2.4 / 5.6 / 10 GHz, Offset Dish*, Bamatech, 2025. besucht am 12. Okt. 2025. Adresse: https://www.bamatech.net/product_info.php?info=p987_3-band-feed-2-4---5-6---10-ghz---offset-dish.html&no_boost=1.
- [53] *MKU LNC 10 QO100 Downconverter*, Kuhne Electronic, 2025. besucht am 12. Okt. 2025. Adresse: <https://shop.kuhne-electronic.com/kuhne/en/shop/eshail/MKU+LNC+10+QO100/?card=1875>.
- [54] *KU BT 10 REF Bias Tee*, Kuhne Electronic, 2025. besucht am 12. Okt. 2025. Adresse: <https://shop.kuhne-electronic.com/kuhne/en/shop/eshail/KU+BT+10+REF++Bias+Tee/?card=1885>.
- [55] *RF SP4T Switch Matrix*, Mini-Circuits. besucht am 5. Jan. 2026. Adresse: <https://www.minicircuits.com/pdfs/RC-2SP4T-A18.pdf>.
- [56] *S_04212_B: Low-loss, 50 Ohm, 18 GHz, 85°C, ø5.3 mm, PUR jacket*, HUBER+SUHNER, 8. Dez. 2023. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: https://www.koax24.de/storage/datasheet/de/050175_Datenblatt_S_04212_B_dataSheet.pdf.
- [57] *LL142 STR Super LowLoss Koaxialkabel / 50 Ohm*, arnotec GmbH. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.koax24.de/produktinfos/koaxialkabel/koaxialkabel-50-ohm/49-61-mm-gr4/11142.html>.
- [58] *S_04212_B: Low-loss, 50 Ohm, 18 GHz, 85°C, ø5.3 mm, PUR jacket*, arnotec GmbH, 8. Dez. 2023. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.koax24.de/produktinfos/koaxialkabel/koaxialkabel-50-ohm/49-61-mm-gr4/s-04212-b-pur.html>.
- [59] *PUR Mantel*, arnotec GmbH. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.koax24.de/produktinfos/koaxialkabel/eigenschaften/pur-mantel.html>.
- [60] *LMR(R)-600 Flexible Low Loss Communications Coax*, Times Microwave. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: https://www.koax24.de/storage/datasheet/de/050271_Datenblatt_LMR-600.pdf.
- [61] *LMR400 FR KOAXIALKABEL / 50 - LMR 400 FR*, arnotec GmbH. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: https://www.koax24.de/storage/datasheet/de/050309_Datenblatt_LMR-400-FR.pdf.
- [62] *LMR(R)-400-FR*, Times Microwave. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: https://www.koax24.de/storage/datasheet/de/050309_Datenblatt_LMR-400-FR.pdf.
- [63] *PE Mantel*, arnotec GmbH. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.koax24.de/produktinfos/koaxialkabel/eigenschaften/pe-mantel.html>.
- [64] *MP Hyperflex 5*, MessiPaoloni. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: https://www.koax24.de/storage/datasheet/de/050222_Datenblatt_MeP-HYF5-HYPERRFLEX.pdf.

