



DIPLOMARBEIT

ENTWURF DES KOMMUNIKATIONSSYSTEMS FÜR DEN GOSSAMER-1 SATELLITEN

Vorgelegt am: 31. Januar 2013

Autor: Michael Jetzschmann

Matrikelnummer: 301686

Prüfungsfach: Satellitene Entwurf

Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Klaus Briß (TUB)

Mitberichter: Dr.-Ing. Zizung Yoon (TUB)

Betreuer: Dipl.-Ing. Martin Drobczyk (DLR)

Danksagung

Ich möchte Herrn Prof. Dr.-Ing. Klaus Briß für die praktisch angelegte Ausbildung am Fachgebiet für Raumfahrttechnik der TU-Berlin danken. Sie ermöglichte mir einen leichten Einstieg in die mit dieser Diplomarbeit verbundenen Projektarbeit am DLR in Bremen.

Desweiteren bedanke ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Martin Drobczyk für die Betreuung während der Diplomarbeit und die fruchtbaren Diskussionen und Hilfestellungen.

Insbesondere möchte ich auch Frau Dipl.-Ing. Christina Timm und Herrn Dipl.-Ing. Falk Nohka für ihre Unterstützung in den letzten Monaten danken.

Michael Jetzschmann
Berlin, 31. Januar 2013

ZUSAMMENFASSUNG

Gossamer ist ein Projekt unter der Leitung des Institutes für Raumfahrtsysteme am Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), das von der Europäischen Raumfahrtbehörde (ESA) finanziert wird. Im Rahmen des Projektes werden drei Raumfahrzeuge zur technologischen Demonstration eines Sonnensegelantriebs entworfen. Die drei Missionen werden stufenweise komplexer. Mit Abschluss der dritten Mission soll die Funktionstüchtigkeit des Sonnensegelantriebs nachgewiesen sein. Dazu soll das Raumfahrzeug aus einem mittleren Erdorbit (MEO) mit Hilfe eines Sonnensegels den Bereich der Erdanziehungskraft verlassen und den Mond passieren.

Gossamer-1 soll zunächst die sichere Entfaltung eines 25m² großen Sonnensegels unter Weltraumbedingungen demonstrieren. Der Satellit umkreist die Erde während der zehn Tage dauernden Mission in einer Höhe von etwa 330 km. Die Mission teilt sich in die drei Betriebsphasen Inbetriebnahme, Segelentfaltung und Monitoring & Downlink auf. Die Segelentfaltung wird von mehreren Kameras dokumentiert. Dabei entsteht eine Datenmenge von etwa 300 MB, welche innerhalb weniger Tage zum Bodensegment übertragen werden soll. Der Satellit wird über alle Missionsphasen hinweg vom Deutschen Raumflugkontrollzentrum (GSOC) betrieben werden.

Der Gossamer-1 Satellitenbus basiert auf dem am Institut für Raumfahrtsysteme des DLR entwickelten Nanosatellitenbus CLAVIS. Dieser Bus wurde konzipiert, um Nutzlasten zur Technologieerprobung möglichst kosteneffektiv und nach kurzer Entwicklungszeit im Orbit betreiben zu können. Bei CLAVIS kommen gängige Cubesat Komponenten zum Einsatz.

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wird das Kommunikationssystem für Gossamer-1 entworfen. Dazu werden einleitend grundlegende Begriffe der Satellitenkommunikation erarbeitet. Anschließend wird die Mission und das technische System Gossamer-1 vorgestellt und erste Anforderungen und Randbedingungen an dessen Kommunikationssystem abgeleitet. Weitere Anforderungen werden in der nachfolgenden Systemauslegung aufgestellt. Während der Konzeptentwicklung werden mögliche Anordnungen von Antennen auf dem Raumfahrzeug untersucht und die Komponenten des Kommunikationssystems spezifiziert. Abschließend wird das entwickelte Konzept bewertet und Ansatzpunkte für die weitere Arbeit genannt.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Hiermit erkläre ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und eigenhändig, sowie ausschließlich unter Verwendung der aufgeführten Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe.

Berlin, den 31. Januar 2013

Michael Jetzschmann

VEREINBARUNG ZUR EINRÄUMUNG VON NUTZUNGSRECHTEN

Die Technische Universität Berlin, vertreten durch das Fachgebiet Raumfahrttechnik, kann die Ergebnisse der vorliegenden Abschlussarbeit in Lehre und Forschung weiterverwerten. Sie erhält das einfache (nicht ausschließliche) Nutzungsrecht im Sinne des § 31 Abs. 2 Urheberrechtsgesetz (Urhg). Dieses Nutzungsrecht ist zeitlich unbefristet und umfasst Festlegungen jeglicher Art (z.B. Dokumentationen, Präsentationsunterlagen, Animationen, Fotos, Videos, Geräte, Baugruppen, Verfahren, Konstruktionen, Zeichnungen, Software einschließlich Quellcode, u.ä.m.).

Eine eventuelle wirtschaftliche Verwertung seitens der Universität erfolgt nur mit Zustimmung der Verfasserin/des Verfassers der Abschlussarbeit unter deren/dessen angemessener Beteiligung am Ertrag.

Berlin, den 31. Januar 2013

Michael Jetzschmann

Prof. Dr.-Ing. Klaus Briß

INHALTSVERZEICHNIS

Zusammenfassung	I
Eidesstattliche Erklärung.....	II
Vereinbarung zur Einräumung von Nutzungsrechten	III
Inhaltsverzeichnis	IV
Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis.....	VIII
Anforderungsverzeichnis	IX
Abkürzungsverzeichnis	X
Symbolverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
2 Aufgabenstellung	2
3 Grundlagen der Funktechnik.....	3
3.1 Elektromagnetischer Wellen	3
3.1.1 Ausbreitung elektromagnetischer Wellen	3
3.1.2 Wechselwirkungen elektromagnetischer Wellen	4
3.1.3 Polarisation.....	5
3.1.4 Frequenzspektrum	6
3.2 Antennen	8
3.2.1 Wichtige Kenngrößen	8
3.2.2 Typische Bauformen	11
3.3 Signalübertragung	12
3.3.1 Bandbreite des Übertragungskanals	13
3.3.2 Modulation	14
3.3.3 Kanalcodierung	18
3.4 Auslegung der Funkstrecke.....	20
3.4.1 Sendestrecke.....	21
3.4.2 Übertragungsweg	22
3.4.3 Empfängerstrecke.....	25
3.4.4 Bitfehlerrate.....	28
4 Gossamer-1	33
4.1 Mission.....	33
4.2 Betriebsphasen	34
4.3 Satellitenbus	35
4.4 ITU Anforderungen.....	37
5 Systemauslegung.....	38
5.1 Betrachtungen zum Orbit	38
5.2 Kommunikationsarchitektur.....	43
5.3 Bodenstationsnetzwerk	44
5.4 Datenfluss.....	53
5.5 Datenvolumen	55
5.6 Datenraten	56
5.7 Bitfehlerraten.....	58
6 Konzeptentwicklung	59

6.1	Frequenzen	59
6.2	Antennenanordnung	60
6.3	Systemüberblick	69
7	Funkstreckenbilanzen.....	74
7.1	Downlink.....	75
7.2	Uplink.....	79
8	Konzeptbewertung	83
9	Zusammenfassung.....	85
A	Anhang	86
A.1	Erläuterungen zum Anforderungsformat	86
A.2	Variation der Orbithöhe	88
A.2.1	Auswirkungen auf Orbitparameter.....	88
A.2.2	Geometrische Beziehungen.....	90
A.2.3	Kommunikation und Bodenstation	91
A.3	Inhalt der CD.....	93
	Quellenverzeichnis	94

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1: Elliptische Polarisation	5
Abbildung 2: Übertragungsfenster in der Atmosphäre für elektromagnetische Wellen	6
Abbildung 3: Einteilung der Frequenzbänder nach IEEE und NATO	7
Abbildung 4: Symboldarstellung im Konstellationsdiagramm	17
Abbildung 5: Einflussgrößen der Funkstrecke	20
Abbildung 6: Atmosphärische Dämpfung nach ITU P.R 618.9	24
Abbildung 7: Polarisationsverluste bei elliptischer Polarisation.....	26
Abbildung 8: Strahlungstemperatur der Erde im Ka-Band (ESA / EUTELSAT Model)	28
Abbildung 9: Bitfehlerrate für gängige PSK Verfahren.....	29
Abbildung 10: Codegewinn verschiedener Codierungsverfahren.....	31
Abbildung 11: Verbesserung der Übertragung durch Kanalcodierung	32
Abbildung 12: Möglicher GOS-1 Betriebsablauf	35
Abbildung 13: Beispielanordnung von Komponenten in der CLAVIS Box	36
Abbildung 14: Gossamer-1 Struktur	36
Abbildung 15: Fläche in Flugrichtung für QB50 mit GOS-1 vor der Entfaltung	40
Abbildung 16: Fläche in Flugrichtung von QB50 und GOS-1 nach der Entfaltung.....	40
Abbildung 17: Orbitalen Lebensdauer von GOS-1 mit QB50.....	41
Abbildung 18: GOS-1 und QB50 auf einer Shtil Oberstufe QB50.....	42
Abbildung 19: Orbitalen Lebensdauer von GOS-1 mit QB50 an Shtil Oberstufe.....	42
Abbildung 20: Kommunikation zwischen GOS-1 und Bodensegment.....	44
Abbildung 21: Orbithöhen nach STK Simulation bei 50° Inklination.....	46
Abbildung 22: Orbithöhen nach STK Simulation bei 90° Inklination.....	47
Abbildung 23: Gesamtzugriffszeit über Weilheim während der Commissioning Phase.....	48
Abbildung 24: Passagen über Weilheim während der Commissioning Phase.....	48
Abbildung 25: Gesamtzugriffszeit über Weilheim während der Monitoring Phase	49
Abbildung 26: Weilheim und andere mögliche Bodenstationen.....	50
Abbildung 27: Gesamtzugriffszeit über St. Hubert während der Commissioning Phase	51
Abbildung 28: Passagen über Weilheim und St. Hubert in der Commissioning Phase.....	51
Abbildung 29: Gesamtzugriffszeit über Inuvik während der Monitoring Phase	52
Abbildung 30: Datenfluss der GOSSAMER-1 Mission	54
Abbildung 31: Datenvolumen über die Missionsdauer.....	56
Abbildung 32: Verteilung des Gesamtdatenvolumens Mission.....	56
Abbildung 33: Typische Verstärkung im Fernfeld eines $\lambda/4$ Monopols.....	60
Abbildung 34: Typische Verstärkung im Fernfeld einer RHCP Patchantenne.....	61
Abbildung 35: Antennengewinn bei Monopol oben und seitlich auf GOS-1 und QB50	63
Abbildung 36: Antennengewinn bei 2 Patchantennen seitlich an GOS-1 auf QB50.....	64
Abbildung 37: Antennengewinn bei 3 Patchantennen oben und seitlich an GOS-1	65
Abbildung 38: Antennengewinn bei Patchantenne oben auf GOS-1 und unter QB50	66
Abbildung 39: Antennengewinn bei Patchantenne oben auf GOS-1 und an einem Ausleger. 67	
Abbildung 40: Konzept 1 – Gemeinsame Send- und Empfangsantenne.....	72
Abbildung 41: Konzept 2 – Separate Send- und Empfangsantenne.....	72
Abbildung 42: Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte für Downlink nach Weilheim.....	77
Abbildung 43: Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte für Downlink nach Neustrelitz ...	77

Abbildung 44: Leistungsflussdichte am Boden über Elevation	78
Abbildung 45: Leistungsflussdichte am Boden über Orbithöhe	79
Abbildung 46: Rauschtemperaturen der GOS-1 Empfängerstrecke	80
Abbildung 47: Umlaufdauer für einen Kreisorbit	88
Abbildung 48: Geschwindigkeiten im Kreisorbit	89
Abbildung 49: Abstand Satellit – Bodenstationsantenne	90
Abbildung 50: Winkelgröße der Erde vom Satelliten aus gesehen	91
Abbildung 51: Mittlere Dauer einer Bodenstationspassage	91
Abbildung 52: Maximale Nachführungsgeschwindigkeit der Bodenstationsantenne	92
Abbildung 53: Signallaufzeiten von der Sende- zur Empfangsantenne	92

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 1: Frequenzbereiche für Raumfahrtendienste	8
Tabelle 2: Richtcharakteristiken von Antennen	11
Tabelle 3: Antennenbauformen und typische Eigenschaften	12
Tabelle 4: Grundarten der digitalen Modulation	15
Tabelle 5: Grad der Vorwärts- und Rückwärtskorrektur nach Hamming-Abstand	19
Tabelle 6: Faraday Rotation und ionosph. Szintillation über Amerika bei 30° Elevation	25
Tabelle 7: Vorläufige Eckdaten des Gossamer-1 Satelliten	37
Tabelle 8: Eingangsparmeter zur Abschätzung der Orbitalen Lebensdauer	40
Tabelle 9: Parameter zur Abschätzung der Orbitalen Lebensdauer mit Shtil Oberstufe	41
Tabelle 10: Verfügbare Antennentypen in Weilheim	45
Tabelle 11: Eckdaten der 15m S-Band Antennen in Weilheim	45
Tabelle 12: STK Orbitalsimulationsparameter	46
Tabelle 13: Passagen über Weilheim während der Commissioning Phase	48
Tabelle 14: Passagen über Weilheim während der Monitoring Phase	49
Tabelle 15: Eckdaten der Bodenstationsantennen in Neustrelitz	50
Tabelle 16: Passagen über Weilheim und St. Hubert während der Commissioning Phase	52
Tabelle 17: Passagen über Weilheim und Inuvik während der Monitoring Phase	53
Tabelle 18: Berechnung der Datenrate im Downlink	57
Tabelle 19: ITU Grenzwert für S- und X-Band	59
Tabelle 20: Vergleich der Antennenanordnungen	69
Tabelle 21: Schnittstellenspezifikation des S-Band Kommunikationssystems	70
Tabelle 22: Spezifikation des S-Band Senders TXS1000	71
Tabelle 23: Spezifikation des S-Band Empfängers RXS4	71
Tabelle 24: Spezifikation der Patchantennen	73
Tabelle 25: Kosten des Kommunikationssystems	73
Tabelle 26: Volumen, Masse und Leistungsbedarf des Kommunikationssystem	73
Tabelle 27: Eingangswerte für die Funkstreckenbilanz	74
Tabelle 28: Funkstreckenbilanz Downlink	76
Tabelle 29: Funkstreckenbilanz Uplink	81
Tabelle 30: Erfüllung der Anforderungen	83

ANFORDERUNGSVERZEICHNIS

Randbedingungen

CC-1: Design to Cost	33
CC- 2: Frequenzkoordination.....	37
CC- 3: Leistungsflussdichte am Boden	37
CC- 4: Bandbreite.....	37

Funktionale Anforderungen

CR-FUN- 1: Empfang von TC	54
CR-FUN- 2: Übertragung von TM.....	54

Operationelle Anforderungen

CR-OPR-1: Empfangsbereitschaft	37
CR-OPR- 2: Missionsbetrieb	53
CR-OPR- 3: Primäre TT&C Station	53
CR-OPR- 4: CCSDS	53

Technische Anforderungen

CR-TEC-1: Orbitinklination	34
CR-TEC-2: Ausrichtung des RX - Systems	34
CR-TEC-3: Ausrichtung des TX - Systems	34
CR-TEC-4: COTS-Komponenten	36
CR-TEC- 5: Bluetooth	37
CR-TEC- 6: Orbithöhe	43
CR-TEC- 7: In-Orbit Lebensdauer.....	43
CR-TEC- 8: BS-Kompatibilität.....	53
CR-TEC- 9: Datenrate Downlink.....	58
CR-TEC- 10: Datenrate Uplink.....	58
CR-TEC- 11: Bitfehlerrate Uplink	58
CR-TEC- 12: Bitfehlerrate Downlink	58

Schnittstellen Anforderungen

CR-INT- 1: Datenleitung für TC.....	54
CR-INT- 2: Datenleitung für TM.....	55
CR-INT- 3: Steuerungsdatenleitung.....	55
CR-INT- 4: Übertragungsrate Tx-Bus	58

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

AGI	Analytical Graphics, Inc.
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
BHC	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BS	Bodenstation
BSDU	Boom&Sail Deployment Unit
CCSDS	Consultive Committee for Space Data Systems
COTS	Commercial Off The Shelf
CSCU	Central Sailcraft Unit
DAS	Debris Assessment Software
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
ESA	European Space Agency
FEKO	Feldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche
FSK	Frequency Shift Keying
GOS	Gossamer
GSOC	German Space Operation Center
HK	Housekeeping Daten
IARU	International Amateur Radio Union
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IKAROS	Interplanetary Kite-craft Accelerated by Radiation Of the Sun
ISS	International Space Station
JAXA	Japan Aerospace Exploration Agency
JPEG	Joint Photographic Experts Group
LEO	Low Earth Orbit
LHCP	Left Hand Circular Polarisation
MEO	Mean Earth Orbit
MLFMM	Multi-Level Fast Multipole Method
MoM	Method of Moments
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NATO	North Atlantic Treaty Organization
OBC	On Board Computer
OOK	On Off Keying
PFD	Power Flux Density
P-POD	Poly-PicoSatellite Orbital Deployer
PSK	Phase Shift Keying
RHCP	Right Hand Circular Polarisation
RS	Reed-Solomon
RTU	Remute Terminal Unit
Rx	Receiver
SSM	Sail Spool Mechanism
STK	System Toolkit
TM	Telemetry
TU	Technische Universität
Tx	Transmitter
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

SYMBOLVERZEICHNIS

Konstanten

c_0	=	299 792, 458 km/s	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [5]
GM	=	$398\,600,441\,8 \times 10^9 \text{ km}^3/\text{s}^2$	Gravitationskonstante der Erde [6]
r_{erd}	=	6378, 13649 km	Erdradius am Äquator [6]
k	=	$1,380650 \times 10^{-23} \text{ J/K}$	Boltzmannkonstante [5]

Formelzeichen

A	Fläche
a	Auslegungsfaktor bei PSK Modulation
B	Bandbreite
BER	Bitfehlerrate
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen
C	Kanalkapazität
d	Abstand
D	Durchmesser
E	Elektrisches Feld
E_b	Energie pro Bit
$EIRP$	Äquivalente isotrope Sendeleistung
EL	Elevation
f	Frequenz
F	Rauschzahl
G	Antennengewinn
G/T	Güte des Empfangssystems
k	Anzahl der Informationsbits in einem Datenpaket
L	Dämpfung
M	Anzahl diskreter Zustände in einem digitalen Signal
m	Masse
n	Gesamtlänge eines Datenpaketes
N_0	spektrale Rauschleistung
P	Leistung
PFD	Leistungsflussdichte
R	Datenrate
r	Radius
S	Leistungsdichte
t	Zeit, Zeitintervall, oder Dauer
T	Temperatur
$VSWR$	Stehwellenverhältnis
α	Winkel
Γ	Bandbreiteneffizienz
ε	Permittivität
η	Wirkungsgrad
Θ	Winkel (bei Polarkoordinaten)
λ	Wellenlänge
μ	Permeabilität
ρ	Code-Rate
φ	Winkel (bei Polarkoordinaten)
ω	Winkelgeschwindigkeit

Indizes

<i>atm</i>	Atmosphäre
<i>bit</i>	Bit
<i>BS</i>	Bodenstation
<i>cod</i>	codiert
<i>eff</i>	effektiv
<i>erd</i>	Erde
<i>fed</i>	Speisung (Feeder)
<i>fsp</i>	Freier Raum
<i>gas</i>	Atmosphärische Gase
<i>iso</i>	isotrop
<i>line</i>	Kabel
<i>max</i>	Maximalwert
<i>min</i>	Minimalwert
<i>mte</i>	Mitte
<i>N</i>	Rauschleistung
<i>Nyq</i>	Nyquist
<i>obn</i>	oben
<i>pbl</i>	parabol
<i>pol</i>	Polarisation
<i>pth</i>	Übertragungsweg
<i>R</i>	Empfängerstrecke
<i>ref</i>	Referenz
<i>rgn</i>	Regen
<i>Rx</i>	Empfänger
<i>Sat</i>	Satellit
<i>Sha</i>	Shannon
<i>sig</i>	Signal
<i>sym</i>	Symbol
<i>sys</i>	System
<i>szn</i>	Szintillation
<i>T</i>	Sendestrecke
<i>Tx</i>	Sender
<i>utn</i>	unten
\emptyset	Fehlausrichtung einer Antenne

1 EINLEITUNG

Schon die Raumfahrtpioniere Hermann Oberth und Konstantin Ziolkowski zogen den Strahlungsdruck der Sonne als mögliche Antriebskraft für Raumfahrzeuge in Betracht. Ende der fünfziger Jahre des letzten Jahrhunderts griff der US-amerikanische Physiker Richard Gerwin dieses Konzept auf. Er schlug Sonnensegel als möglichen Raumfahrtantrieb vor und prägte damit erstmalig den Begriff „Sonnensegeln“. 2010 testete die japanische Raumfahrtbehörde JAXA mit der Sonde IKAROS erstmals erfolgreich einen Sonnensegelantrieb. Etwa ein Jahr später startete die NASA mit NanoSail-D2 einen Satelliten, der mit Hilfe eines Sonnensegels erfolgreich den Wiedereintritt in die Atmosphäre aus einem erdnahen Orbit beschleunigte. Mit Gossamer soll nun der erste in Deutschland entwickelte Sonnensegelantrieb im Orbit getestet werden.

Das Raumfahrzeug wird am Institut für Raumfahrtssysteme des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) in Bremen entwickelt. Das von der Europäischen Raumfahrtbehörde ESA finanzierte Projekt ist in drei aufeinander folgende Missionen mit steigender Komplexität unterteilt. In der ersten Mission soll zunächst die Entfaltung eines 25m² großen Sonnensegels in einem niedrigen Erdorbit demonstriert werden. Dazu wird der Nanosatellit Gossamer-1 (GOS-1) als sekundäre Nutzlast mit der QB50 Mission, voraussichtlich 2015, starten. QB50 ist ein Schwarm aus etwa 50 Cubesats, welche verschiedene Parameter der Atmosphäre in einer Höhe von etwa 100 bis 300 km erfassen sollen.

Das Entfaltungsexperiment schließt sich an die Separation der Cubesats an. Mehrere Kameras an Bord von GOS-1 werden das Aufspannen des Sonnensegels dokumentieren. Zusätzlich zeichnen verschiedene Sensoren das Schwingungsverhalten der Segelstruktur auf. Neben der Entfaltung sollen neuartige Dünnschichtsolarzellen getestet werden, die auf die Segelfolie aufgebracht sind. Spätestens 5 Tage nach der Entfaltung gilt die Mission als beendet.

Das Ziel dieser Diplomarbeit ist es ein Kommunikationssystem für GOS-1 zu entwerfen, mit dessen Hilfe die an Bord generierten Daten zur weiteren Auswertung zum Boden übertragen werden können. Die Aufgabenstellung wird im Folgenden definiert.

2 AUFGABENSTELLUNG

Im Rahmen dieser Arbeit soll das Kommunikationssystem für Gossamer-1 entworfen werden. Dies beinhaltet die Auslegung und Spezifikation zu verwendender Komponenten und Übertragungsverfahren, sowie die Definition von Schnittstellen auf Hard- und Softwareseite. Die praktischen Arbeiten umfassen im Wesentlichen:

- Identifizieren von Systemtreibern
- Formulieren von Anforderungen
- Festlegen des Bodenstationsnetzwerkes
- Analyse der Kontaktzeiten zwischen Bodensegment und Raumfahrzeug
- Entwurf der Kommunikationsarchitektur
- Definition von Schnittstellen zu anderen Subsystemen des Raumfahrzeugs
- Festlegen der Modulationsart
- Definition der zu verwendenden Protokolle
- Auswahl des Kodierungsverfahrens und Festlegung der Datenraten
- Erstellen von Funkstreckenbilanzen
- Analyse des Abstrahlverhaltens der Antennen im Zusammenhang mit dem Satelliten
- Auswahl und Spezifikation von Komponenten

3 GRUNDLAGEN DER FUNKTECHNIK

Die Kommunikation zwischen einem Satelliten und dem Betriebspersonal am Boden wird mit Hilfe von Funktechnik realisiert. In diesem Kapitel wird zunächst ein grober Überblick über das komplexe Thema gegeben. Damit sollen die wichtigsten Grundbegriffe eingeführt werden, die für das Verständnis der Funktionsweise und die Auslegung der Komponenten eines Kommunikationssystems unerlässlich sind.

3.1 Elektromagnetischer Wellen

Analoge und digitale Informationen können mit Hilfe elektromagnetischer Wellen kabellos übertragen werden. In den folgenden Abschnitten werden grundlegende Eigenschaften elektromagnetischer Wellen erarbeitet.

3.1.1 Ausbreitung elektromagnetischer Wellen

Eine elektromagnetische Welle überträgt Energie durch den Raum. Sie besteht aus einer elektrischen und einer magnetischen Feldkomponente. Die Energie wird alternierend im magnetischen und im elektrischen Feld gespeichert. Es entsteht eine elektromagnetische Schwingung. Die zeitliche Änderung des elektrischen Feldes ist verbunden mit einer räumlichen Änderung des magnetischen Feldes. Entsprechend bewirkt auch die zeitliche Änderung des magnetischen Feldes eine räumliche Änderung des elektrischen Feldes. Zusammen verursachen die periodisch wechselnden Felder eine durch den Raum fortschreitende Welle. Die Vektoren von elektrischem und magnetischem Feld stehen per Definition senkrecht aufeinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Die Frequenz f der Schwingung ist proportional zur Wellenlänge λ . Proportionalitätskonstante ist die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit c [5]:

$$c = \lambda \cdot f \quad (3-1)$$

Elektromagnetische Wellen breiten sich im Vakuum mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 aus. Durchdringen sie ein Medium hängt die Ausbreitungsgeschwindigkeit von der Permittivität ϵ und der Permeabilität μ des Stoffes ab und wird damit frequenzabhängig. Allgemein gilt der Zusammenhang [5]:

$$c_0^2 = \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0} \quad (3-2)$$

Die Signallaufzeit t_{sig} lässt sich in guter Näherung über den Abstand d zwischen Sende- und Empfangsantenne ermitteln [30]:

$$t_{sig} = \frac{d}{c} \quad (3-3)$$

Durch die relative Bewegung des Satelliten zur Bodenstation wird die Wellenlänge des ausgesendeten Signals verändert. Diese Abweichung wird Dopplerverschiebung genannt. Bewegt sich der Sender auf den Empfänger zu, verkürzt sich die Wellenlänge und die Frequenz steigt. Entfernt sich der Sender vom Empfänger, dann vergrößert sich der Abstand zwischen den Wellenbergen und Frequenz wird kleiner. Die Dopplerverschiebung setzt sich aus einem longitudinalen und einem transversalen Anteil zusammen. Da die Geschwindigkeit von Raumfahrzeugen deutlich kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist, kann der transversale Anteil vernachlässigt werden. Der longitudinale Anteil berechnet sich aus dem Verhältnis der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit c zur relativen Geschwindigkeit v_{rel} zwischen Sender und Empfänger. Die Relativgeschwindigkeit ist positiv wenn sich der Sender auf den Empfänger zubewegt, sonst ist sie negativ. Eine vom Satelliten ausgestrahlte Welle mit der Frequenz $f_{Tx,Sat}$ hat von der Bodenstation aus betrachtet die Frequenz $f_{Rx,BS}$ [30]:

$$f_{Rx,BS} = f_{Tx,Sat} \sqrt{\frac{c + v_{rel}}{c - v_{rel}}} \quad (3-4)$$

Kann der Empfänger eines Satelliten die Frequenz nicht eigenständig nachführen, muss die Frequenz bereits beim Senden von der Bodenstation aus Doppler-korrigiert werden. Dabei ergeben sich umgekehrte Vorzeichen für die Relativgeschwindigkeiten:

$$f_{Tx,BS} = f_{Rx,Sat} \sqrt{\frac{c - v_{rel}}{c + v_{rel}}} \quad (3-5)$$

3.1.2 Wechselwirkungen elektromagnetischer Wellen

Durchdringen elektromagnetische Wellen ein Medium, kommt es zu Wechselwirkungen mit den darin enthaltenen Ladungsträgern. Aufgrund dieser Wechselwirkung nimmt die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in der Atmosphäre ab. Durch die Geschwindigkeitsänderung wird die Welle zum Erdmittelpunkt hin gebrochen. Die Stärke der Ablenkung ist abhängig von der Wellenlänge. Beim Übergang von einem optisch dichteren in ein optisch dünneres Medium kommt es ab einem bestimmten Einfallswinkel zur Totalreflexion, d.h. die Welle wird an der Grenzschicht zurückgeworfen.

Trifft eine Welle auf ein Hindernis, wird sie ebenfalls abgelenkt. Dieses Phänomen wird Beugung genannt. Je größer die Wellenlänge im Vergleich zum Hindernis ist, desto stärker ist die Ablenkung der Welle. Beugung ermöglicht den Empfang einer Welle auch in abgeschatteten Regionen.

Stößt die Welle auf eine glatte Oberfläche, wird sie zurück reflektiert. Das reflektierte Signal ist in seiner Phase um 180° gedreht. Ist die Oberfläche in Bezug auf die Wellenlänge rau, dann wird die Welle diffus reflektiert. D.h. sie wird in verschiedene Richtungen gestreut. Streuung kann auch durch kleine reflektierende Partikel in der Atmosphäre, wie Staub oder Wassertröpfchen, verursacht werden. Insbesondere bei Wellenlängen unterhalb von 10 cm

können Wolkenfelder, Regen und Nebel eine Welle stark streuen (siehe Kap.3.4.2). Durch die Streuung geht der Welle Energie verloren. Der Energieverlust wird auch Dämpfung genannt.

Absorption führt in der Atmosphäre erst bei kürzeren Wellenlängen im Millimeterbereich zu spürbaren Dämpfungen. Grund für die Absorption sind Reaktionen mit dem molekularen Sauerstoff und dem nicht kondensierten Wasserdampf in der Atmosphäre. Dabei wird ein Teil der Wellenenergie in Wärme umgesetzt. Die Stärke der Absorption ist frequenzabhängig und nimmt mit steigender Weglänge durch die Atmosphäre zu. Zudem steigt mit der Temperatur und der relativen Luftfeuchte der Wasserdampfgehalt in der Atmosphäre, was ebenfalls die Absorption verstärkt.

3.1.3 Polarisation

Die Schwingungsrichtung der Welle wird als Polarisation bezeichnet. Sie wird bezogen auf das elektrische Feld angegeben. Es wird zwischen linearer und zirkularer Polarisation unterschieden. Bei linear polarisierten Wellen schwingt das elektrische Feld in einer konstanten Richtung. In der Antennentechnik ist eine Welle vertikal polarisiert, wenn das elektrische Feld senkrecht zur Horizontalebene der Erde steht. Dementsprechend ist sie horizontal polarisiert, wenn das elektrische Feld parallel zur Horizontalebene ist. Bei zirkular polarisierten Wellen ist die elektrische und die magnetische Schwingung phasenverschoben. Der Betrag der Amplitude ist konstant. Der Amplitudenvektor rotiert aber um die Ausbreitungsrichtung. Je nach Drehrichtung wird zwischen linksdrehender und rechtsdrehender Polarisation unterschieden. Linksdrehende Polarisation (LHCP) bedeutet, dass der E-Feld Vektor, aus der Blickrichtung des Senders, gegen den Uhrzeigersinn rotiert. Bei rechtsdrehender zirkularer Polarisation (RHCP) rotiert der E-Feld Vektor entsprechend im Uhrzeigersinn. Gegensätzliche Polarisationsrichtungen, also horizontal und vertikal bzw. links- und rechtsdrehend, werden als orthogonale Polarisationsrichtung bezeichnet.

Neben ihrer Richtung ist die Polarisation über das Achsverhältnis definiert als der Quotient vom Maximalwert des elektrischen Feldes E zu dessen Minimalwert (siehe Abbildung 1). Linear polarisierte Wellen haben ein unendlich großes Achsverhältnis. Das Achsverhältnis zirkular polarisierter Wellen ist 1. Zirkulare Polarisation ist ein Sonderfall der elliptischen Polarisation, wie sie in Abbildung 1 dargestellt ist.

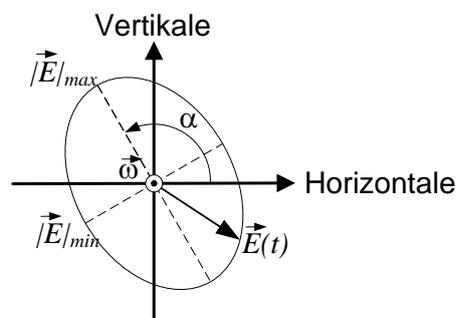


Abbildung 1: Elliptische Polarisation: Die Welle bewegt sich aus der Blattebene heraus. Der Vektor des elektrischen Feldes $\vec{E}(t)$ rotiert mit der Winkelgeschwindigkeit ω um den Ursprung. Die Längen von großer und kleiner Halbachse entsprechen der minimalen und maximalen Feldstärke. Die Neigung der Ellipse zur Horizontalen ist durch den Winkel α definiert. Abbildung übernommen aus *Satellite Communications Systems*[4].

Wenn eine elektromagnetische Welle die Ionosphäre durchdringt, dreht sich ihre Polarisationsrichtung durch den Faraday-Effekt. Auch wenn sich ein Raumfahrzeug mit seiner Antenne dreht, ändert sich die Polarisationsrichtung der abgestrahlten Welle im Bezug auf die Bodenstationsantenne. Aus diesem Grund eignen sich für die Kommunikation zwischen Erdstationen und umlaufenden Satelliten zirkular polarisierte Trägerwellen besser. Aber auch zirkular polarisierte Wellen werden durch die Ionosphäre beeinflusst. Auf dem Übertragungsweg ändert sich das Achsverhältnis und die Polarisation wird zunehmend elliptischer.

Um Polarisationsverluste beim Übertragen von Signalen gering zu halten, sollte die Empfangsantenne für die Polarisation der empfangenen Welle optimiert sein. Zirkular polarisierte Antennen können im Allgemeinen auch linear polarisierte Wellen empfangen, allerdings wird die Amplitude der empfangenen Welle etwa um die Hälfte gedämpft. Bei zirkular polarisierten Wellen muss die Drehrichtung mit der der Sendeantenne übereinstimmen. Wellen mit entgegengesetzt drehender Polarisation werden sehr stark gedämpft und können deshalb nicht empfangen werden.

3.1.4 Frequenzspektrum

Für die Übertragung von Informationen werden Wellenlängen aus dem Bereich der Radiowellen bis hin zum sichtbaren Bereich verwendet. Für die Satellitenkommunikation spielen Radio und Mikrowellen die wichtigste Rolle, wobei der Trend hin zu immer kurzwelligeren Bändern geht. Das nutzbare Frequenzspektrum ist durch die oben beschriebenen Wechselwirkungen mit der Atmosphäre eingeschränkt. In bestimmten Frequenzbereichen werden die Wellen durch die Atmosphäre sehr stark gedämpft und erreichen nicht die Erdoberfläche. (siehe Abbildung 2).

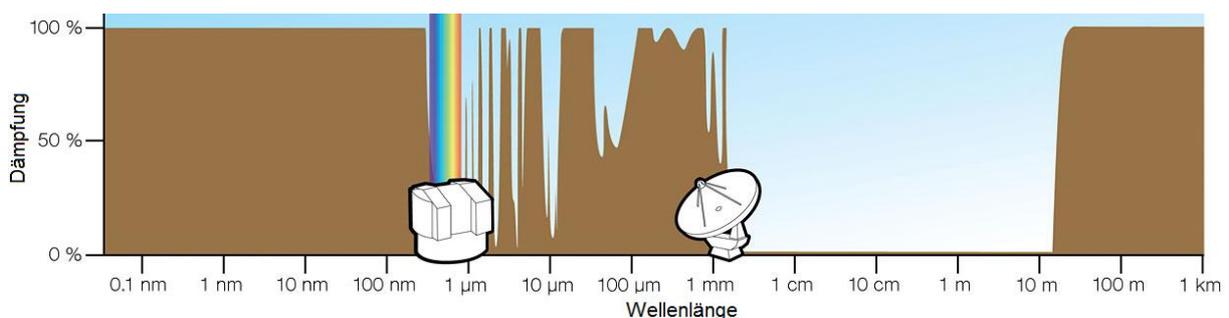


Abbildung 2: Übertragungsfenster in der Atmosphäre für elektromagnetische Wellen: Der braune Bereich gibt die Stärke der Dämpfung an. Bei 100% Dämpfung erreicht die elektromagnetische Welle nicht die Höhe des Meeresspiegels. Abbildung übernommen von ESO [39].

Wellen mit Frequenzen unterhalb von 3 MHz werden zum großen Teil absorbiert. Im Bereich zwischen 3 und 30 MHz werden die Wellen von der Ionosphäre vollständig reflektiert. Erst bei höheren Frequenzen ab etwa 100 MHz können die Wellen sie durchdringen. Es werden Frequenzen bis etwa 30 GHz genutzt. Darüber nimmt die atmosphärische Dämpfung wieder stark zu, sodass deren Nutzung für die Kommunikation zwischen Satellit und Bodenstation unwirtschaftlich ist. Für die Kommunikation zwischen Satelliten hingegen sind diese Bereiche interessant, weil die Atmosphäre die Satelliten gegen Störsignale von der Erde abschirmt.

Die Frequenzen werden in verschiedene Bereiche eingeteilt. Für die Bereiche existieren unterschiedliche Definitionen und Bezeichnungen. In Abbildung 3 sind die historisch gewachsenen Bezeichnungen nach IEEE und die neuere Einteilung der NATO gegenübergestellt. In der Raumfahrt werden üblicher Weise die IEEE Bezeichnungen verwendet.

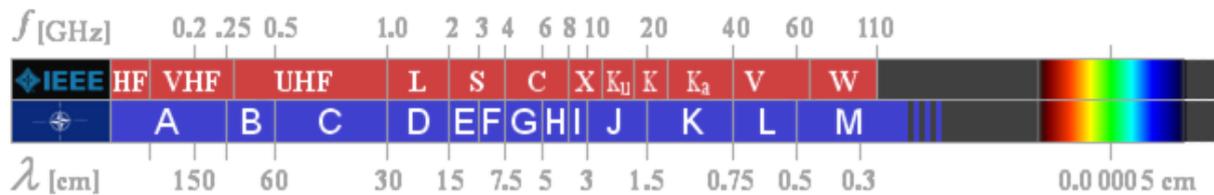


Abbildung 3: Einteilung der Frequenzbänder nach IEEE und NATO: Oben die Einteilung nach dem Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), unten die NATO Einteilung. Abbildung übernommen von Christian Wolff [45].

Damit sich verschiedene Funkdienste nicht gegenseitig stören, wird die Frequenzvergabe von der Internationalen Fernmeldeunion (ITU) koordiniert. Das Frequenzspektrum wurde von der ITU in kleinere Bereiche eingeteilt. Die Frequenzbereiche sind für bestimmte Dienste reserviert um eine möglichst effiziente Nutzung zu gewährleisten. Die wichtigsten Dienste für Raumfahrtanwendungen sind:

- Raumfahrtbetrieb (*Space Operation Service*): Für den Betrieb von Raumfahrzeugen, insbesondere für Tracking, Telemetrie und Telekommandierung (TT&C).
- Weltraumforschung (*Space Research Service*): Für Datenübertragungen von und zu Raumfahrzeugen im Zusammenhang mit wissenschaftlicher Forschung und Technologieerprobung.
- Erdfernerkundung (*Earth Exploration Service*): Für Datenübertragungen von Erdbeobachtungssatelliten.
- Funkdienst für feststehende Satelliten (*Fixed Satellite Service*): Funkübertragungen zu geostationären Satelliten.
- Funkdienst zwischen Satelliten (*Intersatellite Service*): Für Datenübertragungen zwischen Satelliten.

Für die Raumfahrtendienste wird grundsätzlich nach der Übertragungsrichtung unterschieden. Es gibt es die Übertragungsrichtungen von der Erde ins Weltall, vom Weltall zur Erde und vom Weltall ins Weltall. Außerdem wird zwischen erdfernen und erdnahen Missionen unterschieden. Raumfahrzeuge mit Orbithöhen unter 2 Mio. km fallen unter erdnahe Missionen (Kategorie A), Raumfahrzeuge, die mehr als 2 Mio. km von der Erdoberfläche entfernt sind, werden als erdferne Missionen (Kategorie B) bezeichnet. Frequenzbereiche, die keine Einteilung in eine Kategorie enthalten, sind grundsätzlich für erdferne und erdnahe offen [26]. In Tabelle 1 sind einige Frequenzbereiche für Raumfahrtfunkdienste aufgelistet.

Neben den dort genannten Bereichen werden auch Amateurfunkfrequenzen für die Satellitenkommunikation verwendet. Die entsprechenden Satelliten werden dann auch immer von Funkamateuren betrieben und müssen Amateurfunkdienste anbieten. Die Kommunikationssysteme der Amateurfunksatelliten müssen sich neben den ITU Bestimmungen auch an die Regeln der Internationalen Amateurfunkunion (IRAU) halten.

Tabelle 1: Frequenzbereiche für Raumfahrtdienste

Frequenzband	Einheit	Dienste (Auswahl)	Richtung
400,15 bis 401,00	MHz	Weltraumforschung Kat. A	Weltraum → Erde
401 bis 402	MHz	Raumfahrtbetrieb	Weltraum → Erde
449,75 bis 450,25	MHz	Raumfahrtbetrieb	Erde → Weltraum
1427 bis 1429	MHz	Raumfahrtbetrieb	Erde → Weltraum
1525 bis 1535	MHz	Raumfahrtbetrieb	Weltraum → Erde
2025 bis 2100	MHz	Raumfahrtbetrieb; Weltraumforschung Kat. A	Erde → Weltraum
2100 bis 2120	MHz	Weltraumforschung Kat. B	Erde → Weltraum
2200 bis 2290	MHz	Raumfahrtbetrieb; Erdfernerkundung; Weltraumforschung Kat. A	Weltraum → Erde
2290 bis 2300	MHz	Weltraumforschung Kat. B	Weltraum → Erde
7125 bis 7145	MHz	Raumfahrtbetrieb;	Erde → Weltraum
7145 bis 7190	MHz	Weltraumforschung Kat. B	Erde → Weltraum
7190 bis 7235	MHz	Weltraumforschung Kat. A	Erde → Weltraum
8025 bis 8400	MHz	Erdfernerkundung	
8400 bis 8450	MHz	Weltraumforschung Kat. B	Weltraum → Erde
8450 bis 8500	MHz	Weltraumforschung Kat. A	Weltraum → Erde
12,75 bis 13,25	GHz	Weltraumforschung Kat. B	Weltraum → Erde
13,25 bis 13,4	GHz	Weltraumforschung Kat. A	Erde → Weltraum
14,4 bis 14,47	GHz	Weltraumforschung Kat. A	Weltraum → Erde
16,6 bis 17,1	GHz	Weltraumforschung Kat. B	Erde → Weltraum
31,8 bis 32,3	GHz	Erdfernerkundung; Weltraumforschung Kat. A	Weltraum → Erde

Quelle: CCSDS 411.0-G-3 [26]

3.2 Antennen

Elektromagnetische Wellen werden mit Hilfe von Antennen aus leitungsgebundenen Signalen erzeugt bzw. in leitungsgebundene Signale umgewandelt. Um die dabei entstehenden Verluste möglichst gering zu halten, müssen die Antennen auf den Frequenzbereich und ihren Einsatzzweck abgestimmt werden. Deshalb sollen an dieser Stelle die wichtigsten Begriffe für die Auswahl und Spezifizierung von Antennen eingeführt werden. Anschließend werden die Eigenschaften typischer Bauformen erläutert.

3.2.1 Wichtige Kenngrößen

Die Antenne ist das Koppelglied zwischen der Sende- bzw. Empfangsstrecke und der Funkstrecke. Ihre Abmessungen liegen in der Größenordnung der Wellenlänge. Antennen, die deutlich kleiner sind als die Wellenlänge, haben generell einen schlechteren Wirkungsgrad.

Ein weiterer Faktor, der den Wirkungsgrad einer Antenne maßgeblich bestimmt, ist die Impedanzanpassung der Antenne an ihre Speiseleitung. Dort wo es im Signalweg Änderungen in der Impedanz gibt, wird ein Teil der Signalleistung zurück zum Sender reflektiert. Die Reflektion erzeugt eine stehende Welle, deren Verhältnis zum Sendesignal als Stehwellenverhältnis (*VSWR*) bezeichnet wird. Ein Stehwellenverhältnis von eins bedeutet, dass nichts vom Signal zurück reflektiert wird. Die eingespeiste Leistung wird dann zu 100% an der Antenne umgesetzt. Geht das Stehwellenverhältnis gegen unendlich, wird das Signal

vollständig reflektiert und erreicht nicht den Radiator der Antenne. Das $VSWR$ bei Antennen liegt üblicher Weise in der Größenordnung 1,5 bis 2. Über das Stehwellenverhältnis kann die reflektierte Leistung aus der eingespeisten Sendeleistung P_{Tx} berechnet werden [30]:

$$P_{VSWR} = P_{Tx} \frac{(VSWR - 1)^2}{(VSWR + 1)^2} \quad (3-6)$$

Der Leistungsverlust im Signal L_{VSWR} , auch Rückflussdämpfung genannt, berechnet sich über [30]:

$$L_{VSWR}[dB] = -10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{Tx} - P_{VSWR}}{P_{Tx}} \right) = -10 \cdot \log_{10} \left(1 - \frac{(VSWR - 1)^2}{(VSWR + 1)^2} \right) \quad (3-7)$$

Die Impedanz am Antennenanschluss ist stark frequenzabhängig. Die Bandbreite einer Antenne bestimmt den Frequenzbereich, in dem das Stehwellenverhältnis annähernd konstant bleibt. Antennen, bei denen das Stehwellenverhältnis innerhalb einer Oktave kleiner 2 bleibt, werden als Breitbandantennen bezeichnet¹. Bei Breitbandantennen wird die Bandbreite als Verhältnis von oberer zu unterer Grenzfrequenz definiert. Für Schmalbandantennen hingegen wird die Bandbreite als die maximal zulässige Abweichung von der Mittenfrequenz in Prozent angegeben. Die geringere Frequenzabhängigkeit bei Breitbandantennen bedingt in der Regel die Verschlechterung anderer Parameter. Neben dem Stehwellenverhältnis ändern sich auch Polarisation und Richtwirkung nur minimal innerhalb der definierten Bandbreite.

Die Polarisation einer Antenne sollte auf die Polarisation der empfangen Welle abgestimmt sein. Weichen die Polarisationsrichtungen voneinander ab, entstehen Polarisationsverluste. Bei der orthogonalen Polarisationsrichtung wird das Signal annähernd vollständig gedämpft. Aus den im Abschnitt 3.1.3 genannten Gründen sind Bodenstationsantennen meist für zirkuläre Polarisation ausgelegt. Diese Antennen können auch linear polarisierte Wellen empfangen. Die Signalstärke ist dann aber wegen der Polarisationsverluste um die Hälfte gedämpft. Gestreckte Antennen, wie Dipolantennen, strahlen grundsätzlich linear polarisierte Wellen ab. Die Polarisationsrichtung stimmt mit der Drahrichtung überein. Zirkuläre Polarisation wird entweder durch die Geometrie, wie bei Helixantennen, oder durch eine phasenverschobene Speisung, wie bei Patchantennen, erreicht. Je mehr die Frequenz einer zirkular polarisierten Welle von der Mittenfrequenz der Sendantenne abweicht, desto elliptischer wird ihre Polarisation.

Es kann zwischen Rundstrahl- und Richtstrahlantennen unterschieden werden. Richtstrahlantennen bündeln die Leistung in eine bestimmte Richtung. Rundstrahlantennen geben die Leistung gleichmäßig in alle Raumrichtungen ab. Die ideale Rundstrahlantenne wird als isotroper Strahler bezeichnet. Er wird als theoretische Größe herangezogen, mit deren Hilfe die Richtwirkung von Antennen beziffert werden kann. Der isotrope Strahler erzeugt beim Senden eine Kugelwelle, deren Leistungsdichte S_{iso} quadratisch mit dem Abstand r abnimmt. Bei eingespeister Leistung P_{ant} gilt [1]:

¹ Bei einem Frequenzbereich der eine Oktave umfasst ist die größte Frequenz doppelt so groß wie die kleinste.

$$S_{iso} = \frac{P_{ant}}{4\pi r^2} \quad (3-8)$$

Ein isotroper Strahler ist technisch nicht realisierbar. Alle Antennen besitzen eine gewisse Richtwirkung. Die Regionen, in denen die Leistungsdichte gebündelt wird, werden als Keulen bezeichnet. Die Keule mit der größten Richtwirkung heißt Hauptkeule. Außer der Hauptkeule hat jede Antenne mehrere Nebenkeulen, die einen Teil der Leistung in zumeist ungewollte Richtungen abstrahlt.