- [65] *HyperFlex 5 / 50 LOW-LOSS KOAXIALKABEL*, arnotec GmbH. besucht am 10. Nov. 2025. Adresse: <https://www.koax24.de/produktinfos/koaxialkabel/koaxialkabel-50-ohm/49-61-mm-gr4/hyperflex-5.html>.
- [66] *USRP™ X300 and X310 X Series*, Ettus Research™, A National Instruments Company. besucht am 20. Dez. 2025. Adresse: <https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/>.
- [67] „X300/X310,“ Ettus Research™, A National Instruments Company, besucht am 7. Jan. 2026. Adresse: <https://kb.ettus.com/X300/X310>.
- [68] „UBX,“ Ettus Research™, A National Instruments Company, besucht am 7. Jan. 2026. Adresse: <https://kb.ettus.com/UBX>.
- [69] „TwinRx,“ Ettus Research™, A National Instruments Company, besucht am 7. Jan. 2026. Adresse: <https://kb.ettus.com/TwinRx>.
- [70] M. Mokotov. „What is the SDR Dynamic Range?“ Adresse: <https://www.leifiphysik.de/elektrizitaetslehre/ladungen-elektrisches-feld/grundwissen/elementarladung>.
- [71] „What is GNU Radio?“ GNU Radio, besucht am 2. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=What_Is_GNU_Radio.
- [72] M. Jetzschmann. „DIPLOMARBEIT ENTWURF DES KOMMUNIKATIONSSYSTEMS FÜR DEN GOSSAMER-1 SATELLITEN,“ Technische Universität Berlin, besucht am 7. Jan. 2026. Adresse: https://elib.dlr.de/106471/1/Diplomarbeit_Jetzschmann_GOS-1-Comms-04_2013.01.30.pdf.
- [73] „Satellite Link Budget,“ MathWorks Inc., besucht am 4. Jan. 2026. Adresse: <https://de.mathworks.com/help/satcom/gs/satellite-link-budget.html>.
- [74] „USRP Source,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=USRP_Source.
- [75] „QT GUI Frequency Sink,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/QT_GUI_Frequency_Sink.
- [76] „QT GUI Waterfall Sink,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/QT_GUI_Waterfall_Sink.
- [77] „Audio Sink,“ GNU Radio, besucht am 14. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Audio_Sink.
- [78] „Wav File Sink,“ GNU Radio, besucht am 14. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Wav_File_Sink.
- [79] M. Werner, *Nachrichtentechnik*. Springer, 2017, ISBN: 978-3-83-482580-3.
- [80] „FM Demod,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/FM_Demod.
- [81] „Rational Resampler,“ GNU Radio, besucht am 14. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Rational_Resampler.
- [82] „Frequency Xlating FIR Filter,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Frequency_Xlating_FIR_Filter.
- [83] „Swap IQ,“ GNU Radio, besucht am 10. Jan. 2026. Adresse: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Swap_IQ.
- [84] „Hörbereich und Stimmumfang,“ Lernhelper (Duden Learnattack GmbH), besucht am 16. Jan. 2026. Adresse: <https://www.lernhelper.de/schuelerlexikon/physik/artikel/hoerbereich-und-stimmumfang>.
- [85] T. R. (DL4MDF). „Modulation, Demodulation,“ besucht am 16. Jan. 2026. Adresse: https://www.darc.de/fileadmin/filemounts/distrikte/b/BNetzA/Technik_E/Modulation.pdf.

8.2 Abbildungsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis

1	Das Bild zeigt den ersten Satelliten Sputnik 1 vor dem Start. Sputnik 1 ist eine Aluminiumkugel mit einem Durchmesser 0.58 m und einem Gewicht von 58 kg.[2][3]	1
2	Vorführung des ersten amerikanischen Satelliten Explorer 1[4]	2
3	Die verschiedenen Umlaufbahnen von Satelliten im Überblick [6]	3
4	Darstellung des horizontalen Koordinatensystems[12]	6
5	Abdeckungsbereich der Amateurfunktransponder von Es'Hail-2 (QO-100)[19]	7
6	Vorgeschrifter Bandplan von AMSAT-DL des Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)[21]	8
7	Skizze zeigt die Umlaufbahn und Entfernung zu Es'Hail-2	10
8	Koordinaten der Bodenstation[23]	10
9	Darstellung der beiden Anwendungsarten von Mischern	11
10	Darstellung der Aufwärtsmischung im Frequenzspektrum	13
11	Darstellung des Frequenzspektrums vom Mischprodukt $s_{ZF}(t)$ nach der Abwärtsmischung	15
12	Demonstration der Spiegelfrequenz f_{SP}	15
13	Ein Beispiel für ein horizontales Antennendiagramm im Polarkoordinatensystem[31]	18
14	Vergleich von Transversal- und Longitudinalwelle	22
15	Arten an linearen Polarisationen[34]	23
16	Zusammensetzung einer zirkularen Polarisation[35]	24
17	Ein von Rauschen überlagertes Nutzsignal $s(t)$ mit einer Frequenz von $f = 50$ Hz im Zeit- und Frequenzbereich	25
18	Das Nutzsignal $s(t)$ verschwindet im Rauschen	26
19	Beispiel für die <i>BER</i> anhand einer n-QAM[36]	26
20	Rauschspannung durch thermisches Rauschen	27
21	Darstellung der Potentialschwelle zwischen dem Leitungs- und Valenzband	28
22	Darstellung des 1/f-Rauschen eines ADA4622-2[39]	29
23	Beispiel für die Äquivalente Rauschtemperatur	30
24	Zusammensetzung der Antennentemperatur T_A und Einfluss durch Regen	32
25	Darstellung der Helligkeitstemperatur des Himmels in Abhängigkeit der Frequenz f für mehrere Elevationswinkel ϵ [29]	33
26	Vereinfachte Darstellung des Downlinks	34
27	Vereinfachte Darstellung des Schmalbandtransponders auf Es'Hail-2[29]	34
28	Graphische Repräsentation der Freiraumdämpfung	36
29	Aufbau der Atmosphäre[43]	36
30	Karte zeigt die Niederschlagsmenge (mm/h) welche zu $p = 0.01\%$ den jährlichen Durchschnitt überschreitet [45]	38
31	Graph zeigt die Dämpfung L_{Regen} in Abhängigkeit von der Niederschlagsrate $R_{0.01}$ in mm/h für die Frequenz $f = 10$ GHz	40
32	Die Dämpfung durch Gase und Dämpfe L_{Gas} in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Elevationswinkel ϵ .[29]	41
33	Veranschaulichung der Ausrichtungsverluste. Die optimale Ausrichtung ist in schwarz dargestellt, die tatsächliche Ausrichtung in rot.	42
34	Blockschaltbild vom RF-Bereich des Empfangssystems	45
35	Darstellung der Verluste (blau) und der maximalen Leistungsübertragung (rot) von luftgefüllten Koaxialleitungen ($\epsilon_r = 1$) über die Impedanz[50]	46
36	Vorhandene Parabolantenne -> Bild noch austauschen	47

37	Der verwendete Triplebandfeed. Die weiße Halterung hilft bei der Montage an einem Parabolspiegel	48
38	Messaufbau zur Ermittlung der Reflexion S_{11} des Antennenfeeds	49
39	Gemessene Reflexion S_{11} des Antennenfeeds im X-Band	49
40	Gemessene Reflexion S_{11} zwischen 2 GHz und 3 GHz	50
41	MKU LNC 10 QO-100 von Kuhne Electronic[53]	51
42	Fernspeiseweiche KU BT 10 REF [54]	52
43	Verwendete Schaltmatrix RC-2SP4T-A18 und das Patchfeld	53
44	Messaufbau zum Messen des Verlustes durch Adapter Buchse	54
45	Gemessene Einspeiseverluste S_{21} zwischen 400 MHz und 1.5 GHz des Patchfeld .	54
46	Darstellung des RF-Bereiches des Empfangssystems mit den einzelnen notwendigen Längen der Koaxialleitungen	55
47	Der URSP X310 von National Instruments[66]	57
48	Blockschaltbild des Empfangssystems mit den einzelnen äquivalenten Rauschtemperaturen T_e , Rauschzahlen F und Verstärkungen G	59
49	Grafische Darstellung des Link Budgets	63
50	Das SNR am Eingang und Ausgang des Empfangssystems	65
51	Grafische Darstellung des Link Budgets bei klaren Himmel	70
52	Grafische Darstellung des Link Budgets bei klaren Himmel	75
53	Grafische Darstellung des Link Budgets bei starken Niederschlägen	80
54	Quellblock und variable Frequenzeinstellung in GNU Radio	82
55	Ausgabe des Audiosignals in GNU Radio	84
56	Angewandter FM Demodulator in GNU Radio	85
57	Spektrum eines AM-Signals	85
58	Signalflussgraph des umgesetzten Einseitenbanddemodulator in GNU Radio .	86
59	Vergleich zwischen einem Signal mit AM (oben) und einem Signal mit CW (unten) im Zeitbereich	88
60	Signalflussgraph des in GNU Radio umgesetzten CW-Demodulators	88

8.3 Tabellenverzeichnis

Tabellenverzeichnis

1	Einteilung der Radarbänder nach IEEE 521-2002 (R2009)[11]	5
2	Bandbelegung und Vorgesehene Verwendung des Schmalbandtransponder[18] . .	9
3	Bestimmte Rauschzahl F , äquivalente Rauschtemperatur T_e und Verstärkung G der einzelnen Zweitore	60
4	Bestimmte Parameter des Schmalbandtransponder auf Es'Hail-2 (QO-100)	64
5	Bestimmte Parameter des Abschnittes Übertragungsstrecke zwischen Es'Hail-2 (QO-100) und der Bodenstation am IAT	64
6	Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei klaren Himmel .	69
7	Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei leichten Regen .	74
8	Bestimmte Parameter der Bodenstation für das Link Budget bei stärkeren Niederschlägen	79
9	Getroffene Einstellungen des Frequenz-umsetzenden FIR Filter	86