Ein Maß für die Richtwirkung ist der Antennengewinn G . Dieser gibt das richtungsabhängige Verhältnis von abgestrahlter Leistung einer realen Antenne zum isotropen Strahler wieder. Aus Gleichung (3-8) lässt sich ableiten:

$$G = 4\pi r^2 \frac{S_{real}(\theta, \varphi)}{P_{ant}} \quad (3-9)$$

Die Leistungsdichte und damit auch der Gewinn sind winkelabhängig. Der Winkel ist über die Polarkoordinaten φ und θ definiert. Da der Antennengewinn eine Verhältnisgröße ist, wird er üblicherweise in Dezibel angegeben. Um kenntlich zu machen, dass er auf den isotropen Strahler bezogen ist, wird der Einheit ein i angehängt (dB_i). Der Antennengewinn wird in Richtdiagrammen dargestellt. Die Diagramme bilden den Antennengewinn in Abhängigkeit des Winkels, meistens in Polarkoordinaten, ab.

Der Antennengewinn unterscheidet sich je nach Wirkfläche der Antenne. Die Größe der Wirkfläche beeinflusst wie viel Leistung abgestrahlt, bzw. aufgenommen werden kann. Für Parabolantennen berechnet sich die Wirkfläche über ihren Reflektor-Durchmesser D [1]:

$$A_{eff,pbl} = \eta_{eff} \frac{D^2 \pi}{4} \quad (3-10)$$

Weil die Reflektor Fläche nicht gleichmäßig zu 100% genutzt werden kann, ergibt sich die effektive Wirkfläche erst durch Multiplikation mit dem Wirkfaktor η_{eff} . Für Parabolantennen beträgt dieser typische Weise etwa 0,55 [28]. Andere Antennentypen erreichen durchaus auch höhere Wirkfaktoren. Sind mehrere Antennen zu einem Array zusammengeschaltet, dann addiert sich deren Wirkfläche. Mit steigender Fläche nimmt die Richtwirkung zu. Der maximale Antennengewinn lässt sich wie folgt aus der Wellenlänge und der Wirkfläche A_{eff} ableiten [28]:

$$G_{max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff} \quad (3-11)$$

Neben diesem maximalen Gewinn, der auch als co-polarer Gewinn bezeichnet wird, gibt es noch den kreuzpolaren Gewinn. Er beschreibt die Verstärkungsrichtung der Antenne für Wellen, die orthogonal zur Vorzugpolarisation stehen.

Sende- und Empfangsantenne werden idealer Weise so aufeinander ausgerichtet, dass die maximalen Antennengewinne der Hauptkeulen aufeinander zeigen. In der Realität sind

Abweichungen von der idealen Ausrichtung zu erwarten. Mit Hilfe des Richtdiagramms kann der Antennengewinn zu einer erwarteten Fehlausrichtung bestimmt werden. Dem Richtdiagramm kann auch die Keulbreite der Antenne entnommen werden. Dieser Wert definiert einen Winkelbereich innerhalb der Hauptkeule, in dem der Antennengewinn nicht mehr als 3 dB unter seinen Maximalwert fällt. Gewinn und Keulbreite beschreiben die Richtwirkung einer Antenne. Nach ihrer Richtcharakteristik lassen sich Antennen in 5 Gruppen einteilen.

Tabelle 2: Richtcharakteristiken von Antennen

Kategorie	Beschreibung	G [dBi]	typ. Bauformen
Omnidirektional	Schwache Richtwirkung; Geeignet für geringe Datenraten und geringe Anforderungen an die Ausrichtung	< 5	Stabantennen
Low Gain (LGA)	Strahlungsfeld annähernd halbsphärisch; Keulbreiten etwa 60°-120°; Geeignet für mittlere Datenraten und geringe Anforderungen an die Ausrichtung	5, ..., 10	Patchantennen, Helixantennen, Isofluxantennen
Medium Gain (MGA)	Ausgeprägte Richtwirkung; Geeignet für höhere Datenraten, direkt oder als Speisung für Reflektorantennen; Stellt mittlere Anforderungen an die Ausrichtung	10, ..., 20	Hornantennen, Antennen Arrays, Yagi Antennen
High Gain (HGA)	Starke Richtwirkung, große Aperturen; Hohe Datenraten möglich; Höhere Anforderungen an die Ausrichtung	20, ..., 45	Reflektorantennen
Very High Gain (VHGA)	Sehr starke Richtwirkung, sehr große Aperturen; Mechanische Toleranzen und Deformation werden kritisch; Einsatz im All nur bei hohen Frequenzen. Hohe Anforderungen an die Ausrichtung	>45	Reflektorantennen

Quelle: Drobzcyk [30]

3.2.2 Typische Bauformen

Die einfachsten Antennen sind Dipol- und Monopolantennen. Dipole bestehen aus mittig gespeisten Stäben, welche parallel zu einer Massefläche angeordnet sind. Die Massefläche hat einen Durchmesser von mindestens $\lambda/4$. Mit zunehmender Stablänge erhöht sich die Richtwirkung. Übersteigt die Stablängen die Wellenlänge, dann teilt sich die Hauptkeule in mehrere Keulen auf. Durch Anbringen weiterer Elemente kann die Richtwirkung ebenfalls beeinflusst werden. Das wird zum Beispiel bei Kreuz-Yagi- und Isoflux-Antennen ausgenutzt. Monopole besitzen im Gegensatz zum Dipol nur einen Arm. Die Stablänge ist häufig ein Viertel der Wellenlänge. Dipole und Monopole werden hauptsächlich im Meter- und Dezimeterwellenbereich eingesetzt. Für eine omnidirektionale Abdeckung können 2 Di- oder Monopole im 90° Winkel zueinander angeordnet werden.

Helixantennen bestehen aus einem spiralförmig gewundenen Draht. Die Windungen haben einen Durchmesser von etwa λ/π . Der Abstand zwischen zwei Windungen beträgt etwa $\lambda/4$. Mit der Anzahl der Windungen steigt der Antennengewinn. Übliche Längen betragen das Doppelte der Wellenlänge. Der Durchmesser der Reflektorfläche entspricht mindestens der Wellenlänge. Helixantennen sind relativ breitbandig und strahlen zirkular polarisierte Wellen ab. Der Drehsinn der Wendel bestimmt dabei die Polarisationsrichtung. Helixantennen werden vorrangig im Dezimeterwellenbereich (0,3–3 GHz) eingesetzt.

Patchantennen bestehen aus einer Metallfläche auf einem Dielektrikum über einer Reflektorfläche. Die effektive Fläche liegt bei etwa 80% der physischen Fläche, dafür ist der Wirkungsgrad an sich schlechter, sodass für die gleiche Verstärkung etwa dieselbe Fläche, wie bei einer Reflektorantenne benötigt wird. Die Bandbreite einer Patchantenne ist stark abhängig von dem Verhältnis der Substratdicke zur Wellenlänge und der effektiven Dielektrizitätskonstante des Systems. Auch die Breite des Patches beeinflusst die Bandbreite. Durch die Verwendung von parasitären Patches in verschiedenen Substratlagen und die Anordnung mehrerer Patches in einem Array können Richtwirkung und Bandbreite erhöht werden.

Reflektorantennen bieten hohe Verstärkungen und sind relativ breitbandig. Durch eine Optimierung der Reflektorfläche kann die Richtwirkung der Antenne an Form und Größe des Zielgebietes angepasst werden. Wegen der großen Aperturen werden Reflektorantennen auf Satelliten nur bei hohen Frequenzen eingesetzt, wie z.B. im Ka-Band zur Fernsehübertragung. Als Speisung kommen häufig Hornantennen zum Einsatz. Im Kleinsatellitenbereich sind Horn- und Reflektorantennen weniger verbreitet.

Neben den genannten Grund-Typen gibt es noch weitere Bauformen, die im Kleinsatellitenbereich aber eine untergeordnete Rolle spielen. In Tabelle 3 sind die Eigenschaften der wichtigsten Bauformen für den Kleinsatellitenbereich zusammengefasst.

Tabelle 3: Antennenbauformen und typische Eigenschaften

Bauform	Bandbreite	Verstärkung	Keulenbreite	Polarisation
Reflektor	≈ 40%	15, ..., 35	25, ..., 2	linear oder zirkular
Horn	≈ 40%	3, ..., 25	120, ..., 8	linear oder zirkular
Patch-Array	2%, ..., 20%	15, ..., 35	25, ..., 2	linear oder zirkular
Helix	40%	5, ..., 20	100, ..., 15	zirkular
Einzelner Patch	2%, ..., 20%	5, ..., 8	ca. 100	linear oder zirkular
Kreuzdipol	5%	6	ca. 70	zirkular
Spirale	8:1	ca. 4, ..., 5	ca. 80, ..., 90	zirkular
Dipol	5%	1,64	ca. 78	linear
Monopol	5%	3	ca. 39	linear

Quelle: Blevins [7]

3.3 Signalübertragung

Informationen können in verschiedene Welleneigenschaften, wie Phase, Amplitude, Frequenz, oder Pulslänge, hinein kodiert werden. Da die meisten Signale aus analogen Quellen stammen, wurden die analogen Eigenschaften in der Vergangenheit direkt auf die Wellen abgebildet. Bei diesen analogen Signalen können aber Störungen die Rückgewinnung der Information deutlich erschweren. Ein weiteres Problem ist, dass durch Verstärkung auch immer der Rauschanteil im Signal erhöht wird, wodurch die Interpretation der Signalzustände immer schwerer wird. Um die Störanfälligkeit zu verringern und die Effizienz der Signalübertragung zu erhöhen, werden die Signale heutzutage digitalisiert. Anstatt des kontinuierlichen Spektrums bei den analogen Signalen beinhalten die digitalen Signale nur noch wenige diskrete Zustände. Diese können aus dem gestörten Signal leichter extrahiert werden. Rauschanteile können so verringert werden, bevor das Signal verstärkt und weiter übertragen wird. Ferner können zusätzliche Informationen in ein digitales Signal hinein kodiert werden,

um Fehlinterpretationen zu erkennen und unter Umständen korrigieren zu können. In den folgenden Abschnitten werden wichtige Grundbegriffe der Signalübertragung eingeführt.

3.3.1 Bandbreite des Übertragungskanals

Als Übertragungskanal wird die Strecke von der Datenquelle zur Datensenke bezeichnet. Er ist beschränkt durch eine obere und eine untere Grenzfrequenz. Die Differenz von oberer zu unterer Grenzfrequenz wird als Bandbreite bezeichnet. Frequenzen außerhalb der Bandbreite des Kanals werden mit Filtern unterdrückt, um benachbarte Kanäle nicht zu stören. Die Bandbreite bei Basisbandsignalen entspricht dem Spektrum zwischen der Mittenfrequenz f_{mte} und der oberen Grenzfrequenz f_{obn} . Das negative Spiegelspektrum von f_{mte} bis zur unteren Grenzfrequenz f_{um} geht nicht mit in die Bandbreite ein. Durch Modulation des Basisbandsignals wird die Mittenfrequenz auf die Trägerfrequenz verschoben. Durch diese Verschiebung befindet sich das Spiegelspektrum auch im positiven Bereich. Bei linearer Modulation ist die Bandbreite des modulierten Signals dadurch doppelt so hoch, wie die des Basisbandsignals.

Reale Filter unterdrücken das Spektrum außerhalb der Grenzfrequenzen nicht vollständig. Die Amplituden nehmen außerhalb der Bandbreite zwar stark ab, es bleiben aber Frequenzanteile über das komplette Spektrum erhalten. Die Grenzfrequenz eines Filters wird nach dem Leistungsdichtespektrum definiert. Danach ist an der Grenzfrequenz die Leitungsdichte um 3dB gedämpft. Das entspricht einer Amplitudenabsenkung von $1/\sqrt{2}$.

Wie viel Bandbreite benötigt wird, um ein Signal zu übertragen, ist durch die Nyquist-Bandbreite definiert. Das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem besagt, dass die Bandbreite maximal der halben Abtastfrequenz entsprechen darf, damit aus einer zeitdiskreten Abtastfolge ein zeitdiskretes Signal rekonstruiert werden kann. Die Nyquist-Bandbreite B_{Nyq} hängt von der Datenrate, der Kodierungsrate und der Modulationsart ab. Allgemein entspricht sie der halben Abtastrate t_{bit} bzw. der doppelten Datenrate R_{bit} [30]:

$$B_{Nyq} = \frac{1}{2 \cdot t_{bit}} = 2 \cdot R_{bit} \quad (3-12)$$

Die maximal mögliche Datenrate, die fehlerfrei über einen Kanal übertragen werden kann, wird als Kanalkapazität C_{Nyq} bezeichnet. Sie leitet sich für den störungsfreien Kanal ebenfalls aus dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem ab [30]:

$$C_{Nyq} = f_{tast} \cdot \log_2(M) > 2 \cdot f_{max} \cdot \log_2(M) = B_{Nyq} \cdot \log_2(M) \quad (3-13)$$

Dabei ist f_{tast} die Abtastfrequenz und M die Anzahl der möglichen diskreten Zustände. Die Datenrate ist demnach durch die Bandbreite B begrenzt. Das Verhältnis von Datenrate in bps zur Bandbreite in Hz wird als Bandbreiteneffizienz F bezeichnet [30]:

$$\Gamma = \frac{R_b}{B} \quad (3-14)$$

Eine hohe Bandbreite ermöglicht höhere Datenraten. Sie bedingt aber auch eine höhere Sendeleistung. Zentrale Aufgabe bei der Auslegung eines Kommunikationssystems ist es daher, einen Kompromiss zwischen benötigter Bandbreite und zur Verfügung stehender Sendeleistung zu finden.

Es existieren als Multiplexing bezeichnete Techniken, um mehrere Übertragungskanäle parallel zu betreiben und damit die zur Verfügung stehende Bandbreite effizienter zu nutzen. Beim Zeitmultiplexing werden Informationen in Paketen zusammengefasst. Die Pakete verschiedener Quellen werden nacheinander übertragen. Mit steigender Anzahl an Quellen steigt so auch die Gesamtzeit, die für die Übertragung benötigt wird. Beim Codemultiplexing werden die Signale aus verschiedenen Quellen kodiert und überlagert. Im Dekoder können die überlagerten Signale aus dem Summensignal wieder extrahiert werden. Mit steigender Anzahl an Quellen steigt beim Codemultiplexing der Leistungsbedarf für eine Übertragung. Schließlich gibt es noch das Frequenzmultiplexing. Dabei werden mehrere Sender parallel, bei verschiedenen Frequenzen betrieben. Je mehr Datenströme zeitgleich übertragen werden sollen, desto mehr Frequenzen, mit ausreichendem Abstand zueinander, werden benötigt. Um Frequenzmultiplexing zu ermöglichen, müssen die Nutzsignale vor der Übertragung auf eine Trägerwelle moduliert werden.

3.3.2 Modulation

Modulation ist die Überlagerung der Informationen eines Nutzsignals mit der Amplitude, Frequenz, oder Phase einer sinusförmigen Trägerwelle. Die Trägerwelle muss eine höhere Frequenz aufweisen, als die höchste im Nutzsignal vorkommende Frequenz. Im Demodulator kann das Nutzsignal wieder aus dem modulierten Signal extrahiert werden. Die Trägerwelle ist an die physikalischen Eigenschaften des Übertragungskanals angepasst. Dadurch lassen sich beliebige Signale mit Frequenzen übertragen, bei denen die Atmosphäre durchlässig ist. Wegen der höheren Frequenzen eines modulierten Signals können außerdem kleinere Antennen verwendet werden.

Es wird zwischen linearen und nichtlinearen Modulationsverfahren unterschieden. Bei der linearen Modulation kann die Umwandlung vom Basisbandsignal zum modulierten Signal durch eine lineare Funktion beschrieben werden. Die Amplitudenmodulation beispielsweise entspricht einer Multiplikation im Zeitbereich. Frequenzmodulation ist ein Beispiel für eine nicht lineare Modulationsart, da sie auf Cosinus-Funktionen basiert. Bei nichtlinearen Modulationsarten lassen sich Eigenschaften wie die Bandbreite oft nur näherungsweise bestimmen.

Der natürliche Frequenzbereich eines Nutzsignals wird als Basisband bezeichnet. Bei analoger Modulation wird das Basisbandsignal kontinuierlich, bei digitaler Modulation diskret mit einem Träger überlagert. Die diskreten Zustände des Nutzsignals werden bei der digitalen Modulation auf Symbole abgebildet. Ein Symbol repräsentiert eine bestimmte

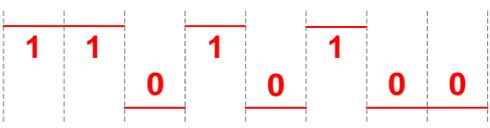
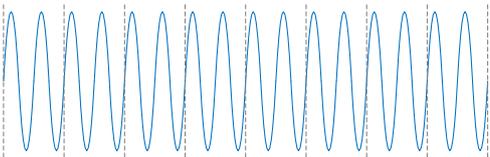
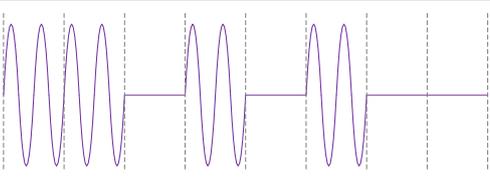
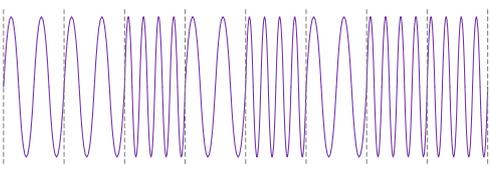
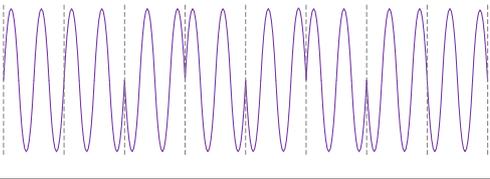
Abfolge von Bits und wird durch einen definierten Trägerwellenzustand dargestellt. Der Abstand zwischen zwei Abtastzeitpunkten wird als Bitrate, der Abstand zwischen zwei Symbolen als Symbolrate bezeichnet. Das Spektrum der Symbole ist durch die Bandbreite des Übertragungskanals begrenzt. Im Bezug auf digitale Modulationsverfahren wird meist der Begriff Umtastung an Stelle von Modulation verwendet. Weil die Information auf diskrete Zustände beschränkt ist, lassen sich kleine Abweichungen im Signal erkennen und ggf. korrigieren. Dadurch ist die digitale Modulation im Allgemeinen robuster gegen Störungen. Zur Datenübertragung werden in der Raumfahrt heutzutage hauptsächlich digitale Modulationsverfahren verwendet.

Die Sinusschwingung der Trägerwelle ist über die Amplitude A , die Frequenz f und die Phase φ definiert [5]:

$$V(t) = A \sin(2\pi ft + \varphi) \tag{3-15}$$

Innerhalb dieser Parameter lassen sich durch Überlagerung die Informationen des Nutzsymbols kodieren. Je nach modulierter Größe leiten sich daraus die drei Grundverfahren der digitalen Modulation ab: Die Amplitudenumtastung (ASK), die Frequenzumtastung (FSK) und die Phasenumtastung (PSK). Die prinzipielle Funktionsweise der 3 Verfahren ist in Tabelle 4 dargestellt.

Tabelle 4: Grundarten der digitalen Modulation

	Signalverlauf	Beschreibung
Datensignal		Digitales Signal: Enthält die zu übertragenden binären Informationen und wird dem Modulator mit Bitrate R_{bit} zugeführt.
Trägersignal		Sinusförmiges Trägersignal: Die Frequenz muss nach dem Abtast-Theorem mindestens doppelt so hoch sein wie die Eingangsdatenrate R_{bit} des Modulators.
ASK		Amplitudenmoduliertes Signal: Die Information wird in der Amplitude kodiert. Im einfachsten Fall schwingt der Träger mit maximaler Amplitude bei 1, bzw. gar nicht bei 0.
FSK		Frequenzmoduliertes Signal: Die Information wird in der Frequenz kodiert. Im Einfachsten Fall wird der logischen Eins oder Null jeweils eine von 2 Frequenzen zugeordnet.
PSK		Phasenmoduliertes Signal: Die Phase trägt die Information. Im Einfachsten Fall beträgt der Unterschied zwischen den Phasen einer logischen Null und einer logischen Eins 180° .

Abgeleitet von Brieß [29]

Die Amplitudenumtastung entspricht mathematisch einer Multiplikation. Die einfachste Variante (siehe Tabelle 4) wird auch als On Off Keying (OOK) bezeichnet, weil das Trägersignal im Prinzip an und abgeschaltet wird um eine binäre 0 oder 1 darzustellen. Da sich die meisten Störungen auf die Amplitude eines Signals auswirken, kann es bei einem gestörten Signal bei der Demodulation schnell zu Fehlinterpretationen kommen.

Bei der Frequenzumtastung ist jedem Signalzustand aus dem Basisband eine Frequenz zugeordnet. Ein Frequenzwechsel findet immer im Nulldurchgang der Trägerschwingung statt. Der Abstand zwischen maximaler und minimaler Frequenz wird als Frequenzhub Δf bezeichnet. Das Produkt aus dem Frequenzhub und der zeitlichen Dauer t_{sym} eines Symbols wird Modulationsindex n genannt:

$$n = \Delta f \cdot t_{sym} \quad (3-16)$$

Der Modulationsindex muss groß genug sein, damit sich die Frequenzen im Empfänger unterscheiden lassen. Bei höherer Symbolrate und damit kürzerer Zeit t_{sym} müssen demnach die Frequenzen weiter auseinanderliegen, wodurch mehr Bandbreite benötigt wird.

Für die Phasenumtastung wird die Phasenlage des Trägers je nach Zustand des Datensignals verschoben. Da nur eine Frequenz benötigt wird, ist dieses Verfahren im Allgemeinen bandbreiteneffizienter, als FSK. Der rapide Amplitudenwechsel zwischen Symbolen durch den abrupten Phasensprung wirkt sich jedoch negativ auf die Bandbreite aus. Eine Verbesserung wird z.B. bei Offset-QPSK (OQPSK) durch eine konstante Verschiebung der Phase erreicht.

Durch feinere Abstufungen der Welleneigenschaften lassen sich mehrere Bits in einem Symbol übertragen. Bei PSK beispielsweise können neben den Phasenlagen 0° und 180° auch die Phasen 90° und 270° als Symbole verwendet werden. So können pro Symbol nicht nur 1, sondern 2 Zustände übertragen werden. Ein Symbol steht dann für eine Folge aus 2 Bits. Die Bitrate ist dann doppelt so hoch, wie die Symbolrate. Die Anzahl der Symbole entspricht der Ordnung der Modulation. Sie wird dem Modulationsverfahren vorangestellt. Für zwei Symbole wird üblicherweise ein B für Binary vorangestellt, für 4 Symbole ein Q für Quadrature. Die einfache Phasenumtastung mit 2 Symbolen wird demnach mit BPSK und die mit 4 Symbolen mit QPSK abgekürzt.

Es gibt auch Mischformen wie z.B. QAM, oder APSK bei dem die Symbole sowohl in der Phasenlage, als auch die Amplitude kodiert sind. Ab der Ordnung 16 ist APSK der einfachen PSK zu bevorzugen [4].

Da PSK, verglichen mit den beiden anderen Grundverfahren, eine höhere Effizienz bzw. geringere Störanfälligkeit aufweist, benutzen die meisten Kommunikationssysteme in der Raumfahrt Varianten der Phasenumtastung. Die weiteren Betrachtungen konzentrieren sich deshalb auf die gängigen PSK-Verfahren.

Für ASK und PSK lassen sich die Zustände des modulierten Signals übersichtlich in einem Konstellationsdiagramm darstellen. Ein Symbol wird in der Komplexen Ebene mit Hilfe der

In-Phase – Achse (I) und der Quadrature – Achse (Q) dargestellt. Der Signalzustand ergibt sich für die Amplitude A und die Phase φ nach der Vorschrift:

$$\begin{aligned} I &= A \cos \varphi \\ Q &= A \sin \varphi \end{aligned} \quad (3-17)$$

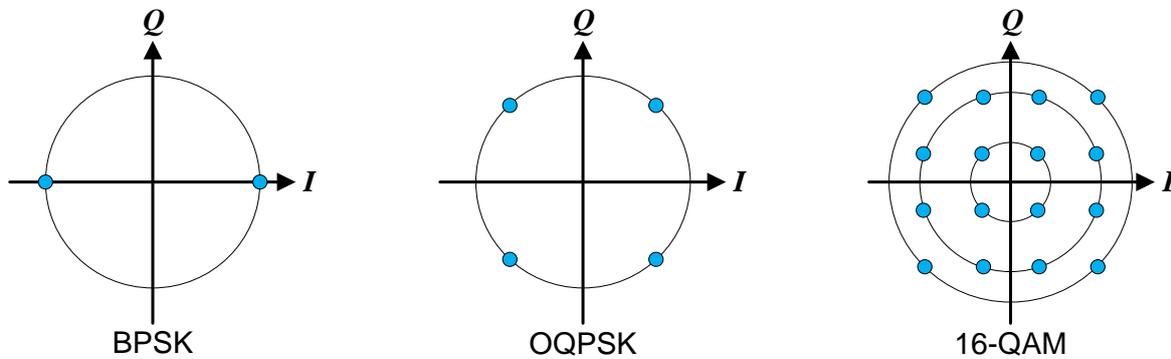


Abbildung 4: Symboldarstellung im Konstellationsdiagramm: Die Signal Zustände sind durch die blauen Punkte markiert. Der Abstand zum Ursprung entspricht der Signalamplitude. Der Winkelabstand von der positiven I -Achse zum Zustand definiert die Phasenlage.

Neben der Anschaulichkeit hat diese Darstellung auch technische Relevanz. Eine Phasenverschiebung im modulierten Signal entspricht einer Amplitudenaddition der I - und Q -Signale. Um im Summensignal eine Phasenverschiebung zu bewirken, müssen bei den I - und Q -Signalen also lediglich die Amplituden variiert werden. Die Phasenverschiebung kann damit über eine technisch einfachere Amplitudenaddition erzeugt werden.

Bei der Demodulation weist das Signal in der Regel nicht genau einen der definierten Zustände auf, sondern weicht durch hinzugekommenes Rauschen leicht davon ab. Der reale Signalzustand wird dem am nächsten liegenden idealen Zustand zugeordnet. Wenn der Rauschanteil zu groß wird, kann der Signalzustand dichter an einem benachbarten idealen Zustand liegen und wird damit fehlinterpretiert. Die Information im demodulierten Signal entspricht dann nicht mehr der Gesendeten, weil der Wert eines oder mehrerer Bits invertiert ist. Mit steigender Modulationsordnung wird der Abstand zwischen den Zuständen immer geringer. Binäre Verfahren sind demnach im Allgemeinen robuster, als Verfahren höherer Ordnung. Dafür weisen aber eine schlechtere Bandbreiteneffizienz auf.

Die benötigte Bandbreite bei gegebener Datenrate unterscheidet sich je nach Modulationsverfahren. Sie wird von der Nyquist-Bandbreite abgeleitet. Bei PSK hat die Steilheit der Phasensprünge entscheidenden Einfluss. Abruptes Umschalten von einer Phase in die nächste benötigt viel Bandbreite. Wird die Phase hingegen in mehreren kleinen Schritten in den nächsten Zustand überführt, reduziert sich die benötigte Bandbreite. Beeinflusst wird das durch die Wahl geeigneter Filter. Der Freiheitsgrad der Filterwahl wird bei der Berechnung der Bandbreite über den Auslegungsfaktor a berücksichtigt. Für BPSK mit der Bitrate R_{bit} am Modulatoreingang berechnet sich die benötigte Bandbreite wie folgt [30]:

$$B_{BPSK} = (1 + a)R_{bit} \quad (3-18)$$

Der Auslegungsfaktor liegt typischer Weise zwischen 0,2 und 0,5. Die Bandbreiteneffizienz für BPSK ist [30]:

$$\Gamma_{BPSK} = \frac{R_{bit}}{B_{BPSK}} = \frac{1}{1+a} \quad (3-19)$$

Bei QPSK sind 4 Phasenzustände definiert. Pro Symbol werden also 2 Bits übertragen. Im Vergleich zu BPSK wird nur die halbe Bandbreite benötigt. QPSK ist demnach im Allgemeinen doppelt so effizient, wie BPSK.

3.3.3 Kanalcodierung

Während der Übertragung entstandene Bitfehler können durch Kanalcodierung bis zu einem gewissen Grad erkannt und korrigiert werden. Dazu werden redundante Bits in den Datenstrom eingefügt. Es wird also eine höhere Bruttodatenrate und damit mehr Bandbreite benötigt um dieselbe Datenmenge in der gleichen Zeit zu übertragen. Es werden fehlererkennende und fehlerkorrigierende Codes unterschieden.

Fehlererkennende Codes helfen festzustellen, ob ein empfangenes Datenpaket Fehler enthält. Dies kann z.B. durch Prüfsummen realisiert werden. In diesem Zusammenhang wird auch von Vorwärtskorrektur gesprochen. Fehlerkorrigierende Codes können zudem feststellen, an welcher Stelle im Datenpaket der Bitfehler aufgetreten ist. Der ursprüngliche Wert der fehlerhaften Bits kann dann wiederhergestellt werden. Dieses Verfahren wird als Rückwärtskorrektur bezeichnet. Sowohl Fehlererkennung als auch Fehlerkorrektur funktionieren nur bis zu einem gewissen Grad, d.h. bis zu einer bestimmten Anzahl von Fehlern in einem Datenpaket. Der Grad wird vom sogenannten Hamming-Abstand abgeleitet. Dieser gibt an, wie viel Bits sich in 2 Wörtern des Code-Alphabetes mindestens unterscheiden². Der Hamming-Abstand sagt also aus, wie viele Bitfehler mindestens auftreten müssen, damit das ursprüngliche Wort identisch mit einem anderen Codewort des Alphabets ist und folglich nicht mehr als Fehler erkannt werden kann.

Mit dem Hamming-Abstand steigt der Grad der Fehlererkennung, aber auch die Anzahl redundanter Bits in der Übertragung. Wie viel zusätzliche Daten durch die Kanalkodierung entstehen wird über die Code-Rate ρ angegeben. Sie drückt das Verhältnis zwischen der Anzahl der informationstragenden Bits k und der Gesamtlänge n der Nachricht aus [4]:

$$\rho = \frac{k}{n} \quad (3-20)$$

Bei einer Code-Rate von $\frac{1}{2}$ tragen nur die Hälfte der Bits im Datenpaket die Informationen der Nachricht. Der Rest besteht aus redundanten Bits. Die Code-Rate wird häufig auch in der Form (n, k) angegeben. Für den Hamming-Abstand d_{Ham} können $d_{Ham} - 1$ Bitfehler in

² Als Codewort wird eine Folge von Bits bezeichnet, der eine Bedeutung zugeordnet ist. Im ASCII-Alphabet z.B. steht die Bitfolge *010 0011* für das Raute-Zeichen. Unter Alphabet wird die Gesamtheit aller Codewörter aus einer abgeschlossenen Menge an Codewörtern verstanden.

einem Codewort erkannt und $\lfloor (d_{Ham} - 1)/2 \rfloor$ Bitfehler korrigiert werden. In Tabelle 5 ist der Grad der Fehlererkennung und der Fehlerkorrektur für den Hamming-Abstand 1 bis 5 aufgelistet.

Tabelle 5: Grad der Vorwärts- und Rückwärtskorrektur nach Hamming-Abstand

d_{Ham}	ρ	Fehlererkennung	Fehlerkorrektur
1	1/1	nicht möglich	nicht möglich
2	1/2	Einbitfehler werden erkannt	nicht möglich
3	1/3	Ein- und Zweibitfehler werden erkannt	Einbitfehler können korrigiert werden
4	1/4	Ein-, Zwei- und Dreibitfehler werden erkannt.	Einbitfehler können korrigiert werden.
5	1/5	Ein- bis Vierbitfehler können erkannt werden	Ein- und Zweibitfehler können korrigiert werden.

Es wird zwischen Blockcodes und Faltungscodes (Convolutional Codes) unterschieden. Bei den Blockcodes haben alle Codewörter eines Alphabets dieselbe feste Länge. Jedes Codewort der Länge n enthält k Informationsbits und dementsprechend $n - k$ redundante Bits. Beispiele für in der Raumfahrt verwendete Blockcodes sind BCH-Codes³, wie Reed-Solomon Codes (RS-Codes). Die Stärke von Reed-Solomon Codes liegt in der Vielfachkorrektur. Das heißt längere Ketten von fehlerhaften Bits, sogenannte Burstfehler, können gut erkannt und korrigiert werden. RS-Codes arbeiten Byteweise. Nach CCSDS 130.1-G-1 [27] werden für die Raumfahrt folgende RS-Codes empfohlen:

- RS(255,223) → max 16 Byte in einer 223 Byte langen Nachricht korrigierbar.
- RS(255,239) → max 8 Byte in einer 223 Byte langen Nachricht korrigierbar.

Bei Faltungscodes werden die Informationen kontinuierlich im Bitstrom codiert. Aufeinanderfolgende Codewörter sind dadurch voneinander abhängig. Fehlerbehaftete Stellen im Codewort können aus den sie umgebenden Bits rekonstruiert werden. Faltungscodes erreichen im Allgemeinen geringe Code-Raten. Höhere Raten sind durch Punktierung möglich. Dabei werden bestimmte Bits im Codewort weggelassen um die Codewörter auf eine bestimmte Länge zu bringen. Durch die fehlenden Informationen verringert sich aber die Korrekturfähigkeit. Für die Decodierung kommen meist Viterbi-Decodierer zum Einsatz.

Die serielle Verkettung zweier Codes wird kaskadenartige Codierung (Concatened Coding) genannt. Decodierungsfehler bei Faltungscodes treten häufig als Bursts auf. Diese können durch Reed-Solomon Codes erkannt und korrigiert werden. Kaskadenartige Codierung ist sehr mächtig, benötigt aber viele redundante Bits im Datenstrom. Die Kombination von Viterbi und Reed-Solomon ist in der Raumfahrt seit der Voyager-2 Mission weit verbreitet. Immer häufiger sind auch Turbo Codes in der Raumfahrt anzutreffen. Mit Turbo Codes können hohe Datenraten, nahe an der Kanalkapazität erreicht werden.

Durch Kanalcodierung sinkt neben der Fehlerwahrscheinlichkeit auch die Nettodatenrate, da dem Datenstrom zusätzliche Bits hinzugefügt werden müssen. Soll die Nettodatenrate gleich bleiben wird eine höhere Bruttodatenrate benötigt. Weil Fehler im Datenstrom korrigiert werden können, ist eine gewisse Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Fehlern bei der Demodulation tolerierbar. Dadurch kann die Sendeleistung je nach Codierungs-

³ BCH steht für die Anfangsbuchstaben der Entwickler dieser Code-Familie (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem).

Verfahren zum Teil deutlich reduziert werden, sodass in der Summe Sendeleistung eingespart werden kann. Wie viel Sendeleistung benötigt wird um eine gewisse Fehlerwahrscheinlichkeit nicht zu überschreiten, ist Thema des folgenden Kapitels.

3.4 Auslegung der Funkstrecke

Die Funkstrecke unterteilt sich in die 3 Bereiche Sendestrecke, Übertragungsweg und Empfangsstrecke (siehe Abbildung 5). In der Sendestrecke wird ein Signal mit der Datenrate R_{bit} eingeleitet. Im Sender wird das Signal auf einen Träger moduliert. Die Trägerwelle hat am Transmitterausgang die Leistung P_{Tx} . Auf dem Weg zur Sendeantenne treten Speiseverluste $L_{F,Tx}$ auf, sodass die Trägerwelle den Radiator der Antenne schließlich mit der Sendeleistung P_T erreicht. Die Antenne bündelt die Leistung in eine bestimmte Richtung, wodurch die Trägerwelle um den Antennengewinn verstärkt wird. Da die Sendeantenne immer um einen Winkel Θ_T von der idealen Ausrichtung abweicht, wird die Trägerwelle nicht mit dem maximalen Gewinn in Richtung der Empfangsantenne verstärkt.

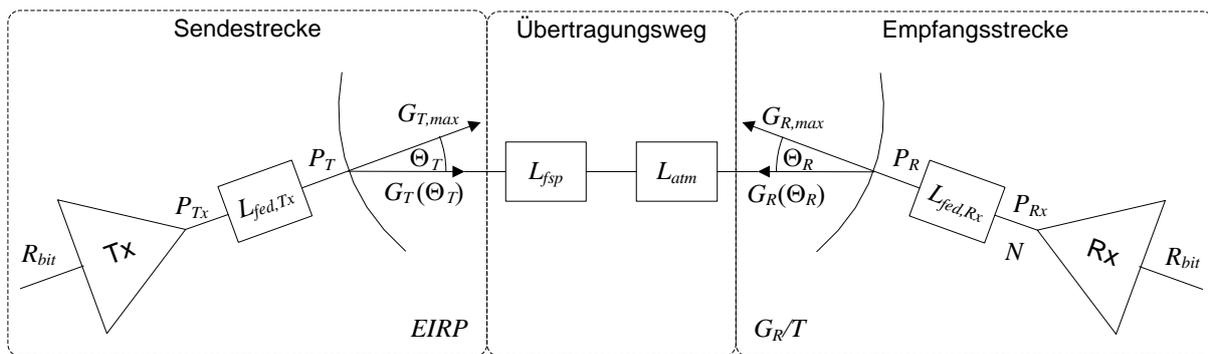


Abbildung 5: Einflussgrößen der Funkstrecke: Tx steht für den Sender, Rx für den Empfänger. Die Leistungen der Trägerwelle sind durch den Buchstaben P gekennzeichnet. L deutet Verluste, N deutet Rauschen an. Die Abbildung wurde aus *Satellite Communications Systems* [4] abgeleitet.

Auf dem Übertragungsweg verteilt sich die Leistung der Welle auf eine mit dem Abstand immer größer werdende Fläche. Die Trägerwellenleistung verringert sich deshalb um die Freiraumdämpfung L_{fsp} . Des Weiteren bewirken verschiedene Störungen eine Abschwächung um die Atmosphärische Dämpfung L_{atm} .

Die Empfangsantenne verstärkt die Trägerwellenleistung wiederum um den Gewinn $G_R(\Theta_R)$, sodass sie am Antennenausgang den Wert P_R hat. Auf dem Weg zum Empfänger treten weitere Speiseverluste $L_{fed,Rx}$ auf. Am Empfängereingang beträgt die Trägerwellenleistung dann noch P_{Rx} . Auf der Empfängerstrecke werden die Rauschanteile im Signal erhöht. Am Empfängereingang enthält das Signal die Rauschleistung N . Das demodulierte Signal verlässt den Empfänger wieder mit der Datenrate R_{bit} .

Die abgestrahlte Leistung des Sendesystems ist in der äquivalenten isotropen Sendeleistung (EIRP) zusammengefasst. Die Verluste und die Rauschanteile der Empfängerstrecke können mit der Güte des Empfangssystems G/T ausgedrückt werden.

Ziel bei der Auslegung der Funkstrecke ist es, dass die Trägerwelle den Empfänger noch mit ausreichend Leistung erreicht, sodass die Symbole bei der Demodulation eindeutig interpretiert werden können. Dabei sind die von der ITU definierten Grenzen für die Leistungsflussdichte am Boden und die Bandbreite einzuhalten. Zu diesem Zwecke werden alle Verluste bei der Übertragung erfasst und von der Sendeleistung abgezogen. Um die Bilanzierung zu vereinfachen, ist es üblich Leistungen und Verluste in Dezibel anzugeben. Die Umrechnung erfolgt bezogen auf 1W nach [4]:

$$P[dBW] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P[W]}{1W} \right) \quad (3-21)$$

$$P[W] = 10^{\left(\frac{P[dBW]}{10} \right)} \quad (3-22)$$

In den folgenden Abschnitten werden dazu zunächst die Einflussgrößen der Funkstrecke näher betrachtet, um die Leistung am Empfänger bestimmen zu können. Anschließend wird untersucht wie aus dieser Leistung eine Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Bitfehlern abgeleitet werden kann.

3.4.1 Sendestrecke

Die Transmitterleistung P_{Tx} erreicht nicht vollständig den Radiator der Antenne. Jede Komponente, die das Signal passieren muss, verursacht Dämpfungen. Die Verluste zwischen Transmitter und Sendeantenne werden als Feeder-Verluste $L_{fed,Tx}$ zusammengefasst. Sie setzen sich mindestens aus den Kabelverlusten L_{line} und dem Fehlanpassungsverlust L_{VSWR} am Eingang der Antenne zusammen. Falls vorhanden, kommen noch die Verluste weiterer Komponenten, wie z.B. Koppler, Schalter, oder Diplexer hinzu. Sind alle Verluste in Dezibel gegeben, errechnet sich der Gesamtverlust durch die Addition der Einzelbeträge:

$$L_{F,Tx}[dB] = L_{VSWR} + L_{line} + L_{coupler} + L_{switch} + L_{diplex} + \dots \quad (3-23)$$

Die Dämpfungen der Komponenten sind jeweils den Datenblättern zu entnehmen. Bei Kopplern ist neben dem Wirkungsgrad zu beachten, dass sie die Leistung auf mehrere Zweige aufteilen. Das bedeutet bei n Zweigen erreicht jeden Zweig nur noch die Leistung P_{Tx}/n abzüglich des Wirkungsgrades. Die Dämpfung L_{VSWR} , die wegen der Fehlanpassung der Antenne entsteht, ergibt sich nach Gleichung (3-7) auf Seite 9 aus dem Stehwellenverhältnis.

Wenn der Träger den Radiator der Antenne erreicht, hat er noch eine Leistung von:

$$P_T[dB] = P_{Tx} - L_{F,Tx} \quad (3-24)$$

Die Leistung wird durch die Richtwirkung der Antenne gebündelt. Die Leistung die in der Richtung der maximalen Antennenverstärkung abgestrahlt wird, ist über die äquivalente isotrope Sendeleistung ($EIRP$) gegeben:

$$EIRP[dB] = P_T + G_{T,max} \quad (3-25)$$

Wenn die Sendeantenne nicht optimal auf die Empfangsantenne ausgerichtet ist, muss der dadurch entstehende Fehlausrichtungsverlust L_θ berücksichtigt werden. Der Wert kann aus dem Richtdiagramm der Antenne abgeleitet werden. Er ergibt sich aus der Differenz des maximalen Gewinns zu dem Antennengewinn bei der erwarteten Fehlausrichtung:

$$L_\theta[dB] = G_{max} - G(\theta) \quad (3-26)$$

Für erste Abschätzungen bei Fehlausrichtungen θ , die kleiner als die halbe Keulbreite der Antenne sind, kann der Verlust wie folgt abgeschätzt werden [28]:

$$L_\theta[dB] \approx 12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (3-27)$$

3.4.2 Übertragungsweg

Auf dem Übertragungsweg stellt die Freiraumdämpfung den größten Verlust dar. Sie entsteht, weil die Leistungsdichte einer elektromagnetischen Welle quadratisch mit der Distanz d vom Sender abnimmt. Durch die Expansion der Wellenfront wird die gleiche Leistung auf eine mit dem Abstand zum Sender immer größer werdenden Fläche verteilt. Die Freiraumdämpfung ist abhängig von der Wellenlänge λ und berechnet sich über [4]:

$$L_{fsp}[dB] = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (3-28)$$

Der Abstand zwischen Satellit und Bodenstationsantenne ist abhängig von der Elevation EL des Satelliten über dem Horizont der Bodenstationsantenne und der Orbithöhe h_{orb} . Mit dem Erdradius r_{erd} und der Höhe der Bodenstation h_{BS} über dem Meeresspiegel lässt sich der Abstand wie folgt berechnen [29]:

$$d = \sqrt{(r_{BS} \cdot \sin EL)^2 + (r_{sat}^2 - r_{BS}^2)} - r_{BS} \cdot \sin EL$$

mit $r_{BS} = r_{erd} + h_{BS}$ (3-29)

$r_{sat} = r_{erd} + h_{orb}$

Wenn der Träger die Atmosphäre durchquert, kommen weitere atmosphärische Verluste L_{atm} hinzu. Die verantwortlichen Störungen treten hauptsächlich in der Ionosphäre und der Troposphäre auf. Die dämpfenden Effekte werden maximal in der Nähe des Erdbodens und bei etwa 400km Höhe [4]. Die Ionosphäre erstreckt sich von etwa von 70 bis 1000 km über der Erdoberfläche und verursacht Störungen vor allem bei kleineren Frequenzen unter 3 GHz. Die Troposphäre reicht von der Erdoberfläche bis in etwa 15km Höhe. Dämpfungen bei Frequenzen über 3 GHz werden hauptsächlich durch troposphärische Störungen hervorgerufen.

Die atmosphärischen Verluste für Frequenzen oberhalb von 3GHz lassen sich im Wesentlichen 4 Kategorien unterteilen:

- Dämpfung durch atmosphärische Gase L_{gas}
- Dämpfung durch Niederschläge und Wolken L_{rgn}
- Dämpfung durch Szintillation L_{szn}
- Polarisationsverluste L_{pol}

Alle atmosphärischen Übertragungsverluste hängen von der Frequenz, der Lokalität der Bodenstation und der Länge des Weges durch die Atmosphäre ab. Insgesamt ergibt sich:

$$L_{atm}[dB] = L_{gas} + L_{rgn} + L_{szn} + L_{pol} \quad (3-30)$$

Gasdämpfung entsteht durch Absorption, die hauptsächlich durch Wasserdampf und Sauerstoff verursacht wird. Der Sauerstoff ist in der Atmosphäre etwa gleich verteilt. Der Wasserdampfgehalt hingegen unterscheidet sich nach Region und Jahreszeit. In Deutschland schwankt er zwischen etwa 5 g/m³ im Winter und etwa 15 g/m³ im Sommer. In äquatornahen Regionen beträgt der Wasserdampfgehalt im Jahresmittel etwa 15 g/m³ und an den Polen etwa 5 g/m³ [4]. Die Gasdämpfung wird maßgeblich beeinflusst von der Trägerwellenfrequenz, der Höhe der Bodenstation, der Luftfeuchtigkeit und der Länge des Übertragungsweges durch die Atmosphäre. Die stärkste Gasdämpfung wird während der Jahreszeit mit den höchsten Niederschlägen erreicht. Detaillierte Informationen können ITU-R P.836-3 [17] entnommen werden. In den Normen ITU-R P.676 [15] Annex 1 und 2 ist die Berechnung der Gasdämpfung ausführlich erläutert.

Als Regendämpfung werden Absorption und Depolarisation in der Troposphäre aufgrund von Niederschlägen bezeichnet. Ab 10 GHz können diese Verluste signifikante Werte annehmen. Die Berechnung der Regendämpfung ist in ITU-R P.618-9 [16] erläutert. Die Regendämpfung ist abhängig von der Regenrate. Üblicher Weise wird für die Region um die Bodenstation ein Wert für eine Regenrate bestimmt, der nur an einem Bruchteil des Jahres überschritten wird. Üblich sind z.B. Regenraten, die an 0,01% des Jahres überschritten werden [4].

Aus der Regenrate kann dann eine Dämpfung ermittelt werden, die bei der Auslegung der benötigten Sendeleistung berücksichtigt wird. Wenn die angenommene Regenrate überschritten wird, kann die Leistung der Trägerwelle durch die Regendämpfung unzulässig klein werden. Diese Zeit wird als mögliche Ausfallzeit der Funkverbindung definiert. Bei Regenraten, die auf 0,01% des Jahres bezogen sind, beträgt die mögliche Ausfallzeit etwa 53 min, bei 0,001% etwas über 5 min pro Jahr. Bei umlaufenden Satelliten im niederen Erdorbit (LEO) besteht nur für einen Bruchteil der Orbitperiode Kontakt zu einer Bodenstation. Die Wahrscheinlichkeit, dass während des starken Regens Funkkontakt zur Bodenstation aufgenommen werden soll, lässt sich aus der Kontaktzeit pro Tag ableiten. Sie beträgt im LEO nur wenige Prozent. Für Frequenzen unter etwa 3 GHz sind die Verluste vernachlässigbar klein. Für höhere Frequenzen müssen sie berücksichtigt werden (siehe Abbildung 6).