8.4 Python Skripts

Listing 1: Simulation eines Mischers in Python

```
import numpy as np
```

```

import matplotlib.pyplot as plt
import scipy.signal as sig
#Define Samplingtime and Sampling Frequency
ts = 0.001 #Samplingtime 0.001s
t = np.arange(0,1,ts) #time axis
#Define the signals and noise
A_s = 1*10**(-3)
A_r = 1*10**(-3)
A_i = 0.1*10**(-3)
f_s_t = 200 #Input Frequency
f_i_t = 100 #Image Frequency
f_n_t = 150 #LO Frequency
s_t = A_s * np.cos(2*np.pi*f_s_t*t) #Input Signal
i_t = A_i * np.cos(2*np.pi*f_i_t*t) #Image Signal
n_t = A_r * np.cos(2*np.pi*f_n_t*t) #LO Signal
x_t = s_t * n_t #Mixing
xsp_t = i_t * n_t #Mixing

#Using the FFT
n = len(t)
fs = int(1/ts) #Defining the Sampling
Frequency and those the sampling points
x_t_fft = np.fft.fft(x_t,fs) #Doing the FFT
s_t_fft = np.fft.fft(s_t,fs) #Doing the FFT
n_t_fft = np.fft.fft(n_t,fs) #Doing the FFT
i_t_fft = np.fft.fft(i_t,fs) #Doing the FFT
xsp_t_fft = np.fft.fft(xsp_t,fs) #Doing the FFT
shifted_x_t_fft = np.fft.fftshift(x_t_fft) #bringing the 0 Hz into the center
shifted_s_t_fft = np.fft.fftshift(s_t_fft) #bringing the 0 Hz into the center
shifted_n_t_fft = np.fft.fftshift(n_t_fft) #bringing the 0 Hz into the center
shifted_i_t_fft = np.fft.fftshift(i_t_fft) #bringing the 0 Hz into the center
shifted_xsp_t_fft = np.fft.fftshift(xsp_t_fft) #bringing the 0 Hz into the center
mag_x = abs(shifted_x_t_fft)/n #calculating the magnitude
mag_s = abs(shifted_s_t_fft)/n #calculating the magnitude
mag_n = abs(shifted_n_t_fft)/n #calculating the magnitude
mag_i = abs(shifted_i_t_fft)/n #calculating the magnitude
mag_xsp = abs(shifted_xsp_t_fft)/n #calculating the magnitude
mag_x_dB = 10*np.log10(mag_x[int(fs/2):]/0.001)
mag_s_dB = 10*np.log10(mag_s[int(fs/2):]/0.001)
mag_n_dB = 10*np.log10(mag_n[int(fs/2):]/0.001)
mag_i_dB = 10*np.log10(mag_i[int(fs/2):]/0.001)
mag_xsp_dB = 10*np.log10(mag_xsp[int(fs/2):]/0.001)
freq = np.arange(0,500,len(t)/fs) #Plotting
plt.figure()
plt.subplot(211)
plt.plot(freq,mag_s_dB, label = "HF-Signal")
plt.plot(freq,mag_n_dB, label = "LO-Signal")
plt.plot(freq,mag_i_dB, label = "SP-Signal")

```

```

plt.ylabel("Signalstrength in [dBm]")
plt.xlabel("Frequency in [MHz]")
plt.grid()
plt.legend(loc='upper right')
plt.tight_layout(h_pad=1.5, w_pad=0.8)
plt.subplot(212)
plt.plot(freq,mag_x_dB, label = "ZF-Signal")
plt.plot(freq,mag_xsp_dB, label = "SP-Signal")
plt.ylabel("Signalstrength in [dBm]")
plt.xlabel("Frequency in [MHz]")
plt.grid()
plt.legend(loc='upper right')
plt.tight_layout(h_pad=1.5, w_pad=0.8)

```

Listing 2: Simulation von Rauschen und SNR in Python

```

import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import scipy.signal as sig
#Define Samplingtime and Sampling Frequency
ts = 0.001           #Samplingtime 0.001s
t = np.arange(0,1,ts) #time axis
#define the signals and noise
A_s = 1*10**(-3)
A_r = 3*10**(-3)
f_s_t = 50
s_t = A_s * np.sin(2*np.pi*f_s_t*t)          #wanted signal
n_t = A_r * np.random.randn(len(t))           #Generating Noise with the
                                               length of the time axis
x_t = s_t + n_t
#Using the FFT
n = len(t)
fs = int(1/ts)                                 #Defining the Sampling
                                               Frequency and those the sampling points
s_t_fft = np.fft.fft(x_t,fs)                   #Doing the FFT
shifted_s_t_fft = np.fft.fftshift(s_t_fft)      #bringing the 0 Hz into the
                                               center
mag = abs(shifted_s_t_fft)/n                  #calculating the
                                               magnitude
mag = 10*np.log10(mag[int(fs/2):]/0.001)
freq = np.arange(0,500,len(t)/fs)
#Plotting
plt.figure()
plt.subplot(311)
plt.plot(t,s_t*1000,label = "Wanted signal")
plt.plot(t,n_t*1000,label = "Noise")
plt.ylabel("Voltage in [mV]")
plt.xlabel("Time in [s]")
plt.grid()
plt.legend(loc='upper right')
plt.subplot(312)
plt.plot(t,x_t*1000,label = "Mixed signal")
plt.ylabel("Voltage in [mV]")
plt.xlabel("Time in [s]")
plt.grid()
plt.legend(loc='upper right')
plt.subplot(313)
plt.plot(freq,mag, label = "FFT of the mixed signal")

```

```

plt.ylabel("Signalstrength in [dBm]")
plt.xlabel("Frequency in [Hz]")
plt.grid()
plt.legend(loc='upper right')
plt.tight_layout(h_pad=1.5, w_pad=0.8)