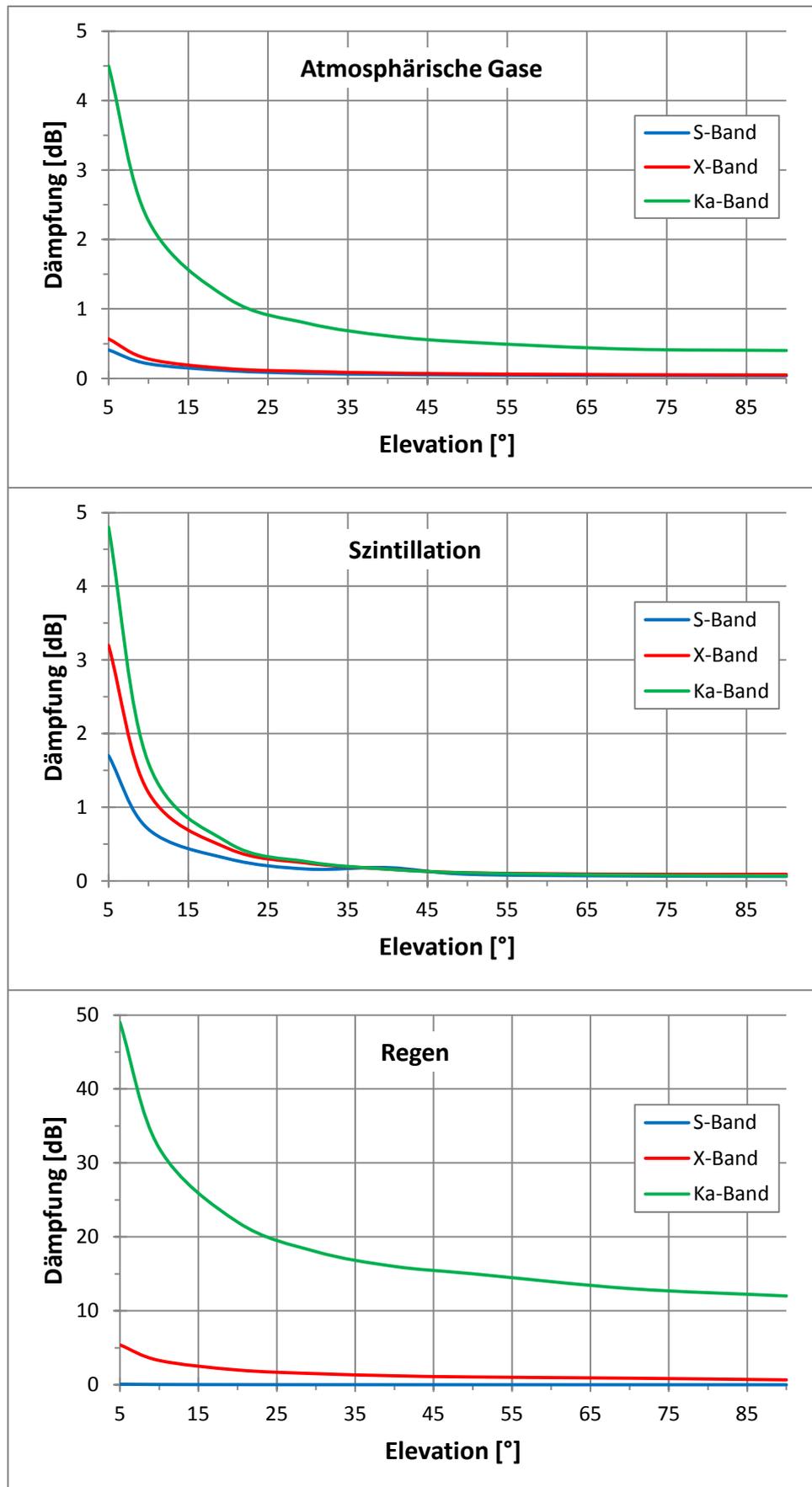


Abbildung 6: Atmosphärische Dämpfung nach ITU P.R 618.9: Für 650 Km Orbithöhe über Neustrelitz. Oben die Absorption durch atmosphärische Gase, in der Mitte die Dämpfungen durch Szintillation und unten die Regendämpfung die an 0,01% des Jahres nicht überschritten wird. Quelle: Drobczyk [30].

Szintillation ist eine Fluktuation von Amplitude oder Phase der Trägerwelle. Für höhere Frequenzen ab etwa 2 GHz werden diese durch Unregelmäßigkeiten im Brechungsindex der Troposphäre verursacht. Berechnungen der Dämpfungen durch troposphärische Szintillation sind ebenfalls ausführlich in ITU P.R 618.9 [16] beschreiben. In Abbildung 6 sind die atmosphärischen Dämpfungen für verschiedene Frequenzbänder dargestellt.

Zu den genannten Dämpfungen kommen noch Veränderungen der Polarisation der Trägerwelle. Diese entstehen durch den Transfer von Energie in die orthogonale Polarisationsrichtung, auch Kreuz-Polarisation genannt. Hervorgerufen werden sie durch Wassertröpfchen und Eispartikel in der Atmosphäre. Durch den Energietransfer weicht die Wellenpolarisation von der Polarisation der Empfangsantenne ab. Dadurch entstehen Polarisationsverluste welche bei der Empfängerstrecke mit berücksichtigt werden.

Nach ITU-R P.531 sind insbesondere bei Frequenzen unterhalb von 1 GHz ionosphärische Einflüsse zu berücksichtigen. Dazu gehören im Wesentlichen die Faraday Rotation und die ionosphärische Szintillation. Die Faraday Rotation verursacht eine Verdrehung der Polarisationssebene bei linear polarisierten Wellen. Ionosphärische Szintillation entsteht durch eine inhomogene Verteilung der Elektronendichte in der Ionosphäre. Die Störungen sind am Äquator und an den Polen des Erdmagnetfeldes am größten. Zu mittleren Breitengraden hin nehmen sie ab. Die Dämpfung durch ionosphärische Szintillation nimmt mit steigender Frequenz ab. Oberhalb des UHF-Bandes wird sie vernachlässigbar klein. Die ionosphärische Szintillation schwankt mit der Sonnenaktivität und der Jahres- und Tageszeit. In Tabelle 6 sind Größenordnungen der Faraday Rotation und der Szintillation für Nordamerika gegeben.

Tabelle 6: Faraday Rotation und ionosph. Szintillation über Amerika bei 30° Elevation

Störung	100 MHz	300MHz	1GHz	3GHz	10GHz
Verdrehung des E-Feldvektors bei linearer Polarisation	30 Drehungen	3,3 Drehungen	108°	12°	1,1°
Szintillationsdämpfung (polar)	5dB	1,1dB	0,05dB	0,006dB	0,0005dB
Szintillationsdämpfung (mittlere Breitengrade)	<1dB	0,1dB	<0,01dB	<0,001dB	<0,0001dB

Übernommen von Elbert [2]

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Troposphäre ab Frequenzen oberhalb von 10 GHz signifikante Dämpfungen hervorrufen kann. Troposphärische Szintillation sollte ab dem S-Band Bereich berücksichtigt werden. Faraday Rotation kann für hohe Frequenzen ab dem X-Band vernachlässigt werden. Im UHF und VHF kann die ionosphärische Szintillation signifikante Werte erreichen. Die Verluste in der Trägerwellenleistung hängen maßgeblich von der Länge des Weges durch die Atmosphäre ab, wodurch sie bei geringen Elevationen deutlich ansteigen. Die Orbithöhe spielt dabei keine große Rolle.

3.4.3 Empfängerstrecke

Da die Polarisation der Trägerwelle auf dem Weg durch die Atmosphäre durch den Faraday Effekt verändert wird, weicht die Wellenpolarisation in der Regel von der Polarisation der Empfangsantenne ab. Die Ausrichtung linear polarisierter Wellen wird gedreht. Weicht die

Ausrichtung der Wellenpolarisation um 45° von der Ausrichtung der Antennenpolarisation ab, wird das Signal um etwa 3dB gedämpft. Bei 90° Abweichung wird das Signal fast vollständig unterdrückt. Wie stark eine linear polarisierte Welle verdreht wird, hängt von der Frequenz und der Länge des Weges ab, den die Welle durch die Atmosphäre zurücklegen muss. Einen Anhaltspunkt liefert Tabelle 6 aus dem vorhergehenden Abschnitt.

Zirkular polarisierte Wellen werden zu elliptischer Polarisation verformt. Die Dämpfung ist abhängig vom Achsenverhältnis der Polarisation (siehe Abbildung 7). Die Verformung entsteht sowohl durch atmosphärische Störungen als auch durch eine Fehlausrichtung der Sendeantenne.

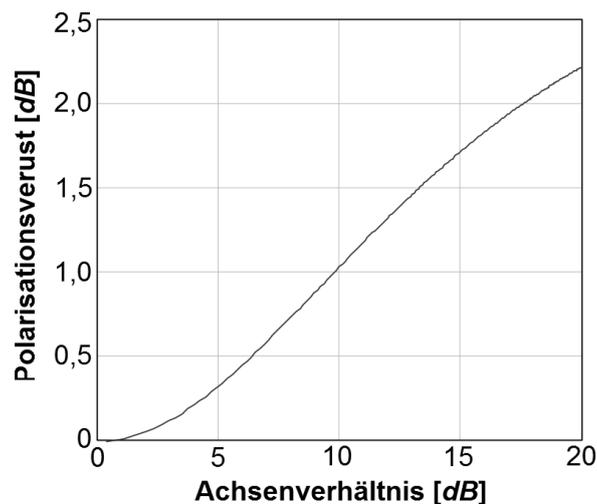


Abbildung 7: Polarisationsverluste bei elliptischer Polarisation: Das Achsenverhältnis (siehe Kap.3.1.3, Seite 5) ist in Dezibel angegeben. Abbildung übernommen von Blevins [7].

Neben den Polarisationsverlusten L_{pol} entstehen im Empfangssystem Fehlausrichtungsverluste L_θ wenn die Antenne nicht ideal ausgerichtet ist. Diese reduzieren den genutzten Antennengewinn. Alle Komponenten zwischen Empfangsantenne und Empfänger verursachen weitere Verluste, die analog zur Sendestrecke als Speiseverluste $L_{fed,Rx}$ zusammengefasst werden. Zusammen mit den Übertragungsverlusten L_{fsp} und L_{atm} erreicht den Empfänger noch eine Trägerwelle mit der Leistung P_{Rx} :

$$P_{Rx}[dB] = EIRP + G_R - L_\theta - L_{fsp} - L_{atm} - L_{pol} - L_{fed,Rx} \quad (3-31)$$

Die Empfindlichkeit des Empfängers definiert die minimale Trägerwellenleistung, die am Empfängereingang benötigt wird. Die Sendeleistung muss groß genug gewählt werden, damit nach Abzug aller Verluste die minimale Trägerwellenleistung nicht unterschritten wird.

Um den Zustand der modulierten Trägerwelle korrekt interpretieren zu können, muss er sich zudem ausreichend vom Rauschen unterscheiden lassen. Auf dem Weg vom Sender zum Empfänger wird der Rauschanteil im Signal erhöht. Rauschen wird durch die temperaturabhängige Bewegung der Ladungsträger verursacht. Die Rauschleistung ist proportional zur Temperatur. Der eingetragene Rauschanteil wird als Systemrauschen zusammengefasst und kann von der System-Rauschtemperatur T_{sys} abgeleitet werden. Dabei gelten die Annahmen,

dass die Rauschamplitude Gauß-verteilt und die Rauschleistung N konstant über die betrachtete Bandbreite B ist. Mit der Boltzmann-Konstante k ergibt sich [6]:

$$N[W] = k \cdot T_{sys} \cdot B \quad (3-32)$$

Die System-Rauschtemperatur setzt sich dabei aus den kaskadenartig aufsummierten Rauschtemperaturen aller Komponenten der Empfängerstrecke zusammen. Die Beiträge der einzelnen Komponenten entstehen durch die Verluste L , die in Wärme umgesetzt werden und damit die effektive Rauschtemperatur erhöhen. Mit dem Antennenrauschen T_{ant} und den Komponenten 1 bis n zwischen der Empfangsantenne und dem Empfänger ergibt sich zunächst die Gesamt-Rauschtemperatur T_{ges} [4]:

$$T_{ges}[K] = T_{ant} + T_1 + T_2(L_1) + T_3(L_1 \cdot L_2) + \dots + T_n(L_1 \cdot \dots \cdot L_{n-1}) \quad (3-33)$$

Diese Rauschtemperatur herrscht direkt hinter der Empfangsantenne. Alle passiven Komponenten dämpfen die Gesamtleistung des Signals und damit auch die Rauschleistung. Aktive Komponenten (Verstärker) erhöhen mit der Gesamtleistung auch die Rauschleistung. Diese Verluste und Verstärkungen müssen noch berücksichtigt, werden um die Rauschtemperatur am Empfänger und damit die System-Rauschtemperatur zu erhalten. Verstärkungen G sind immer größer als 1, Verluste L immer kleiner als 1. Es gilt [4]:

$$G = \frac{1}{L} \quad (3-34)$$

Die Rauschtemperaturen der einzelnen Komponenten lassen sich den Datenblättern entnehmen. Das Empfängerrauschen wird üblicherweise über die Rauschzahl F angegeben. Sie wird aus dem Verhältnis vom Rauschabstand am eingehenden Signal zum Rauschabstand des Signals am Empfängerausgang gebildet. Zwischen der Rauschtemperatur und der Rauschzahl besteht der folgende Zusammenhang [4]:

$$T_{eff,Rx}[K] = T_{ref}(F - 1) \quad (3-35)$$

T_{ref} ist die thermodynamische Bezugstemperatur, d.h. die Temperatur der betrachteten Komponente. Die effektive Rauschtemperatur der passiven Komponenten kann aus den angegebenen Verlusten abgeleitet werden [4]:

$$T_{eff}[K] = T_{ref}(L - 1) \quad (3-36)$$

Die Empfangsantenne fängt das Rauschen in ihrer Umgebung auf. Welche Rauschquellen das im Wesentlichen sind, hängt von der Ausrichtung der Haupt- und Nebenkeulen der Antenne ab. Bei einem Satelliten entspricht die Rauschtemperatur der Empfangsantenne annähernd der Temperatur der Region, auf die sie ausgerichtet ist. Für erste Abschätzungen kann ein konservativer Wert von 290 K angesetzt werden. Einen Anhaltspunkt für genauere Werte bietet Abbildung 8. Dort sind die Rauschtemperaturen nach einem ESA-Modell für das Ka-Band dargestellt. Die Antennen-Rauschtemperatur steigt mit der Frequenz [4]. Bei

Frequenzbereichen unterhalb des Ka-Bands sind die Rauschtemperaturen deshalb geringer als in Abbildung 8.

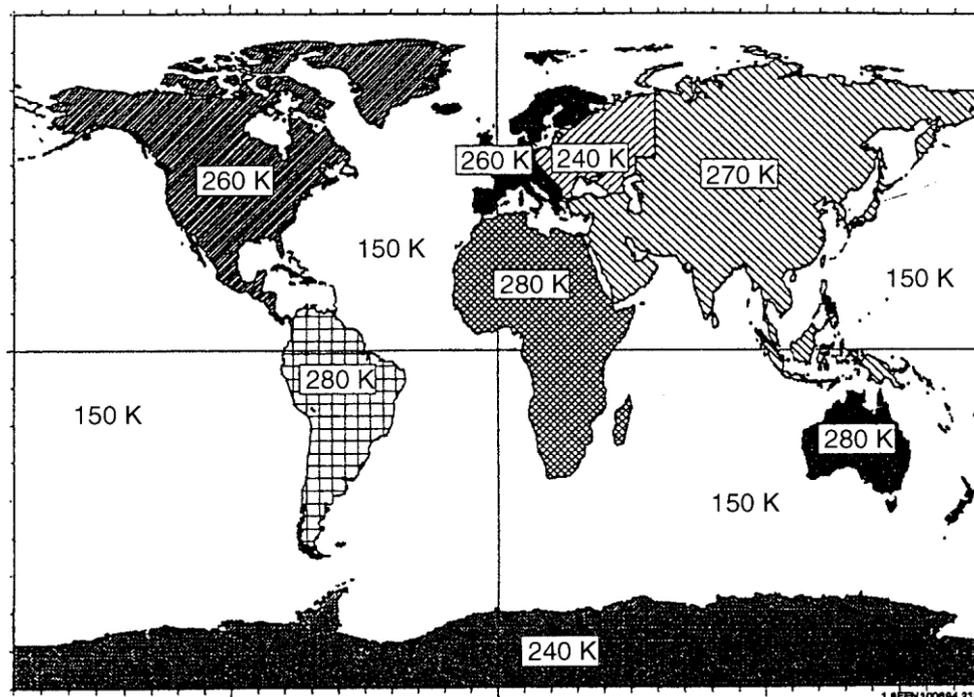


Abbildung 8: Strahlungstemperatur der Erde im Ka-Band (ESA / EUTELSAT Model): Abbildung übernommen aus *Satellite Communications Systems* [4].

Bodenstationsantennen fangen Rauschen aus dem All, von der Atmosphäre und, insbesondere bei niedrigen Elevationen, das von der Erde abgestrahlte Rauschen auf. Die Rauschtemperatur ist neben der Frequenz noch abhängig von der Wetterlage und dem Richtdiagramm der Bodenstationsantenne. Für Bodenstationen wird in der Regel die Güte des Empfangssystems zur Verfügung gestellt. Darin ist die Rauschtemperatur bereits enthalten, sodass die Rauschtemperatur der Bodenstationsantenne in der Regel nicht berechnet werden muss.

3.4.4 Bitfehlerrate

In den vorhergehenden Abschnitten wurde veranschaulicht, dass einerseits die Energie der Trägerwelle auf dem Weg vom Sender zum Empfänger abnimmt und andererseits der Rauschanteil im Signal steigt. Der Abstand vom Signalpegel zum Rauschen wird also geringer. Die Zustände des modulierten Signals können im Konstellationsdiagramm dargestellt werden (Siehe Abbildung 4, auf Seite 17). Da das Signal verrauscht ist, weichen die realen Zustände von den Idealen ab. Wird der Rauschanteil im Signal zu groß, kann es zu Fehlinterpretationen bei der Demodulation kommen. Durch die Fehlinterpretation ist der Wert einzelner oder mehrerer Bits im empfangenen Symbol negiert, wodurch die übertragende Information verfälscht wird.

Je größer die Signalleistung gegenüber der Rauschleistung ist, desto geringer ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Bitfehlern. Ein Maß für den Rauschabstand bei

digitalen Modulationsverfahren ist das Verhältnis von Energie pro Bit E_b zur spektralen Rauschdichte N_0 . Die Energie pro Bit berechnet sich aus der Trägerwellenleistung P_{Rx} und der Bitrate R_{bit} am Empfängereingang [4]:

$$E_b [J] = \frac{P_{Rx}}{R_{bit}} \quad (3-37)$$

Die spektrale Rauschdichte ergibt sich aus dem Systemrauschen nach Gleichung (3-32) auf Seite 27 und der Bandbreite [4]:

$$N_0 [J] = \frac{N}{B} = k \cdot T_{sys} \quad (3-38)$$

Das Verhältnis von Energie pro Bit zur spektralen Rauschleistung bildet die Grundgleichung der Funkstreckenbilanz [4]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{Rx}}{R_c \cdot k \cdot T_{sys}} \quad (3-39)$$

Das Verhältnis E_b/N_0 wird üblicher Weise in Dezibel angegeben. Je größer es ist, desto geringer ist die Wahrscheinlichkeit, dass Bitfehler auftreten. Aus der Bitfehlerwahrscheinlichkeit lässt sich die mittlere Anzahl an Bitfehlern in einem Datenstrom abschätzen, die sogenannte Bitfehlerrate *BER* (siehe Abbildung 9).

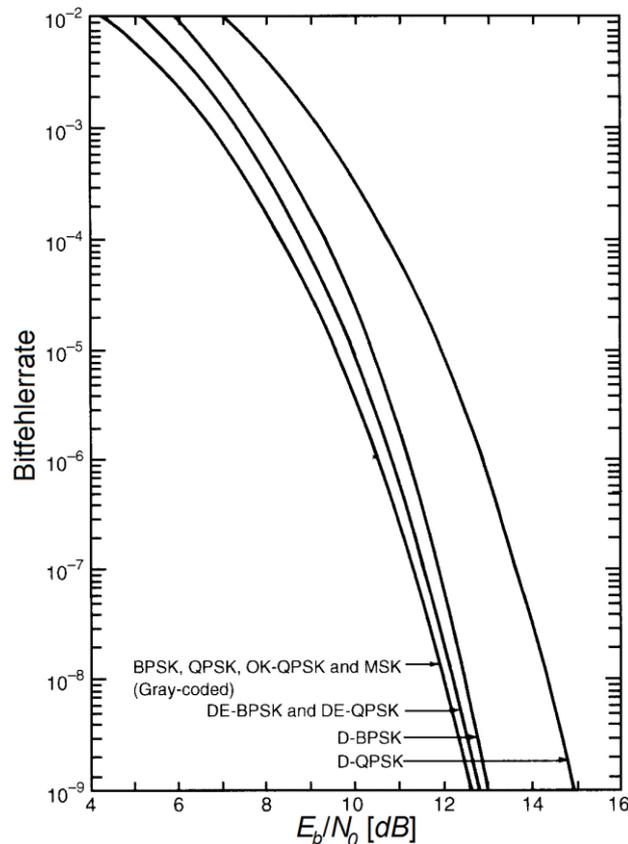


Abbildung 9: Bitfehlerrate für gängige PSK Verfahren (für uncodierte Datenströme). Übernommen aus *Satellite Communications Systems* [4].

Die Bitfehlerrate gibt an, wie viele Bits in einer auf 1 normierten Menge an Bits wahrscheinlich fehlerhaft sein werden. In der Fachliteratur sind Bitfehlerraten für alle gängigen Modulationsarten, in Abhängigkeit von E_b/N_0 in Diagrammen dargestellt (siehe Abbildung 9).

Die Bitfehlerrate geht aus den Anforderungen an das Kommunikationssystem hervor. Die Sendeleistung muss so angepasst werden, dass mindestens das benötigte E_b/N_0 für die geforderte Bitfehlerrate am Empfängereingang erreicht wird. Es ist üblich, mindestens 3 dB mehr Sendeleistung als minimal benötigt bereitzustellen [6]. Für die Sendeleistung in Watt entspricht das einem Sicherheitsfaktor von 1,5 und deckt Unsicherheiten in den Modellen der Störgrößen und nicht berücksichtigte Dämpfungen ab.

Bei einer realen Übertragung ist die Wahrscheinlichkeit das Bitfehlern immer größer Null. Die theoretisch minimal mögliche Bitfehlerrate ist durch die Shannon – Grenze bestimmt. Im Gegensatz zur Kanalkapazität werden dabei Rauschanteile mit berücksichtigt. Nach dem Shannon – Theorem ist die maximale Datenrate im verrauschten Kanal [6]:

$$C_{Sha} = B_{Nyq} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_{Rx}}{N} \right) = B_{Nyq} \cdot 1,44 \cdot \ln \left(1 + \frac{P_{Rx}}{N} \right) \quad (3-40)$$

Dabei ist B_{Nyq} die maximal mögliche Bandbreite (siehe Gleichung (3-12) auf Seite 13). Für $\frac{P_{Rx}}{N} \ll 1$ ist $\ln \left(1 + \frac{P_{Rx}}{N} \right) \approx \frac{P_{Rx}}{N}$ und damit:

$$C_{Sha} \approx B_{Nyq} \cdot 1,44 \cdot \frac{P_{Rx}}{N} \quad (3-41)$$

Nach den Gleichungen (3-37) und (3-38) auf Seite 29 gilt der Zusammenhang:

$$\frac{P_{Rx}}{N} = \frac{E_b R_{bit}}{N_0 B} \quad (3-42)$$

$$\Rightarrow C_{Sha} \approx B_{Nyq} \cdot 1,44 \cdot \frac{E_b R_{bit}}{N_0 B} \quad (3-43)$$

Im Grenzfall entspricht die tatsächliche Datenrate der maximal Möglichen. Daraus ergibt sich die Shannon-Grenze:

$$\frac{C_{Sha}}{R_{bit,max}} = \frac{B_{Nyq}}{B_{max}} \cdot 1,44 \cdot \frac{E_b}{N_0} \Leftrightarrow 1 = 1,44 \cdot \frac{E_b}{N_0} \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{1,44} = 0,69 = -1,6dB \quad (3-44)$$

Die Bandbreite in realen Systemen ist immer kleiner als die maximal Mögliche. Durch Kanalcodierung können Werte nahe an der Shannon – Grenze erreicht werden. Möglich wird das, weil durch Kanalkodierung Fehlinterpretationen bei der Demodulation in gewissem Umfang erkannt und korrigiert werden können. Es kann also eine gewisse Anzahl an Fehlern toleriert werden, wodurch die geforderte Bitfehlerrate mit einem kleineren E_b/N_0 erreicht

wird. Nach Gleichung (3-39) kann durch Kanalcodierung folglich Sendeleistung gespart bzw. eine höhere Datenrate erzielt werden. Bei der Bilanzierung wird dies über den Codegewinn G_{cod} berücksichtigt. In Abbildung 10 ist der Codegewinn für einige in der Raumfahrt übliche Kanalcodierungen dargestellt.

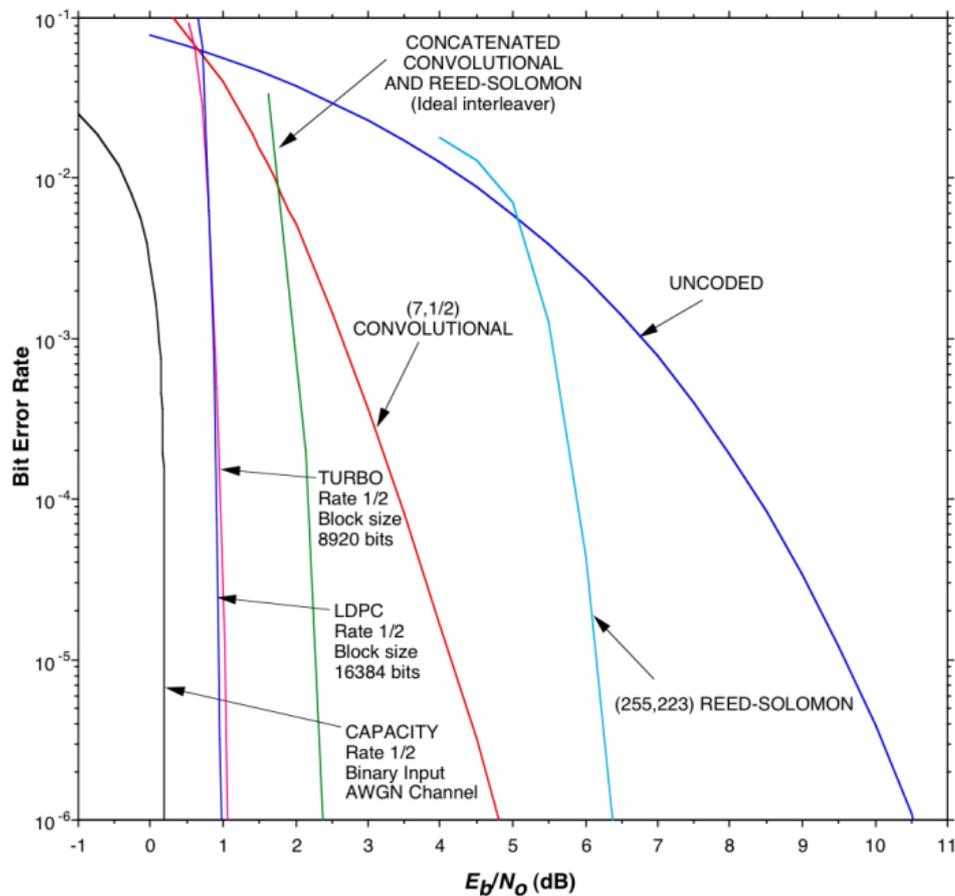


Abbildung 10: Codegewinn verschiedener Codierungsverfahren: Der Codegewinn ergibt sich aus der Differenz der Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte E_b/N_0 des jeweiligen Codingverfahrens vom uncodierten Datenstrom (blaue Kurve). Die schwarze Kurve zeigt das theoretisch minimal notwendige E_b/N_0 definiert durch die Kanalkapazität. Abbildung übernommen aus CCSDS 130.1-G-2 [27].

Der Codegewinn ist stark abhängig vom Coding Verfahren und steigt mit abnehmender Bitfehlerrate. Verkettete Verfahren können bei einer Bitfehlerrate von 10^{-6} einen Codegewinn von mehr als 8 dB bringen. Zu beachten ist dabei, dass dem Datenstrom redundante Bits hinzugefügt werden müssen. Dadurch sind, je nach Anforderungen, höhere Bruttodatenraten notwendig, oder es verringert sich die Nettodatenrate bei vorgegebener Bandbreite.

Abbildung 11 zeigt mögliche Auswirkungen von Übertragungsfehlern und deren Korrekturfähigkeit durch Kanalkodierung. Das Bild wurde mit einem Pulsmodulierten Laserstrahl zum Lunar Reconnaissance Orbiter übertragen. Die Übertragungsfehler entstanden durch atmosphärische Einflüsse und, wegen der großen Entfernung, durch Pointing Jitter.

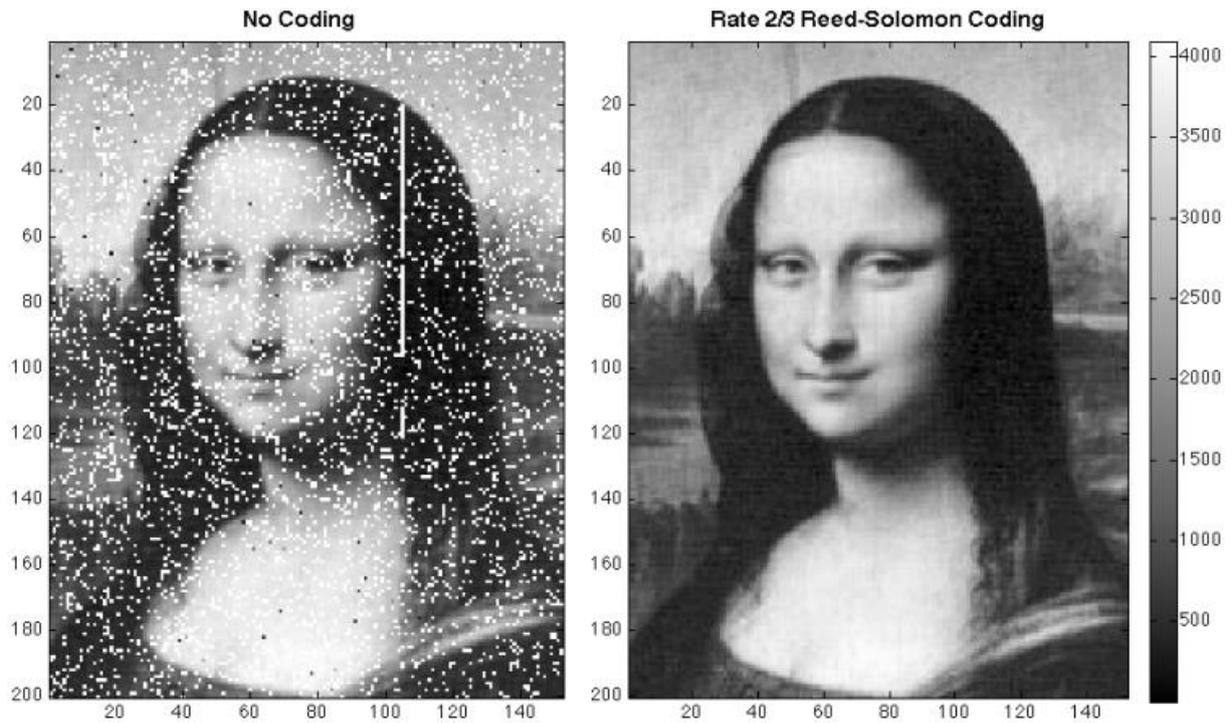


Abbildung 11: Verbesserung der Übertragung durch Kanalcodierung: Die Mona Lisa wurde als 12-Bit Graustufenbild mit einer Auflösung von 200×152 Pixeln übertragen. Im linken Bild sind Übertragungsfehler aufgrund atmosphärischer Störungen deutlich zu erkennen. Für die rechte Abbildung wurde Kanalcodierung angewendet, wodurch alle Fehler erkannt und korrigiert werden konnten. Quelle Sun et Al. [11].

4 GOSSAMER-1

In diesem Kapitel wird ein Überblick über den Satelliten GOS-1 gegeben und Anforderungen an dessen Kommunikationssystem abgeleitet. Zunächst werden Missionsziele, bestehende Anforderungen und Randbedingungen, sowie der geplante Missionsablauf zusammengefasst. Der Fokus liegt dabei auf Einflüssen, die die Auslegung des Kommunikationssystems tangieren. Für eine vollständige Übersicht sei auf das Mission Statement [23], das Mission Requirements Document [22] und das System Requirements Document [25] verwiesen.

4.1 Mission

Bei Gossamer-1 liegt als erster Schritt auf der Gossamer Roadmap, der Schwerpunkt auf der Entwicklung und Demonstration des Entfaltungsmechanismus für die Sonnensegel. Als primäres Missionsziel soll die Entfaltung der Sonnensegel im Orbit demonstriert und das Schwingungsverhalten der Sonnensegelstruktur analysiert werden. Die aufgezeichneten Daten und Bilder der Entfaltung werden zum Bodensegment übertragen, um die Funktionstüchtigkeit nachzuweisen. Als sekundäre Zielstellung werden Dünnschichtsolarzellen getestet, welche auf die Oberfläche der Sonnensegel aufgebracht sind. Außerdem soll die beschleunigende Wirkung des Sonnensegels auf das Deorbiting aus dem LEO untersucht werden.

Gossamer-1 wird von der ESA finanziert. Es steht ein begrenzter Finanzrahmen zur Verfügung. Entwurf und Bau des Satelliten, sowie Tests dürfen das zur Verfügung stehende Budget nicht überschreiten. Deshalb gilt:

CC-1: Design to Cost	Anwendbar	Alle Phasen	Gossamer Roadmap [9]; Gossamer Mission Statement [23]
Das Kommunikationssystem soll nach der Design to Cost Philosophie entworfen werden.			
Im GOS-1 Mission Statement und der GOSSAMER-Roadmap wird das Ziel formuliert, ein kosteneffektives System zu entwerfen. Dafür steht ein begrenzter Finanzrahmen zur Verfügung.			

GOS-1 wird als sekundäre Nutzlast mit der QB50 Mission starten. QB50 ist ein Schwarm von etwa 50 Doppel-Cubesats, die mit verschiedenen Messinstrumenten ausgestattet sind um verschiedener Parameter der unteren Thermosphäre zu untersuchen. Die Cubesats werden aus einem Stack von Poly-PicoSatellite Orbital Deployer (P-POD) separiert. GOS-1 wird auf dem Stack montiert werden. Die beiden Systeme arbeiten aber unabhängig voneinander.

Nach aktuellem Stand ist die Orbithöhe nach unten durch die minimale Lebensdauer der Cubesats von 3 Monaten beschränkt. Nach oben hin ist die Höhe durch den Orbit der ISS begrenzt, um Kollisionen mit der Raumstation zu vermeiden. In Frage kommende Orbithöhen werden in Abschnitt 5.1 näher untersucht. Die Orbitinklination wurde auf mindestens 50° festgelegt. Zu Beginn dieser Ausarbeitung sollte QB50 mit einer russischen Shtil 2.1 Rakete gestartet werden. Inzwischen ist aber bekannt, dass in Zukunft keine kommerziellen Nutzlasten mehr mit der Shtil befördert werden. Welche anderen Raketen für einen Start in Frage kommen, wird zurzeit analysiert.

Derzeit (Jan 2012) sind weder für QB50 noch für GOS-1 Anforderungen für eine Lagestabilisierung formuliert. Für die Auslegung des GOS-1 Kommunikationssystems wird deshalb von einem frei taumelnden Raumfahrzeug ausgegangen.

Bezüglich des Orbits und der Ausrichtung des Satelliten lassen sich bis hierhin 3 Anforderungen an das GOS-1 Kommunikationssystem ableiten:

CR-TEC-1: Orbitinklination	Anwendbar	Alle Phasen	GOS-1 Launcher Scenarios [21]; Mission Req. Doc [22]: MR-TEC-4;
Der Zielorbit soll eine Inklination größer als 50° haben.			
Als sekundäre Nutzlast richtet sich der Zielorbit nach den Anforderungen der QB50-Mission.			

CR-TEC-2: Ausrichtung des RX - Systems	Anwendbar	Alle Phasen	
Das Kommunikationssystem soll Telekommandos vom Bodensegment unabhängig von der Ausrichtung des Raumfahrzeugs empfangen können.			
Das Raumfahrzeug ist nicht lagestabilisiert.			

CR-TEC-3: Ausrichtung des TX - Systems	Anwendbar	Alle Phasen	
Das Kommunikationssystem soll Telemetrie unabhängig von der Ausrichtung des Raumfahrzeugs zum Bodensegment übertragen können.			
Das Raumfahrzeug ist nicht lagestabilisiert.			

4.2 Betriebsphasen

Der Betrieb von GOS-1 beginnt nach der Separation der Cubesats. Die Separationsrate soll so gewählt werden, dass die Wahrscheinlichkeit für Kollisionen zwischen den Cubesats untereinander minimal wird. Derzeit werden dazu Analysen von der Orbitdynamik Arbeitsgruppe des QB50 Teams durchgeführt. Erste Ergebnisse deuten darauf hin, dass die gesamte Separationsphase 2 bis 3 Tage dauern wird. Der anschließende Betrieb von GOS-1 ist in 3 Abschnitte unterteilt:

- *Commissioning Phase* (Inbetriebnahme): Schrittweise Inbetriebnahme der Gossamer-1 Subsysteme und Validierung der Funktionstüchtigkeit. Die planmäßige Dauer beträgt ca. 4 bis 5 Bodenstationsüberflüge [19].
- *Deployment Phase* (Segelentfaltung): Die Entfaltung des Sonnensegels dauert voraussichtlich wenige Minuten.
- *Monitoring & Downlink Phase* (Überwachung und Datenübertragung zu Boden): Aufzeichnung von Daten zur Analyse des Schwingungsverhaltens der Sonnensegelstruktur und der Analyse der Solarzellen. Außerdem die Übertragung aller Daten zum Bodensegment. Die Dauer ist durch die verfügbare Energiemenge auf maximal 5 Tage begrenzt.

Ein möglicher Betriebsablauf ist in Abbildung 12 dargestellt.

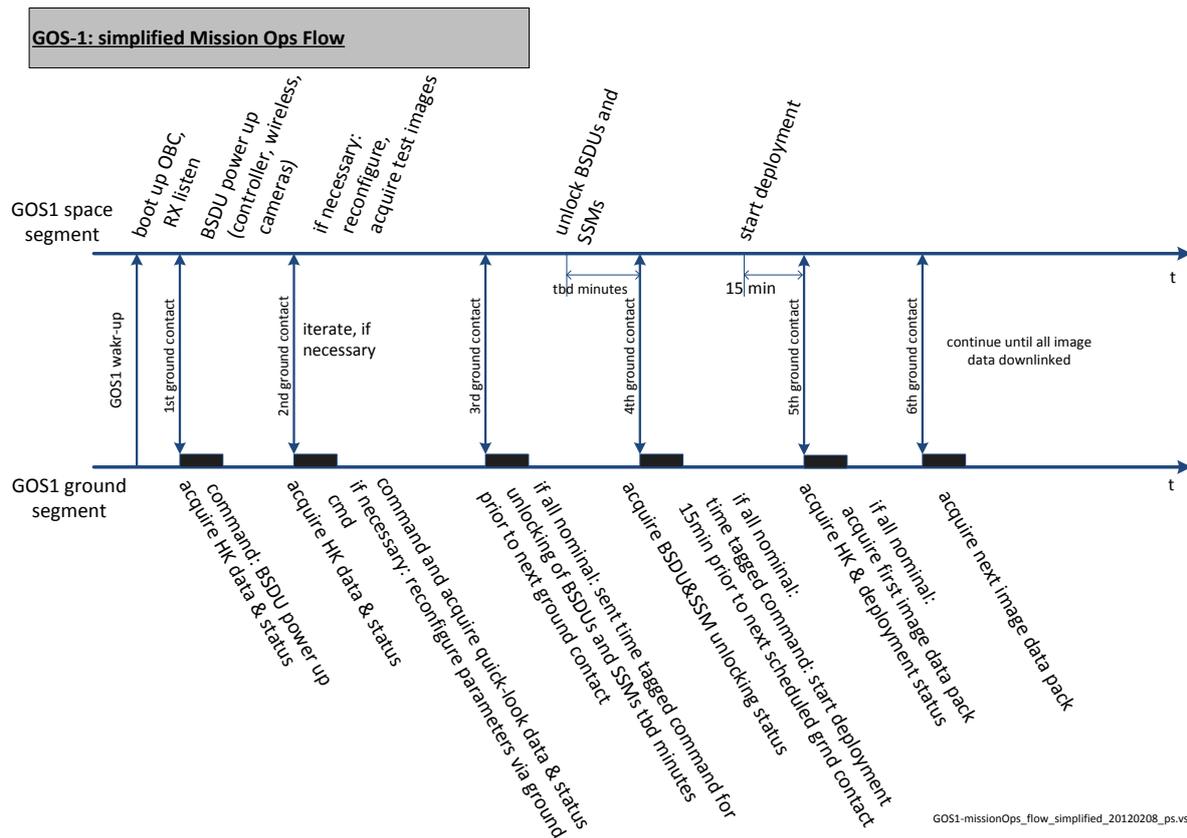


Abbildung 12: Möglicher GOS-1 Betriebsablauf: Dargestellt ist die Mindestanzahl an Bodenstationskontakten, welche für die Inbetriebnahme und die Segelentfaltung notwendig sind. Von der Monitoring & Downlink Phase ist nur der einleitende Kontakt angedeutet. Pfeile nach oben deuten an, dass Kommandos an den Satelliten gesendet werden. Pfeile nach unten bedeuten, dass Telemetrie vom Satelliten an das Bodensegment übertragen wird. Die folgenden Abkürzungen wurden verwendet: OBC = On Board Computer, RX = Receiver, BSDU = Boom and Sail Deployment Unit, SSM = Sail Spool Mechanism, tbd = to be defined, HK = Housekeeping Data. Abbildung übernommen von Spietz [19].

Aufgrund des höheren Verhältnisses von Fläche zu Masse wird GOS-1 mit dem P-POD-Stack bereits nach einigen Tagen bis Wochen in der Erdatmosphäre verglühen, während die Cubesats einige Monate im Orbit verbleiben sollen.

4.3 Satellitenbus

Der Gossamer-1 Satellitenbus basiert auf dem am Institut für Raumfahrtssysteme des DLR entwickeltem Nanosatelliten CLAVIS. Er ist für die Verwendung von Standard Cubesat-Komponenten konzipiert, welche in vier nebeneinanderliegenden Stacks in einer Aluminiumbox angeordnet sind (siehe Abbildung 13). Für Cubesat-Komponenten werden üblicher Weise commercial off-the-shelf (COTS) Bauteile verwendet. Die erhöhte Strahlung im Orbit bewirkt ein schnelleres Altern elektronischer Bauteile. Bei COTS Komponenten ist dieser Effekt größer, als bei sonst in der Raumfahrt verwendeten strahlungsresistenten Bauteilen. Verschiedene Kleinsatelliten Projekte, wie z.B. TUBSAT oder BEESAT haben aber gezeigt, dass auch mit COTS-Komponenten Lebensdauern von mehreren Jahren erreicht werden können. Wegen der kurzen Missionsdauer und der geringen Orbithöhe ist die Strahlungs-dosis, die im Orbit bis zum Missionsende aufgenommen wird, aber sehr gering. Es lässt sich die folgende Anforderung festhalten:

CR-TEC-4: COTS-Komponenten	Anwendbar	Alle Phasen	
Für das Kommunikationssystem können Commercial off-the-shelf (COTS) Komponenten verwendet werden.			
In Anbetracht der kurzen Missionslebensdauer (CR-TEC- 7) und der geringen Orbithöhe (CR-TEC- 6) sind die Komponenten des Raumfahrzeugs nur einer geringen Strahlungs-dosis ausgesetzt.			

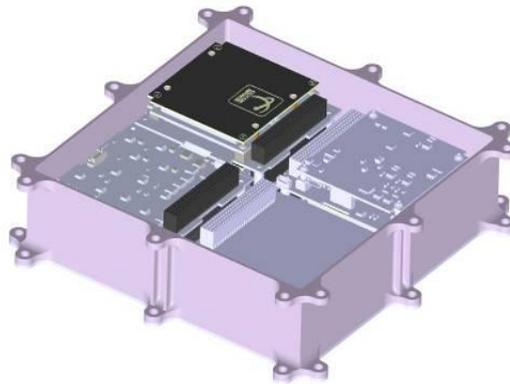


Abbildung 13: Beispielanordnung von Komponenten in der CLAVIS Box: Vorzugsweise werden Platinen im Cubesat-üblichen PC 104 Format verwendet. Abbildung übernommen von Spietz [32].

Für GOS-1 wird die CLAVIS-Box auf einer Interfaceplatte montiert. Diese stellt die mechanischen Schnittstellen zum QB50 P-POD Stack bereit. An den 4 Seiten sind die Entfaltungsmechanismen für die Booms und die Sonnensegel (BSDU) angeordnet (siehe Abbildung 14). Die Booms bestehen aus CFK und die Segel aus einer aluminiumbeschichteten Kapton Folie, die mit experimentellen Dünnschichtsolarzellenstrings besetzt ist. Für den Start sind die Segel zunächst zusammengefasst und auf dem Segel-Spülmechanismus (SSM) aufgerollt. Die Booms sind in der Startkonfiguration in den BSDU's verstaut. Abbildung 14 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Gossamer-1 Satelliten.

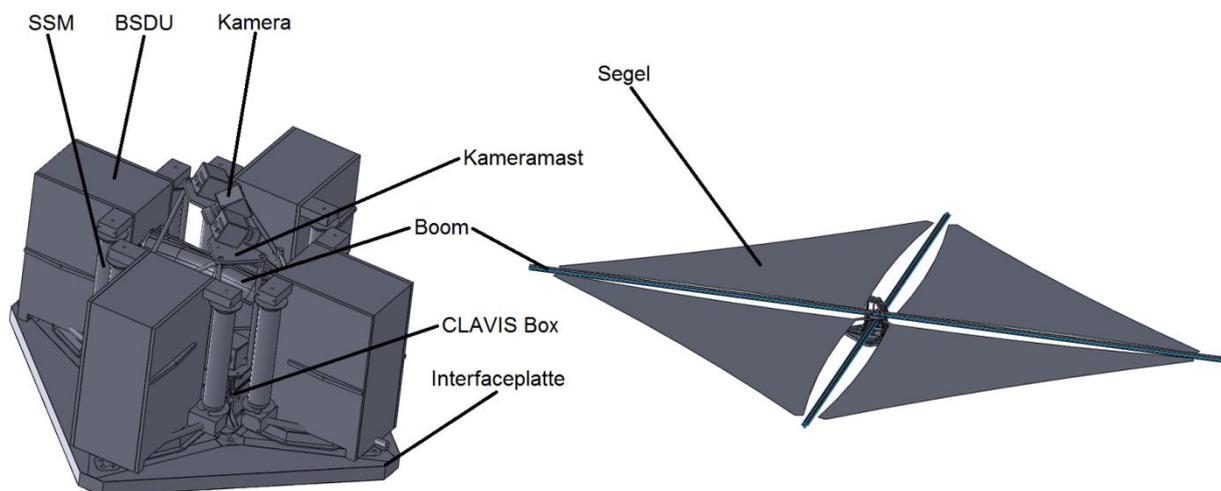


Abbildung 14: Gossamer-1 Struktur: In der Startkonfiguration (links) und im entfalteten Zustand (rechts). Entwurfsstand Nov 2012. CAD – Modell erstellt von Martin Hillebrandt, DLR Braunschweig.

Die BSDU's werden nach der Entfaltung abgeworfen. Telemetrie, die während der Entfaltung in den BSDU's aufgezeichnet wird, kann vom OBC über Bluetooth abgerufen werden. Die Auslegung der Bluetooth-Funkstrecke ist nicht Teil dieser Arbeit. Es müssen

aber eventuelle Auswirkungen auf das System für die Kommunikation zwischen Raumsegment und Bodensegment beachten werden:

CR-TEC- 5: Bluetooth	Anwendbar	Alle Phasen	
Der Empfänger des Kommunikationssystems soll vor den Signalen der Bluetooth-Sender geschützt werden.			
Die Auswirkungen der Bluetooth Übertragungen auf das Kommunikationssystem müssen untersucht werden. Wenn die Gefahr einer Beeinträchtigung besteht, müssen Schutzmaßnahmen getroffen werden.			

Tabelle 7 fasst die Eckdaten des Satelliten nach aktuellem Entwurfsstand (Dez 2012) zusammen.

Tabelle 7: Vorläufige Eckdaten des Gossamer-1 Satelliten

Größe	Wert	
Gesamtmasse	ca. 25 kg	
Grundfläche (Start-Konfiguration)	61x62cm ²	
Fläche der Sonnensegel (entfaltet)	ca. 5x5m ²	
Energiebedarf	Commisioning Phase	42,5 Wh
	Deployment Phase	5,5 Wh
	Monitoring & Downlink Phase	277 Wh

Stand 12/2012

4.4 ITU Anforderungen

Das Kommunikationssystem muss gemäß den Vorgaben der internationalen Fernmeldeunion (ITU) entworfen werden. Daraus ergeben sich verschiedene grundlegende Anforderungen und Randbedingungen, um andere Funkdienste nicht zu beeinträchtigen und eine Frequenzzulassung zu erhalten:

CC- 2: Frequenzkoordination	Anwendbar	Alle Phasen	
Alle vom Raumfahrzeug belegten Frequenzen sollen koordiniert werden.			
Die Koordinierung erfolgt über den DLR-Frequenzkoordinator.			

CC- 3: Leistungsflussdichte am Boden	Anwendbar	Betriebsphase	CC- 2; ECSS-E-ST-50-05C [14]: Tab. 5-10
Die Leistungsflussdichte am Boden, des vom Raumfahrzeug gesendeten Funksignals soll nicht die von der ITU festgelegten Grenzwerte überschreiten.			
Vorgabe von der ITU. (Berechnung der Leistungsflussdichte am Boden in Kap 6.1)			

CC- 4: Bandbreite	Anwendbar	Betriebsphase	CC- 2
In den belegten Frequenzbereichen soll die von der ITU vorgeschriebene maximale Bandbreite nicht überschritten werden.			
Vorgabe von der ITU um die Störung von Funkdiensten auf benachbarten Frequenzen zu vermeiden.			