```

Listing 3: Berechnung der Dämpfung durch Regen

```

import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
elevation = np.deg2rad(27.36) #elevation of the Antenna [ ]
tau = np.deg2rad(-12.412) #skew of the Antenna
h_0 = 3 #Height of the isothermic barrier of the
         region from the groundstation[km]
h_Station = 0.023 #Height of the groundstation above
                   Sealevel [km]
freq = 10.5 #Frequency at which the link operates [
             GHz]
cordiantes_station = (53.055, 8.78, 0.0)
#determination of the effective rain height [km]
h_R = h_0 + 0.36
#determination of path length the EM-Wave has to travel below the
D_s = (h_R-h_Station)/(np.sin(elevation))
#determination of the horizontal projection caused by the path length of
the EM-Wave
D_HP = D_s*np.cos(elevation)
#determination of the Rain intensity [mm/h] which exceeding the annual
mean by 0.01% of the time
R_001 = 35 #Mean in the northern part of Germany 35
            to 40 mm/h
R_graph = np.arange(0,40, 0.1) #For Graph Plotting 0 mm/H to 40mm/h
#determination of the frequency dependend coeffizients. Equations from
the Book
# k_H = 3.949*10**(-6)*freq**(3.4078)
# k_V = 2.785*10**(-6)*freq**(3.5032)
# alpha_H = -0.7451*np.log10(freq)+2.0211
# alpha_V = -0.8083*np.log10(freq)+2.0723
#von ITU-R P.838-3
k_H = 0.01217
k_V = 0.01129
alpha_H = 1.2571
alpha_V = 1.2156
#determination of the specific rain attenuatuion
k = (k_H + k_V + (k_H-k_V) * (np.cos(elevation))**2 * np.cos(2*tau))/2
alpha = (k_H * alpha_H + k_V * alpha_V + (k_H * alpha_H - k_V * alpha_V)
        * (np.cos(elevation))**2 * np.cos(2*tau)) / (2*k)
gamma_R001 = k*(R_001)**alpha
print("y_R001:",gamma_R001, "dB/km")
#calculation horizontal reduction factor
r001 = 1 / (1 + 0.78 * np.sqrt((D_HP*gamma_R001) / freq) - 0.38 * (1 -
np.exp(-2 * D_HP)))
#calculation vertical adjustment factor
cc001 = np.rad2deg(np.arctan((h_R-h_Station)/(D_HP*r001)))
if cc001 > np.rad2deg(elevation):
    D_R001 = (D_HP*r001)/np.cos(elevation)
else:
    D_R001 = (h_R-h_Station)/np.sin(elevation)
if abs(cordiantes_station[0]) > 36:
    X = 36 - abs(cordiantes_station[0])

```

```

else:
    X = 0
v001 = 1 / (1 + np.sqrt(np.sin(elevation)) * (31 * (1 - np.exp( (-1)* (
    elevation/(1+X))))*(np.sqrt(D_R001 * gamma_R001))/(freq**2)-0.45))
#for graph
A_graph = np.empty_like(R_graph)
gamma_Rgraph = np.empty_like(R_graph)
for i, R in enumerate(R_graph):
    gamma_Rgraph[i] = k * (R)**alpha
    rgraph = 1 / (1 + 0.78 * np.sqrt((D_HP * gamma_Rgraph[i]) / freq) -
        0.38 * (1 - np.exp(-2 * D_HP)))
    ccgraph = np.rad2deg(np.arctan(h_R - h_Station) / (D_HP * rgraph)))
    if ccgraph > np.rad2deg(elevation):
        D_Rgraph = (D_HP * rgraph) / np.cos(elevation)
    else:
        D_Rgraph = (h_R - h_Station) / np.sin(elevation)
    if abs(cordiantes_station[0]) > 36:
        X = 36 - abs(cordiantes_station[0])
    else:
        X = 0
    vgraph = 1 / (1 + np.sqrt(np.sin(elevation)) * (31 * (1 - np.exp(-1 *
        (elevation / (1 + X)))) *
        np.sqrt(D_Rgraph * gamma_Rgraph[i]) / (freq**2) -
        0.45)))
    D_Regengraph = D_Rgraph * vgraph
    A_graph[i] = gamma_Rgraph[i] * D_Regengraph
print("Vertikal adjusmentfaktor 0.01:",v001)
#calculation effective path length D_Regen
D_Regen001 = D_R001*v001
print("Effectiv Path lenght through the rain 0.01:",D_Regen001,"km")
#calculation worst case attenuation for rain exceeded for 0.01% of an
    avarage year
A_001 = gamma_R001*D_Regen001
print("worst case attenuation caused by rain exceeded for 0.01% of an
    avarage year:",A_001,"dB")
plt.figure("Attenuation caused by rain 10 GHz")
plt.title("D mpfung durch starke Niederschl ge bei f = 10 GHz")
plt.plot(R_graph,A_graph)
plt.ylabel("D mpfung in dB")
plt.xlabel("Niederschlagsmenge in mm/h")
plt.grid()
# Attenuatuion for other percanteges
unit = 1
p = 5*unit
long = 8.78
if p >= 1*unit or abs(long) >= 36:
    beta = 0
elif p < 1*unit and abs(long) < 36 and elevation >= 25:
    beta = (-1)*0.005*(abs(long)-36)
else:
    beta = (-1)*0.005*(abs(long)-36)+1.8-4.25*np.sin(elevation)
exponent = (-1)*(0.655+0.033*np.log(p)-0.045*np.log(A_001)-beta*(1-p)*np
    .sin(elevation))
A_other = A_001*(p/0.01)**exponent
print("Attenuation for Rainrates exceeding",p,"% of the time the anual
    avarage:",A_other,"dB")