CR-OPR-1: Empfangsbereitschaft	Anwendbar	Alle Phasen	CC- 2;
Das Kommunikationssystem soll während der Betriebsphase des Raumfahrzeugs immer empfangsbereit sein.			
Das soll gewährleisten, dass jederzeit ein Kommando an den Satelliten geschickt werden kann. Die Betriebsphase beinhaltet alle Phasen nach dem Startup des Raumfahrzeugs bis zum Missionsende.			

5 SYSTEMAUSLEGUNG

Im folgenden Kapitel werden die Systemtreiber identifiziert, Auslegungsfaktoren bestimmt und weitere Anforderungen an das Kommunikationssystem abgeleitet.

5.1 Betrachtungen zum Orbit

GOS-1 ist sekundäre Nutzlast. Der Orbit ist durch die QB50 Anforderungen definiert. Die Cubesats sollen Messdaten in einer Höhe zwischen etwa 100 und 300 km erfassen. Es werden mindestens 3 Monate Lebensdauer gefordert. Bei einem Doppel-Cubesat mit einer Kantenlänge von $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ und einer Masse von 2 kg ergibt sich dadurch eine Mindestanfangshöhe von etwa 355 km. Eine weitere Anforderung begrenzt die Orbithöhe nach oben hin durch die ISS, damit die Raumstation keinem Kollisionsrisiko ausgesetzt wird. Momentan umrundet die ISS die Erde in einer Höhe von etwas über 400 km [42]. Die Orbithöhe der internationalen Raumstation ist in der Vergangenheit allerdings auch schon bis auf Höhen nahe der definierten Grenze von 330 km abgesunken. Sollte das zum Startzeitpunkt der QB50 Mission auch der Fall sein, dann stünde die Forderung im Widerspruch zur Mindestlebensdauer. Im Bezug auf Kontaktzeiten und maximal zulässiger Sendeleistung ist eine geringere Orbithöhe ungünstiger. Deshalb wird für die Auslegung des GOS-1 Kommunikationssystems eine Anfangshöhe von 330 km als Designgrundlage herangezogen.

Aufgrund der geringen Orbithöhe und der großen Segelfläche ist damit zu rechnen, dass GOS-1 bei entfaltetem Sonnensegel schnell absinkt. Da bezüglich dessen noch keine Analysen existieren, wurde eine Abschätzung zur orbitalen Lebensdauer mit Hilfe eines Java Applets erstellt, das vom Radio and Space Weather Service des australischen Wetterdienstes auf deren Homepage [33] zur Verfügung gestellt wird. Das Applet liefert vergleichbare Ergebnisse wie System Toolkit (STK) von AGI und die Debris Assessment Software (DAS), welche von der NASA unter [41] bezogen werden kann. Als Eingangsgrößen für das Java Applet sind das Startdatum, die anfängliche Orbithöhe, der Strömungswiderstandskoeffizient (Drag Coefficient), sowie die Masse des Satelliten und seine projizierte Fläche in Flugrichtung anzugeben. Das Applet ist für kreisförmige Orbits über kurze Perioden konzipiert. Bei Langzeitvorhersagen werden die Fehler zu groß.

Als Startdatum wurde nach dem aktuellen Zeitplan der 15. April 2015 gewählt. Nach derzeitigen Schätzungen wird das nächste Sonnenmaximum Ende 2013 erreicht [40]. 2015 ist die Sonnenaktivität tendenziell abnehmend. Eventuelle Startverzögerungen hätten geringere Sonnenaktivitäten und damit einer längere orbitale Lebensdauer zur Folge. Für den Strömungswiderstandskoeffizient wurde 2,2 als typischer Wert für Kleinsatelliten nach [6] angenommen. Für genauere Analysen sollte beachtet werden, dass sich der Strömungswiderstandskoeffizient mit der Entfaltung des Sonnensegels ändert. Da der Einfluss aber verglichen mit dem Fläche zu Masse Verhältnis klein ist, kann das für eine erste Abschätzung vernachlässigt werden.

Die Sinkrate wird im Wesentlichen von dem Verhältnis der Fläche in Flugrichtung zur Masse des Raumfahrzeugs bestimmt. Zum Zeitpunkt dieser Arbeit waren noch keine offiziellen Massen- und Volumenbudgets von QB50 verfügbar. Es wurde deshalb angenommen, dass sich die QB50 Masse aus 50 kg für die Cubesats und 100 kg den P-POD Stack zusammensetzt. Die QB50 Gesamtmasse beläuft sich so anfänglich auf 150 kg und 100 kg, nachdem alle Cubesats separiert wurden. Hinzu kommt die Masse von GOS-1 mit etwa 25 kg vor und 15 kg nach der Entfaltung⁴.

Im Missionsverlauf ergeben sich 3 Phasen, in denen das Gesamtsystems QB50 und GOS-1 unterschiedliche Massen bzw. Flächen aufweist:

- QB50 Separationsphase
- GOS-1 Inbetriebnahme
- GOS-1 Segelentfaltung und anschließende Segelphase

Während der maximal 3 Tage dauernden Separationsphase werden die Cubesats ausgestoßen. Unter der Annahme, dass die Cubesats in äquidistanten Zeitabständen ausgestoßen werden, beträgt die Masse der Cubesats über die Phase gemittelt $50/2 \text{ kg} = 25 \text{ kg}$. Hinzu kommen die Leermasse des P-POD Stacks, mit 100 kg und die Masse von GOS-1, mit 25 kg. Die Gesamtmasse in der Separationsphase beträgt also im Mittel 150 kg.

In der Inbetriebnahme Phase wird GOS-1 schrittweise aktiviert. Dafür sind etwa 5 Bodenstationsüberflüge angesetzt. Bei mindestens 2 Bodenstationskontakten pro Tag dauert die Phase etwa 3 Tage. Vor der Aktivierung von GOS-1 wurden alle Cubesats separiert. In das Massenbudget geht also nur das QB50 Leergewicht ein. Die Gesamtmasse beträgt dann noch 125 kg.

Durch die Entfaltung des Sonnensegels wird die 5 tägige Segelphase eingeleitet. Die Fläche des Raumfahrzeugs wird in einer Ebene durch das Sonnensegel erheblich vergrößert. Nach dem Abwurf der Entfaltungsmechanismen hat sich die Masse auf 115 kg verringert.

Wegen der fehlenden Lagestabilisierung taumelt der Satellit frei im Orbit. Für die Abschätzung der projizierten Fläche in Flugrichtung wurde angenommen, dass im Mittel alle 6 Seiten des Satelliten dieselbe Zeit in Flugrichtung weisen. Die Fläche in Flugrichtung entspricht dann im Schnitt dem Mittelwert zwischen minimaler und maximaler Fläche. In Abbildung 15 sind die Flächenextrema für die Startkonfiguration von GOS-1 (Segel noch nicht entfaltet) dargestellt. Die Maße des QB50 P-POD Stacks basieren dabei auf vorläufigen Schätzungen. Für die Startkonfiguration ergibt sich in Flugrichtung eine Fläche von mindestens $0,49 \text{ m}^2$ und maximal $1,18 \text{ m}^2$. Im Mittel beträgt die Fläche also $0,835 \text{ m}^2$. Nach der Entfaltung ist eine maximale Fläche durch die Sonnensegel definiert und beträgt 25 m^2 . Wenn der Geschwindigkeitsvektor in der Ebene der Sonnensegel liegt, ergibt sich nach Abbildung 16 eine minimale Fläche von $0,67 \text{ m}^2$. Die mittlere Fläche nach der Entfaltung beträgt demnach $12,835 \text{ m}^2$.

⁴ Nach derzeitigem Konzept sollen die Entfaltungsmechanismen, die in der Startkonfiguration Segel und Segelstruktur beherbergen, nach der Entfaltung abgeworfen werden, wodurch sich die Masse reduziert.

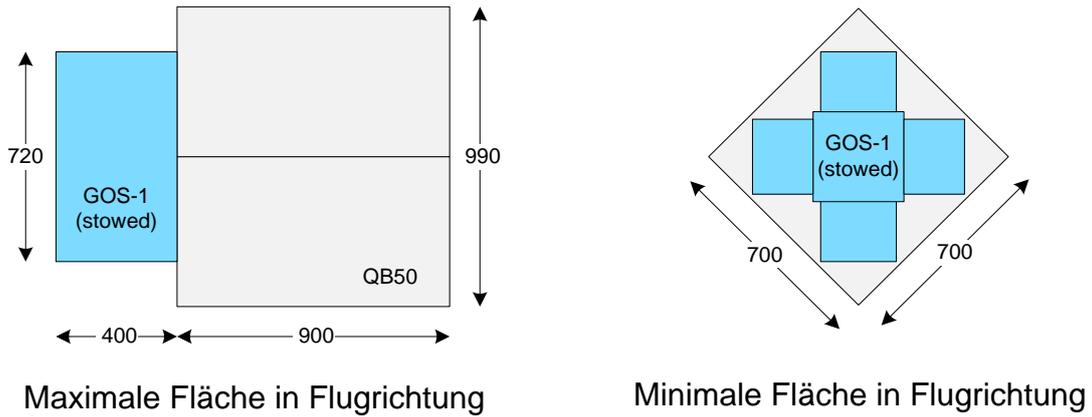


Abbildung 15: Fläche in Flugrichtung für QB50 mit GOS-1 vor der Entfaltung: Alle Maße in Millimeter; Envelope QB50 geschätzt, Envelope GOS-1 vereinfacht nach Entwurfsstand Dez 2012; Blau GOS-1, grau QB50. Die 4 äußeren Segmente beherbergen Segel und Booms und sind nach der Entfaltung nicht mehr mit dem Raumfahrzeug verbunden.

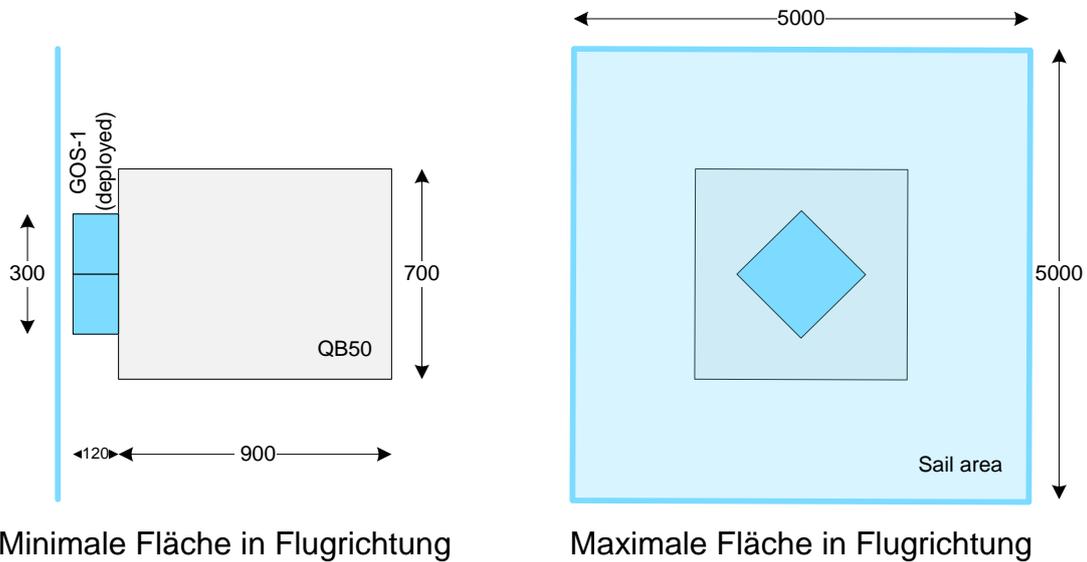


Abbildung 16: Fläche in Flugrichtung von QB50 und GOS-1 nach der Entfaltung: Alle Maße in Millimeter; Envelope QB50 geschätzt, Envelope GOS-1 vereinfacht nach Entwurfsstand Dez 2012; Blau GOS-1, grau QB50. Die Segelfläche ist nicht maßstabsgerecht dargestellt.

In Tabelle 8 sind alle Parameter zusammengestellt, die in die Berechnung der orbitalen Lebensdauer einfließen. Als Anfangshöhen für die Inbetriebnahme- und die Segelphase wurden jeweils die Endhöhen der vorhergehenden Phase verwendet. Für die Orbithöhe ergibt sich der Verlauf in Abbildung 17.

Tabelle 8: Eingangsparameter zur Abschätzung der Orbitalen Lebensdauer

Parameter	QB50 Separation	GOS-1 Inbetriebnahme	GOS-1 Segelphase
Mittlere Fläche A in Flugrichtung	0,84 m ²	0,84m ²	12,835m ²
Mittlere Masse M	150 kg	125 kg	115 kg
A/M	0,00556 m ² /kg	0,00668 m ² /kg	0,11161 m ² /kg
Dauer	3 Tage	3 Tage	5 Tage
Strömungswiderstandskoeffizient	2,2	2,2	2,2
Startdatum	15. April 2015	18. April 2015	21. April 2015
Anfängliche Orbithöhe	330 km	-	-

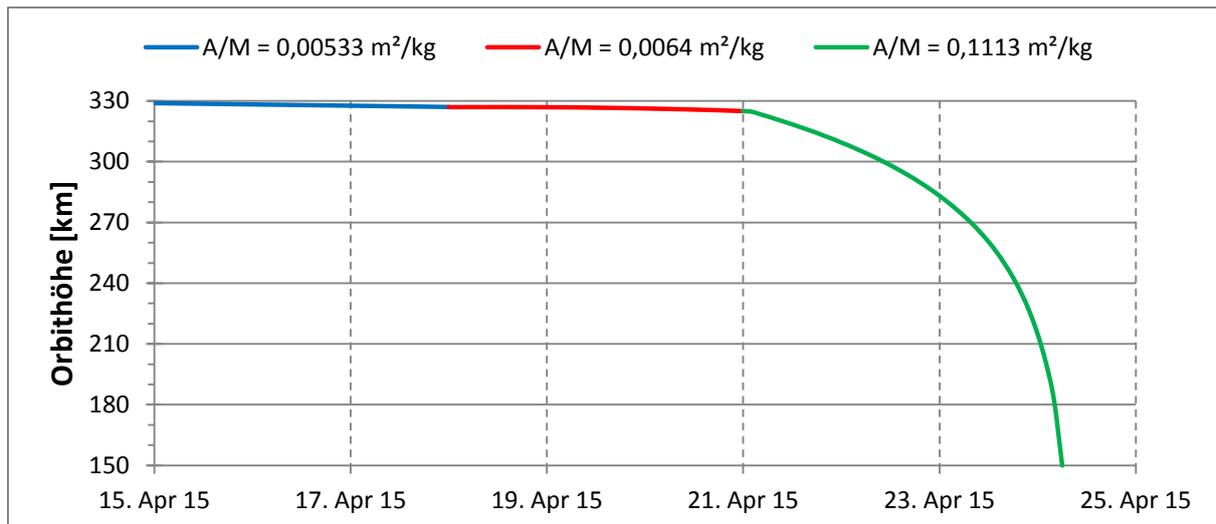


Abbildung 17: Orbitaler Lebensdauer von GOS-1 mit QB50: Für die 3 Phasen Cubesatseparation (blau), GOS-1 Inbetriebnahme (rot) und Segeln (grün). Die Betriebsphase Monitoring & Downlink fällt mit der Segelphase zusammen.

Aus Abbildung 17 geht hervor, dass der Satellit unter den getroffenen Annahmen bereits nach etwa 3 Tagen Segelphase wieder in die Atmosphäre eintritt. Die geforderten 5 Tage Monitoring bei entfalteter Segel sind so nicht realisierbar. Vergleichssimulationen mit STK lieferten ähnliche Ergebnisse. Erst ab einem Fläche-zu-Masse Verhältnisses von etwa 0,063 m²/kg verblieb das Raumfahrzeug mit entfalteter Segel noch 5 Tage im Orbit. Um das zu erreichen, müsste die Masse auf etwa 400 kg erhöht, oder die Segelfläche auf etwa 14 m² verringert werden.

Nach dem ursprünglich geplanten Szenario, bei welchem QB50 mit der Shtil 2.1 gestartet werden sollte, verbleibt das Paket QB50 und GOS-1 an der Oberstufe. In Abbildung 18 ist die Anordnung in der Shtil Oberstufe dargestellt. Sie wird für eine Abschätzung der projizierten Fläche der Oberstufe herangezogen. Vereinfachend wurde für die Oberstufe die Form eines Kegelstumpfes angenommen. Aus Abbildung 18 lassen sich der obere Durchmesser mit 1 m, der Untere mit 1,8 m und die Länge mit 3 m abschätzen. Die projizierte Fläche der Oberstufe beträgt damit von der Seite etwa 4,2 m², die der Querfläche (Abbildung 15 und Abbildung 16, jeweils links) hinzugerechnet werden muss. Von oben gesehen beträgt die Fläche der Oberstufe etwa 2,5 m². Sie ersetzt die minimale Fläche in der Startkonfiguration (Abbildung 15 rechts). Die Gesamtmasse erhöht sich durch die Oberstufe jeweils um mindestens 300 kg. Es wurden wie zuvor die mittleren Flächen bestimmt und damit die orbitale Lebensdauer berechnet. Die verwendeten Eingangsparameter sind in Tabelle 9 zusammengefasst. Der Verlauf der Orbithöhe bei Verbleib an der Shtil Oberstufe ist in Abbildung 19 dargestellt.

Tabelle 9: Parameter zur Abschätzung der Orbitalen Lebensdauer mit Shtil Oberstufe

Parameter	QB50 Separation	GOS-1 Inbetriebnahme	GOS-1 Segelphase
mittlere Fläche A in Flugrichtung	3,9 m ²	3,9 m ²	14,9 m ²
mittlere Masse M	450 kg	425 kg	415 kg
A/M	0,00716 m ² /kg	0,00750 m ² /kg	0,02844 m ² /kg
Dauer	3 Tage	3 Tage	5 Tage
Strömungswiderstandskoeffizient	2,2	2,2	2,2
Startdatum	15. April 2015	18. April 2015	21. April 2015
anfängliche Orbithöhe	330 km	-	-

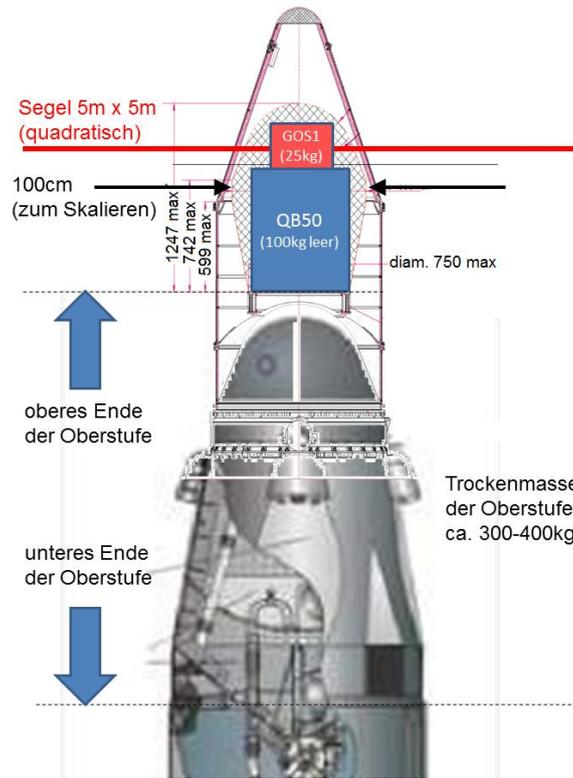


Abbildung 18: GOS-1 und QB50 auf einer Shtil Oberstufe QB50: Erstellt mit Hilfe des Launcher Shtil 2.0 Launcher Manuals, Quelle: Spietz, DLR 2011.

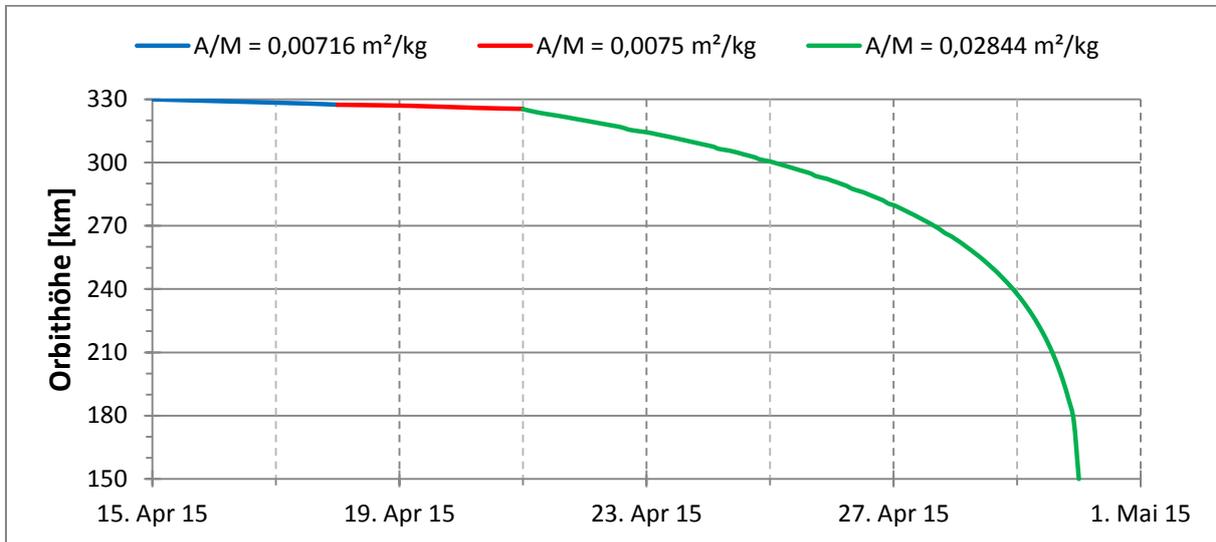


Abbildung 19: Orbitalen Lebensdauer von GOS-1 mit QB50 an Shtil Oberstufe: Für die 3 Phasen Cubesatseparation (blau), GOS-1 Inbetriebnahme (rot) und Segeln (grün).

Nach Abbildung 19 wäre die Orbithöhe zum Ende der Mission auf etwa 290 km abgesunken. Es blieben noch etwa 3 Tage Reserve bevor der Satellit wieder in die Atmosphäre eintritt. Die Sinkrate beträgt für die Cubesatseparation und die Inbetriebnahme-Phase etwa 1 km pro Tag. Mit entfaltetem Segel erhöht sie sich auf etwa 6 bis 7 km Pro Tag.

Nach derzeitigem Stand ist noch unklar, mit welchem Launcher QB50 gestartet wird und ob GOS-1 an der Oberstufe verbleiben kann. Kann das Fläche-zu-Masse Verhältnis nicht

angepasst werden, muss die Orbithöhe bei der Segelentfaltung noch etwa 360 km betragen, um 5 Tage Monitoring Phase erreichen zu können. In dieser Höhe könnte aber unter Umständen der ISS Orbit gekreuzt werden.

Welche anderen Optionen zur Verfügung stehen, um die geforderten 5 Tage Monitoring Phase zu erreichen und welche Lösung gewählt wird, ist nicht Bestandteil dieser Diplomarbeit und muss im Rahmen einer Missionsanalyse näher untersucht werden. Die Auslegung des GOS-1 Kommunikationssystems stützt sich auf die Annahme, dass durch eine Anpassung des Fläche-zu-Masse Verhältnisses die Sinkrate aus Abbildung 19 nicht überschritten wird. Damit lassen sich 2 weitere Anforderungen aufstellen:

CR-TEC- 6: Orbithöhe	Anwendbar	Alle Phasen	GOS-1 Launcher Scenario [21]; Mission Req. Doc. [22]: MR-TEC-4;
Das Kommunikationssystem soll in Orbithöhen von 290 km bis 330 km betrieben werden.			
Damit die 50 Cubesats den ISS Orbit nicht kreuzen ergibt sich eine obere Grenze von 330 km. Zum Ende der Mission ist der Orbit auf etwa 290 km abgesunken.			

CR-TEC- 7: In-Orbit Lebensdauer	Vorläufig	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-10; GOS-1 Missions Phasen und Modi [24]; GOS-1 Mission Ops Flow [19]
Das Kommunikationssystem soll für eine Missionsdauer von mindestens 11 Tagen im Orbit ausgelegt sein.			
Die Missionsdauer ergibt sich aus 3 Tagen Cubesat-Separation, 3 Tagen Inbetriebnahme und 5 Tage Monitoring und Downlink Phase.			

5.2 Kommunikationsarchitektur

Während der Mission werden Telekommandos vom Bodensegment zum Satelliten und im Satelliten generierte Telemetrie zum Bodensegment übertragen. Die Telemetrie teilt sich in Housekeeping-, Bild- und Monitoringdaten. Housekeepingdaten geben Auskunft über den Gesundheitszustand des Satelliten. Bild- und Monitoringdaten dokumentieren die Segelentfaltung und dienen der Überwachung der experimentellen Solarzellen. Housekeepingdaten fallen über die gesamte Missionsdauer an. Eine Serie von Testbildern wird während der Commissioning Phase erzeugt, der größte Teil der Bilder entsteht bei der Segelentfaltung. Monitoringdaten fallen während und nach der Segelentfaltung an.