```

Listing 4: Berechnung des Link Budgets

```

import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
#Allgemeine Parameter
k = 1.38*10**(-23)
P_T = 17.78                                     #Sendeleistung Es'Hail-2 in W
P_T_dBm = 42.5
G_T = 50.12                                       #Gewinn der Sendeantenne
EIRP = P_T * G_T                                 #EIRP von Es'Hail-2
EIRP_dBm = 59.5
B = 2.7*10**3                                     #Bandbreite des Downlinks
L_FR = 2.9*10**(20)                               #Freiraumd mpfung
L_FR_dB = 204.61
L_OT = 3.33                                       #Senderseitige Fehlausrichtung
L_OT_dB = 5.23
L_OR = 0.69                                       #Empfangsseitige Fehlausrichtung
L_OR_dB = 0.69
G_R = 7244.36
G_LNC = 316227.76
G_SDR = 1000
L_sys = 5.02
G_sys = G_LNC*G_SDR*(1/L_sys)
T0 = 290
# quivalente Rauschtemperatur
Te1 = 133.4                                      #133.4
TeLNC = 139.2
Te2 = 200.1
TeBiasTee = 118.9
Te3 = 17.4
TePatchfeld = 58
Te4 = 8.7
TerFSwitch = 20.3
Te5 = 8.7
TeSDR = 1539.9
G1 = 0.685
GLNC = 316227.77
G2 = 0.59
GBiasTee = 0.71
G3 = 0.94
GPatchfeld = 0.83
G4 = 0.97
GRFSwitch = 0.93
G5 = 0.97
T_esys = Te1 + (TeLNC/(G1)) + (Te2/(G1*GLNC)) + (TeBiasTee/(G1*GLNC*G2)) +
          (Te3/(G1*GLNC*G2*GBiasTee)) + (TePatchfeld/(G1*GLNC*G2*G3)) +
          (Te4/(G1*GLNC*G2*G3*GPatchfeld)) + (TerFSwitch/(G1*GLNC*G2*G3*GPatchfeld*G4)) +
          (Te5/(G1*GLNC*G2*G3*GPatchfeld*G4*GRFSwitch)) +
          (TeSDR/(G1*GLNC*G2*G3*GPatchfeld*G4*GRFSwitch*G5))
print(" quivalente Rauschtemperatur Te,sys:",T_esys,"K")
#klarer Himmel
print("F r Bedingung klarer Himmel:")
L_ATklarerHimmel = 1.13                         #D mpfung in der Atmosph re bei
                                                klarem Himmel
L_ATklarerHimmel_dB = 0.547
T_AklarerHimmel = 6.5                            #Antennentemperatur bei klaren
                                                Himmel
P_R_klarer_Himmel = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/
                                                L_ATklarerHimmel)

```

```

P_R_klarer_Himmel_dB = 10*np.log10(P_R_klarer_Himmel/(0.001))
print("empfangene Leistung $P_R$:", P_R_klarer_Himmel, "W")
print("empfangene Leistung $P_R$", P_R_klarer_Himmel_dB, "dBm")
P_RX_klarer_Himmel = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/
    L_ATklarerHimmel)*G_sys
P_RX_klarer_Himmel_dB = 10*np.log10(P_RX_klarer_Himmel/(0.001))
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$:", 
    P_RX_klarer_Himmel, "W")
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$",
    P_RX_klarer_Himmel_dB, "dBm")
N_i = k*T_AklarerHimmel*B
SNR_i_klarerHimmel = P_R_klarer_Himmel/N_i
SNR_i_klarerHimmel_dB = 10*np.log10(SNR_i_klarerHimmel)
print("SNR am Eingang bei klaren Himmel:", SNR_i_klarerHimmel_dB, "dB")
N_o = k*(T_AklarerHimmel+T_esys)*B
SNR_o_klarer_Himmel = P_R_klarer_Himmel/N_o
SNR_o_klarer_Himmel_dB = 10*np.log10(SNR_o_klarer_Himmel)
print("SNR am Ausgang des Empfangssystems:", SNR_o_klarer_Himmel_dB, "dB")
T_S_klarer_Himmel = (T_AklarerHimmel/L_sys)+T0*(1-(1/L_sys))+T_esys
CNO_klarer_Himmel = P_RX_klarer_Himmel/(k*T_S_klarer_Himmel)
CNO_klarer_Himmel_dBHz = 10*np.log10(CNO_klarer_Himmel)
print("Qualität des Downlinks:", CNO_klarer_Himmel_dBHz, "dBHz")
Link_Budget_klarer_Himmel_label = np.array(["Sende-Leistung", "EIRP", "
    Freiraum-ND mpfung", "Ausrichtungs-Verluste", "D mpfung\n
    Atmosph re", "Empfangene Leistung", "Leistung am Ausgang"])
Link_Budget_klarer_Himmel = np.array([P_T, EIRP_dBm, EIRP_dBm-L_FR_dB,
    EIRP_dBm-L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB, EIRP_dBm-L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB-
    L_ATklarerHimmel_dB, P_R_klarer_Himmel_dB, P_RX_klarer_Himmel_dB])
plt.figure("LinkBudget clear Sky")
plt.title("Link Budget bei klaren Himmel")
for i, val in enumerate(Link_Budget_klarer_Himmel):
    plt.annotate(f'{val:.2f}', (i, val), textcoords="offset points",
        xytext=(0,10), ha='center') # 10 Pkt über dem Punkt
plt.plot(Link_Budget_klarer_Himmel_label, Link_Budget_klarer_Himmel, 'o-')
plt.ylabel("Leistung in dBm")
plt.grid()
plt.ylim([-180,90])
plt.xticks(range(len(Link_Budget_klarer_Himmel_label)),
    Link_Budget_klarer_Himmel_label, rotation=45)
plt.tight_layout(pad=0.5)
plt.show()
#leichter Regen
print("Für die Bedingung leichter Regen:")
L_ATleichterRegen = 1.24
L_ATleichterRegen_dB = 0.947
T_AleichterRegen = 19.29
P_R_leichter_Regen = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/
    L_ATleichterRegen)
P_R_leichter_Regen_dB = 10*np.log10(P_R_leichter_Regen/(0.001))
print("empfangene Leistung $P_R$:", P_R_leichter_Regen, "W")
print("empfangene Leistung $P_R$", P_R_leichter_Regen_dB, "dBm")
P_RX_leichter_Regen = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/
    L_ATleichterRegen)*G_sys
P_RX_leichter_Regen_dB = 10*np.log10(P_RX_leichter_Regen/(0.001))
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$:", 
    P_RX_leichter_Regen, "W")
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$",
    P_RX_leichter_Regen_dB, "dBm")

```

```

N_i = k*T_AleichterRegen*B
SNR_i_leichter_Regen = P_R_leichter_Regen/N_i
SNR_i_leichter_Regen_dB = 10*np.log10(SNR_i_leichter_Regen)
print("SNR am Eingang bei klaren Himmel:",SNR_i_leichter_Regen_dB,"dB")
N_o = k*(T_AleichterRegen+T_esys)*B
SNR_o_leichter_Regen = P_R_leichter_Regen/N_o
SNR_o_leichter_Regen_dB = 10*np.log10(SNR_o_leichter_Regen)
print("SNR am Ausgang des Empfangssystems:",SNR_o_leichter_Regen_dB,"dB"
)
T_S_leichter_Regen = (T_AleichterRegen/L_sys)+T0*(1-(1/L_sys))+T_esys
CNO_leichter_Regen = P_RX_leichter_Regen/(k*T_S_leichter_Regen)
CNO_leichter_Regen_dBHz = 10*np.log10(CNO_leichter_Regen)
print("Qualität des Downlinks:",CNO_leichter_Regen_dBHz,"dBHz")
Link_Budget_leichter_Regen_label = np.array(["Sende-\nLeistung","EIRP",""
    "Freiraum-\nD mpfung","Ausrichtungs-\nVerluste","D mpfung\n
    Atmosph re","Empfangene\nLeistung","Leistung\n am Ausgang"])
Link_Budget_leichter_Regen = np.array([P_T,EIRP_dBm,EIRP_dBm-L_FR_dB,
    EIRP_dBm-L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB,EIRP_dBm-L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB-
    L_ATleichterRegen_dB,P_R_leichter_Regen_dB,P_RX_leichter_Regen_dB])
plt.figure("LinkBudget light Rain")
plt.title("Link Budget bei leichten Regen")
for i, val in enumerate(Link_Budget_leichter_Regen):
    plt.annotate(f'{val:.2f}', (i, val), textcoords="offset points",
        xytext=(0,10), ha='center') # 10 Pkt ber dem Punkt
plt.plot(Link_Budget_leichter_Regen_label,Link_Budget_leichter_Regen,'o-
')
plt.ylabel("Leistung in dBm")
plt.grid()
plt.ylim([-180,90])
plt.xticks(range(len(Link_Budget_leichter_Regen_label)),
    Link_Budget_leichter_Regen_label, rotation=45)
plt.tight_layout(pad=0.5)
plt.show()
#Regen
print("Für die Bedingung Regen:")
L_ATRegen = 9.14
L_ATRegen_dB = 9.61
T_ARegen = 240.1
P_R_Regen = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/L_ATRegen)
P_R_Regen_dB = 10*np.log10(P_R_Regen/(0.001))
print("empfangene Leistung $P_R$:",P_R_Regen,"W")
print("empfangene Leistung $P_R$:",P_R_Regen_dB,"dBm")
P_RX_Regen = EIRP*G_R*(1/L_FR)*(1/L_OT)*(1/L_OR)*(1/L_ATRegen)*G_sys
P_RX_Regen_dB = 10*np.log10(P_RX_Regen/(0.001))
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$:",P_RX_Regen,"W")
print("Ausgangsleistung des Empfangssystems $P_{RX}$:",P_RX_Regen_dB,"dBm
")
N_i = k*T_ARegen*B
SNR_i_Regen = P_R_Regen/N_i
SNR_i_Regen_dB = 10*np.log10(SNR_i_Regen)
print("SNR am Eingang bei klaren Himmel:",SNR_i_Regen_dB,"dB")
N_o = k*(T_ARegen+T_esys)*B
SNR_o_Regen = P_R_Regen/N_o
SNR_o_Regen_dB = 10*np.log10(SNR_o_Regen)
print("SNR am Ausgang des Empfangssystems:",SNR_o_Regen_dB,"dB")
T_S_Regen = (T_ARegen/L_sys)+T0*(1-(1/L_sys))+T_esys
CNO_Regen = P_RX_Regen/(k*T_S_Regen)
CNO_Regen_dBHz = 10*np.log10(CNO_Regen)

```

```

print("Qualität des Downlinks:", CNO_Regen_dBHz, "dBHz")
Link_Budget_Regen_label = np.array(["Sendeleistung", "EIRP", "Freiraum
- Dämpfung", "Ausrichtungs-Verluste", "Dämpfung\n Atmosphäre",
Empfangene Leistung", "Leistung am Ausgang"])
Link_Budget_Regen = np.array([P_T, EIRP_dBm, EIRP_dBm-L_FR_dB, EIRP_dBm-
L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB, EIRP_dBm-L_FR_dB-L_OR_dB-L_OT_dB-L_ATRegen_dB
, P_R_Regen_dB, P_RX_Regen_dB])
plt.figure("LinkBudget Rain")
plt.title("Link Budget bei Regen")
for i, val in enumerate(Link_Budget_Regen):
    plt.annotate(f'{val:.2f}', (i, val), textcoords="offset points",
                xytext=(0,10), ha='center') # 10 Pkt über dem Punkt
plt.plot(Link_Budget_Regen_label, Link_Budget_Regen, 'o-')
plt.ylabel("Leistung in dBm")
plt.grid()
plt.ylim([-180,90])
plt.xticks(range(len(Link_Budget_Regen_label)), Link_Budget_Regen_label,
           rotation=45)
plt.tight_layout(pad=0.5)
plt.show()

```

Listing 5: Berechnung von Azimut, Elevatin und Skew der Antenne

```

import numpy as np
lat_ant = np.deg2rad(53.055)
long_ant = np.deg2rad(8.78)
lat_sat = np.deg2rad(0)
long_sat = np.deg2rad(25.8)
r_geo = 35790
r_earth = 6378
d_long = long_ant-long_sat
#Berechnung der Azimut
azimut = np.rad2deg(np.arctan((np.tan(d_long))/(np.sin(lat_ant))))+180
print("Azimut:", azimut, " ")
#Berechnung der Elevation
ratio = r_earth/(r_earth+r_geo)
elevation = np.rad2deg(np.arctan((np.cos(lat_ant)*np.cos(d_long)-ratio)
        /(np.sqrt(1-(np.cos(lat_ant)*np.cos(d_long))**2))))
print("Elevation:", elevation, " ")
#Berechnung Skew
offset = 0
skew = np.rad2deg(np.arctan((np.sin(d_long))/(np.tan(lat_ant))))-offset
print("Skew:", skew, " ")

```