GOS-1 umkreist die Erde in einem niedrigen Erdorbit (LEO). Bodenstationskontakte dauern also nur wenige Minuten. Die größte Datenmenge fällt während der Entfaltung an, welche nach aktuellem Stand länger als ein Bodenstationsüberflug dauert. Da keine unmittelbare Übertragung der Daten gefordert ist, wird für GOS-1 die Store-and-Forward Architektur angewendet. Das heißt, die Daten werden an Bord des Satelliten zwischengespeichert und während der Bodenstationsüberflüge über eine Punkt-zu-Punkt Verbindung nach und nach zum Bodensegment übertragen. Abbildung 20 veranschaulicht die Kommunikationsarchitektur.

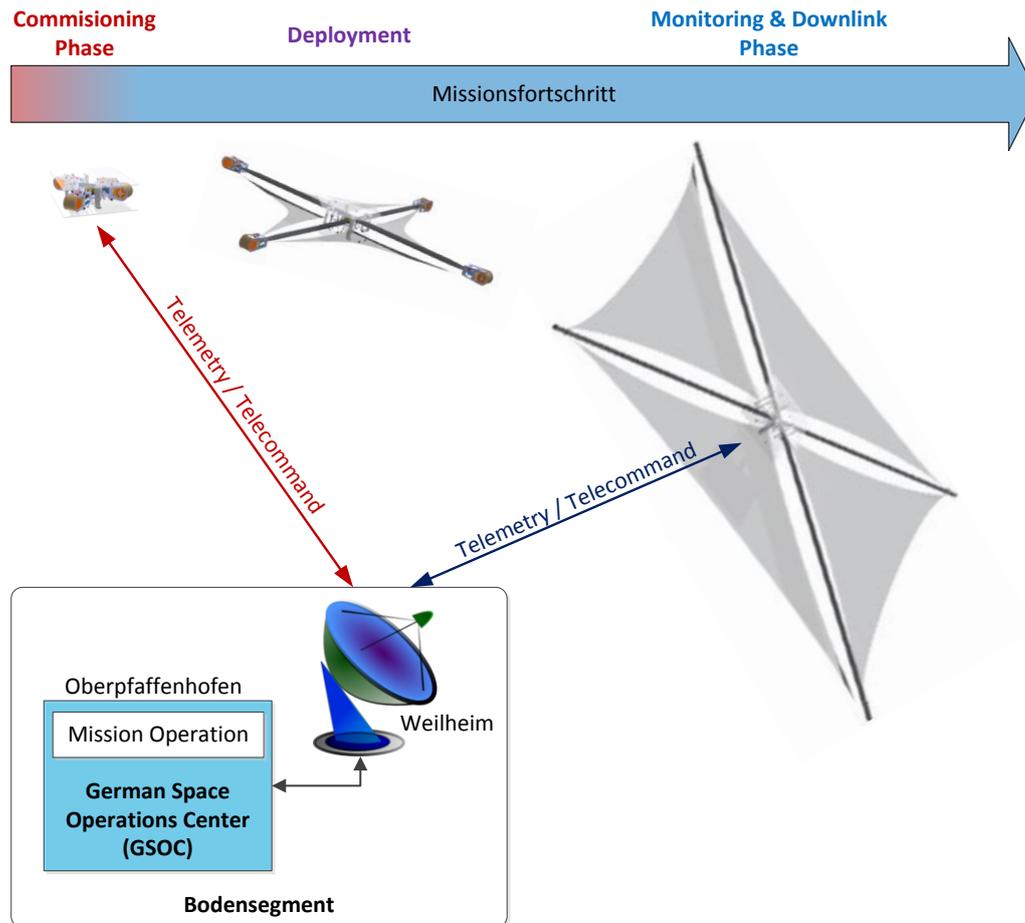


Abbildung 20: Kommunikation zwischen GOS-1 und Bodensegment: GOS-1 wird vom GSOC über Weilheim betrieben (siehe nachfolgendes Kapitel). Für den Betrieb wird zwischen den 3 Phasen commissioning, deployment und monitoring & downlink unterschieden.

5.3 Bodenstationsnetzwerk

Nach einer Managemententscheidung soll GOS-1 über das deutsche Raumfahrtkontrollzentrum (GSOC) in Oberpfaffenhofen betrieben werden. Diese Festlegung schränkt die Wahl des Bodenstationsnetzwerkes bereits ein. Amateurfunk Stationen, wie sie vom DLR z.B. in Bremen und zukünftig auch im kanadischen Inuvik betrieben werden, können nicht ohne Weiteres in das Netzwerk integriert werden, weil sie nicht die benötigten Frequenzbänder bereitstellen. Andere Amateurfunkstationen sind zumeist nicht CCSDS kompatibel. Professionell betriebene Stationen sind in der Regel CCSDS konform und können mit wenig Aufwand zu Netzwerken zusammengeschlossen werden. Mit dem GSOC wurde ein Satz von Anforderungen erarbeitet, der einen möglichst kosteneffektiven Betrieb ermöglichen soll. Im Bezug auf das Bodenstationsnetzwerk besteht vom GSOC die Anforderung, den Betrieb primär über Weilheim abzuwickeln. Dies wird im Folgenden als Basislösung untersucht. Anschließend werden mögliche Bodenstationen zur Erweiterung des Netzwerkes betrachtet.

In Weilheim befindet sich die Zentralstation des deutschen Bodensystems. Diese Bodenstation wird für den Betrieb von Raumfahrzeugen genutzt. Sie ist dafür an das Deutsche Raumfahrtkontrollzentrum in Oberpfaffenhofen angebunden. In Weilheim stehen mehrere

Antennen für den Betrieb geostationärer und umlaufender Satelliten zur Verfügung. Es können die Frequenzbänder S, X, Ku und Ka zur Übertragung genutzt werden. Tabelle 10 fasst die verfügbaren Antennentypen in Weilheim zusammen.

Tabelle 10: Verfügbare Antennentypen in Weilheim

Frequenzen	Durchmesser [m]	Richtung	Orbittypen	Trackingsystem
S-Band	4,5	DL	GEO	Nein
S-Band	9	UL/DL	GEO & umlaufend	Ja
S-Band	15	UL/DL	GEO & umlaufend	Ja
Ku-Band	11	UL/DL	GEO & GTO	Ja
Ka-Band	13	UL/DL	GEO & umlaufend	Ja

Quelle: DLR [36]

Weilheim ist für den Multimissionsbetrieb ausgelegt. Das heißt, es können mehrere Satelliten gleichzeitig über verschiedene Antennen betrieben werden. Von den Antennenanlagen aus ist eine ungestörte Sicht auf den Satelliten in Richtung Westen über Süden bis Südost ab 3° Elevation möglich. Aus Richtung Nordwest über Norden bis Osten ist eine ungestörte Sicht wegen eines angrenzenden Waldes erst ab 6 bis 7° möglich. Eine weitere Einschränkung für die minimale Elevation ergibt sich aus der Mechanik der Antennen. Einige Antennen können theoretisch bis 0° Elevation gefahren werden, andere aber nur bis 6°.

Für LEO Missionen werden in der Regel eine der beiden 15m S-Band Antennen eingesetzt. Deren Eckdaten sind in Tabelle 11 zusammengestellt. Im S-Band steht für GOS-1 genug Bandbreite zur Verfügung (vergleiche Tabelle 19 mit Tabelle 28). Es kann also zugunsten von Energie Masse, Volumen und damit auch Budget auf höhere Frequenzen verzichtet werden.

Tabelle 11: Eckdaten der 15m S-Band Antennen in Weilheim

Antennenbezeichnung		15m-1	15m-2
Position		47,88022°N; 11,08533°W	47,88119°N; 11,08367°W
Höhe über NN [m]		663	
Frequenzband [GHz]	UL	2,025 bis 2,11	
	DL	2,2 bis 2,3	
Sendeleistung [W]		2 bis 2000	
EIRP [dB]		50 bis 70	
Güte [dBW/K]		26,9	29
min. Elevation [°]		ca. 6° bis 7°	
Ausrichtgenauigkeit [°]		0,005	
Maximale Nachführungsgeschwindigkeiten [°/s]	Elevation	6	
	Azimut	15	
Polarisation	UL	RHCP/LHCP	
	DL	RHCP/LHCP/Linear	

Quellen: DLR [36]; CCSDS 411.0-G-3 [26]

Die Nachführungsgeschwindigkeiten der Antennen sind für LEO Missionen ausgelegt und übersteigen die mindestens benötigte um den Faktor 10 (vergleiche Tabelle 11 und Abbildung 52 auf Seite 92).

Weilheim ist Teil eines weltweiten Bodenstationsnetzwerkes, das sowohl erdnahe als auch für Tiefraummissionen bedienen kann. Um mit anderen Bodenstationen kompatibel zu sein,

wurden die Protokollschichten nach den CCSDS Empfehlungen umgesetzt. In GOS-1 muss deshalb CCSDS Kompatibilität implementiert werden.

Es wurden mögliche Zugriffszeiten mit Hilfe der Software System Toolkit (STK) von AGI ermittelt⁵. Um die Orbitabsenkung näherungsweise zu berücksichtigen, wurde der High Precision Orbit Propagator (HPOP) für die Simulationen verwendet. Für die Simulation wurde das NRMLMSISE⁶ 2000 Atmosphärenmodell gewählt. Dieses Modell basiert auf den aktuellen Daten der GRACE und GOCE Missionen. Mit den Anfangswerten in Tabelle 12 wurden über die Missionsdauer die Orbithöhen in Abbildung 21 und Abbildung 22 erreicht.

Tabelle 12: STK Orbitsimulationsparameter

Parameter	QB50 Separation	Commissioning Phase	Monitoring Phase
Startzeit	15.4. 2015 00:00:00	18.4. 2015 00:00:00	21.4. 2015 00:00:00
Stoppzeit	18.4. 2015 00:00:00	21.4. 2015 00:00:00	26.4. 2015 00:00:00
Orbithöhe [km]	330	326	320
Fläche/Masse [m ² /kg]	0,0075	0,0075	0,02844
Inklination	50 – SSO	50 – SSO	50 – SSO
Atmosphärenmodell	NRMLMSISE 2000	NRMLMSISE 2000	NRMLMSISE 2000

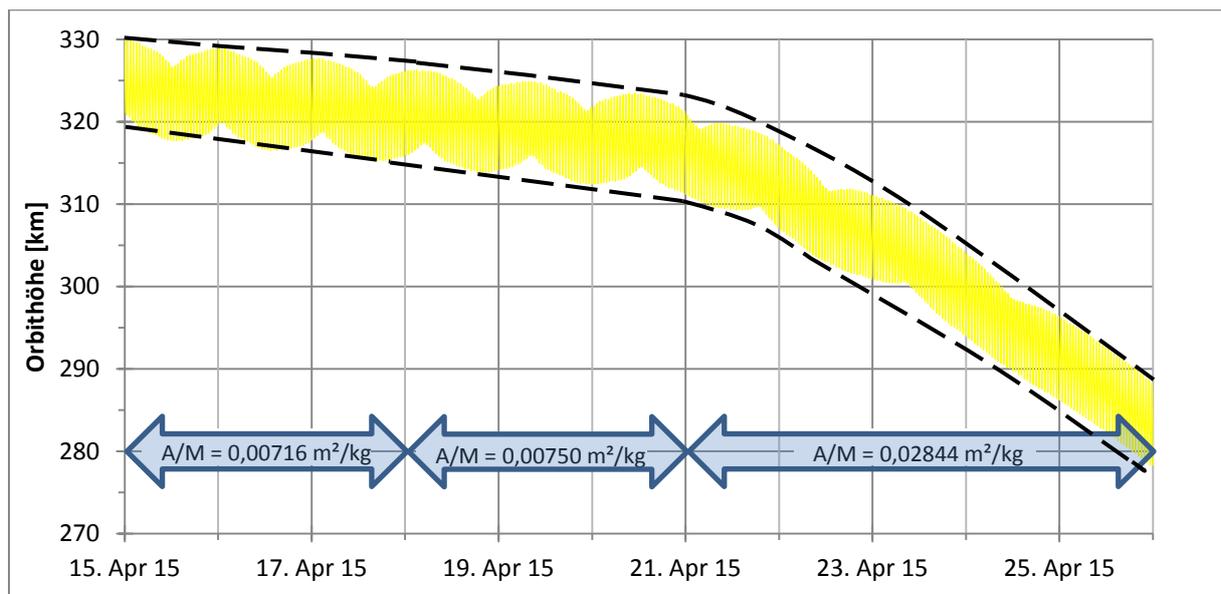


Abbildung 21: Orbithöhen nach STK Simulation bei 50° Inklination: Die simulierten Orbithöhen sind in 15min Abständen durch gelbe Punkte markiert. Durch die orbitperiodischen Schwankungen variiert die Höhe pro Umlauf um etwa 10 km. Die Schwankungen im gelben Bereich kommen durch die grobe „Abtastrate“ der Orbithöhen zu Stande. Der wahre Verlauf wird durch die schwarzen Linien angedeutet. Sie markieren die maximale und minimale Orbithöhe innerhalb eines Umlaufes.

Die Orbithöhe schwankt mit der Periode eines halben Orbits, weil die Form der Erde von der einer idealen Kugel abweicht. Die Äquatorwulst trägt im Wesentlichen zu dieser Schwankung bei. Deshalb steigt die Schwankung mit der Inklination. Die maximale Orbithöhe über eine Orbitperiode beträgt anfänglich 330 km und zum Missionsende noch etwa 290 km. Die Inklination hat keinen großen Einfluss auf die Orbithöhe zum Ende der

⁵ Die Software Satellite Toolkit von AGI wurde mit Version 10 in System Toolkit umbenannt.

⁶ Die Abkürzung NRLMSISE 2000 setzt sich zusammen aus Naval Research Laboratory (NRL), Mass Spectrometer and Incoherent Scatter Radar (MSIS), E deutet an dass die Atmosphäre vom Boden bis zur Exosphäre im Modell abgebildet wird und 2000 steht für das Datum der Veröffentlichung.

Mission. Die Sinkrate entspricht damit etwa dem in Kap.5.1, auf Seite 42 angenommenen Verlauf.

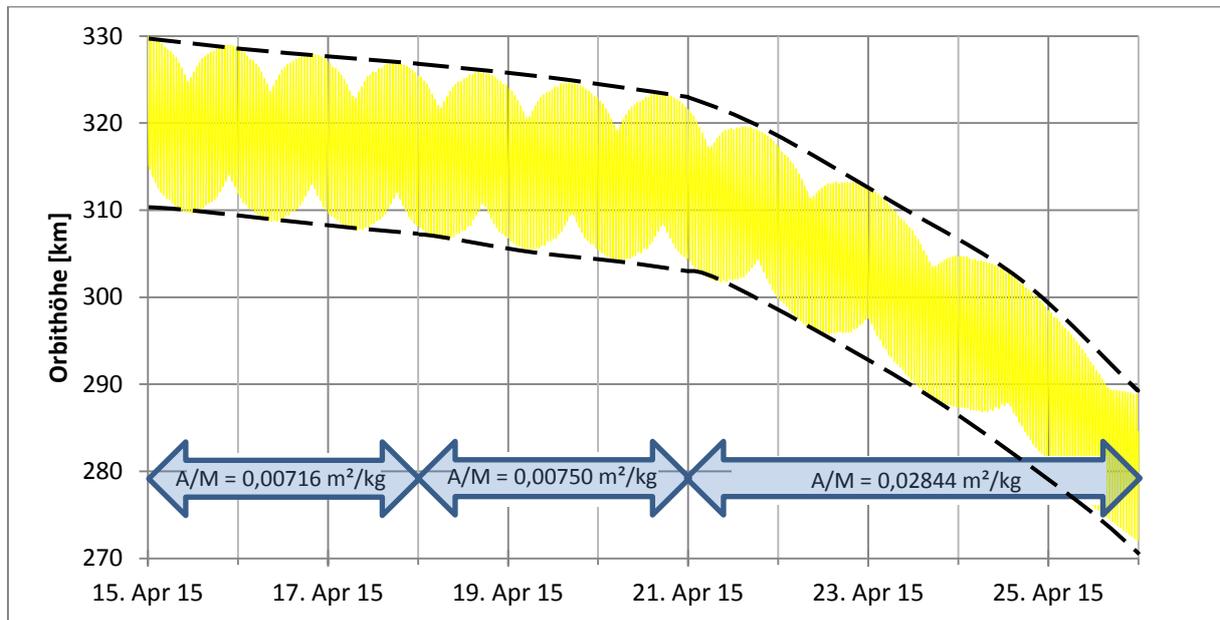


Abbildung 22: Orbithöhen nach STK Simulation bei 90° Inklination: Die simulierten Orbithöhen sind in 15min Abständen durch gelbe Punkte markiert. Durch die orbitperiodischen Schwankungen variiert die Höhe pro Umlauf um etwa 20 km. Die Schwankungen im gelben Bereich kommen durch die grobe „Abtaste“ der Orbithöhen zu Stande. Der wahre Verlauf wird durch die schwarzen Linien angedeutet. Sie markieren die maximale und minimale Orbithöhe innerhalb eines Umlaufes.

Die Analyse der Kontaktzeiten erfolgte wegen der stark unterschiedlichen Sinkrate nach Phasen getrennt. Untersucht wurde jeweils ein Inklinationbereich von 50° bis sonnensynchron. Um die Ergebnisse besser untereinander vergleichen zu können, wurde für jede Inklination die Lage des aufsteigenden Knotens so angepasst, dass Weilheim innerhalb der ersten Obithälfte etwa im Zenit passiert wird. Für die Bodenstationsantenne wurde eine minimale Elevation von 7° und für den Satelliten eine omnidirektionale Abdeckung angenommen. Passagen kürzer als 90s wurde nicht berücksichtigt. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 23 und Abbildung 24 dargestellt.

Während der 3-tägigen Commissioning Phase sind je nach Inklination etwa 8 bis 18 Passagen über Weilheim möglich (siehe Abbildung 23). Damit kann die geforderte Anzahl an Bodenstationskontakten in dieser Phase mit einer Reserve von mindestens 60% gewährleistet werden. Die Passagen erlauben eine Zugriffszeit von insgesamt etwa 40 bis 90 min. Hohe Inklinationen sind im Bezug auf die Gesamtzugriffszeit ungünstigster. Den worst case stellt deshalb ein Sonnensynchroner Orbit (SSO) dar. Best case ist ein Orbit mit etwa 55° Inklination.

Pro Tag wird Weilheim nach Abbildung 24 mindestens 4 und maximal 6 Mal überflogen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass nicht alle Passagen länger als 90s sind. Rechnerisch ergeben sich aus Abbildung 23 mindestens 3 nutzbare Überflüge pro Tag. Die mittlere Passagendauer lässt sich aus Abbildung 23 ableiten und beträgt etwa 5 min. Die Ergebnisse der Analyse sind in Tabelle 13 zusammengefasst.

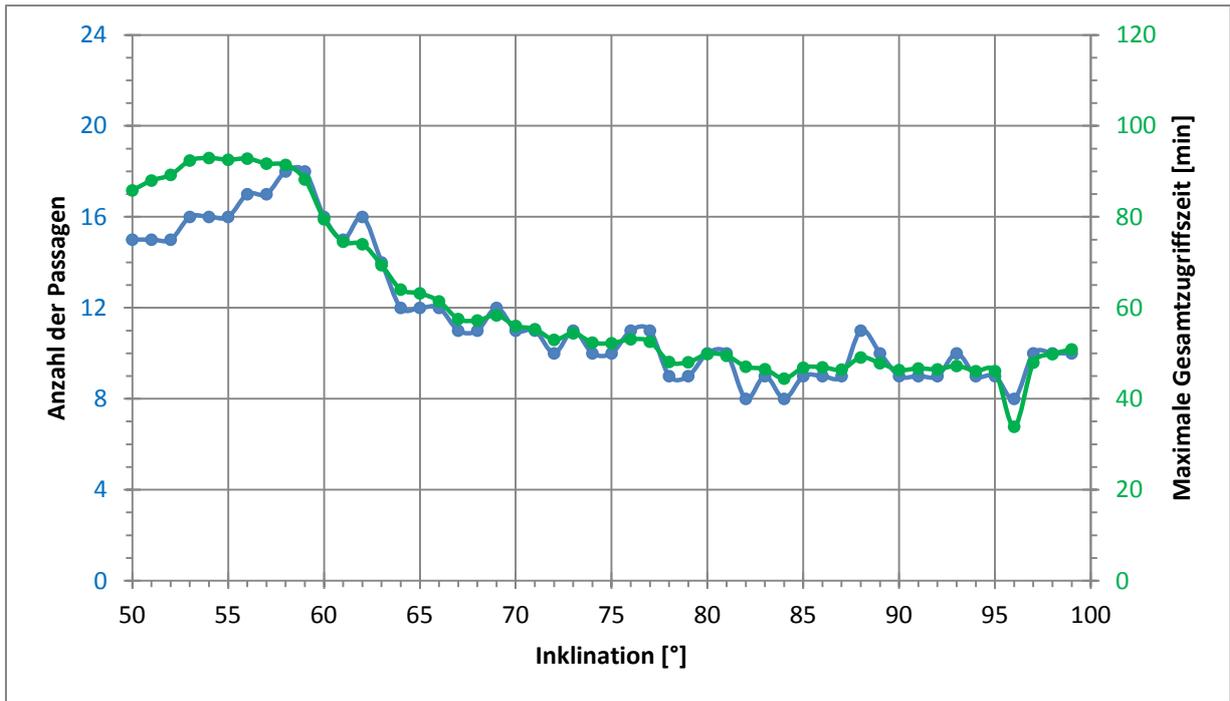


Abbildung 23: Gesamtzugriffszeit über Weilheim während der Commissioning Phase: Grün dargestellt ist die Summe der Passagendauern für die gesamte Commissioning Phase. Die Anzahl der Passagen über die Missionsphase ist blau dargestellt. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7°. Berücksichtigt wurden nur Passagen länger als 90s. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

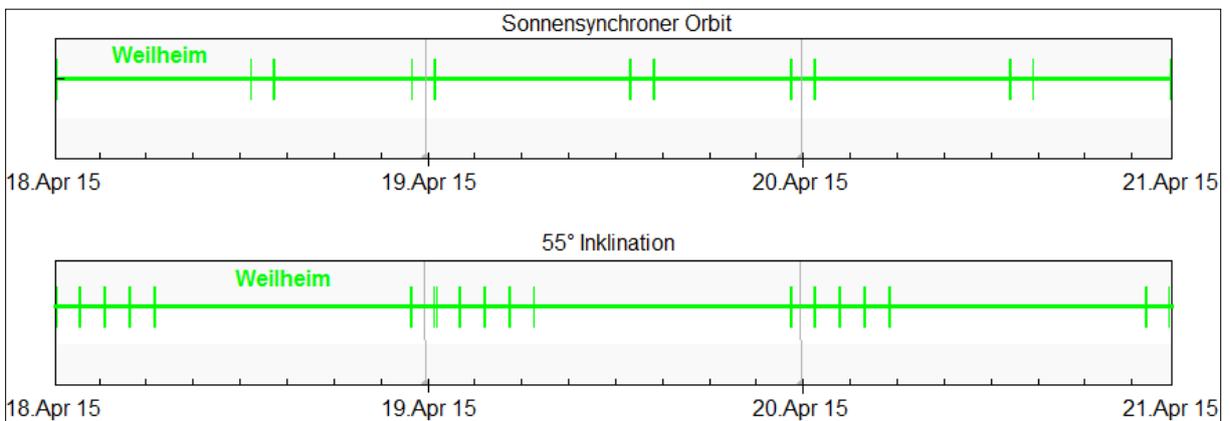


Abbildung 24: Passagen über Weilheim während der Commissioning Phase: Ein senkrechter Strich markiert eine Passage. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7°. Berücksichtigt wurden alle Passagen. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

Tabelle 13: Passagen über Weilheim während der Commissioning Phase

Parameter	Worst case	Best case
Orbitinklination [°]	98	55
Gesamtzugriffszeit [min]	40	90
Passagen gesamt	8	18
Passagen pro Tag	3 bis 4	6

Dieselbe Analyse wurde für die 5-tägige Monitoring Phase durchgeführt. In dieser Phase sind ebenfalls je nach Inklination zwischen 4 und 6 Passagen pro Tag zu erwarten. Insgesamt beträgt die maximal mögliche Gesamtzugriffszeit zwischen etwa 80 und 155min. Die mittlere

Passagendauer ist gegen Ende der Mission wegen der starken Orbitabsenkung etwas kürzer. Über die Phase gemittelt beträgt sie bei etwa 4,75 min. Die Ergebnisse sind in Tabelle 14 zusammengefasst.

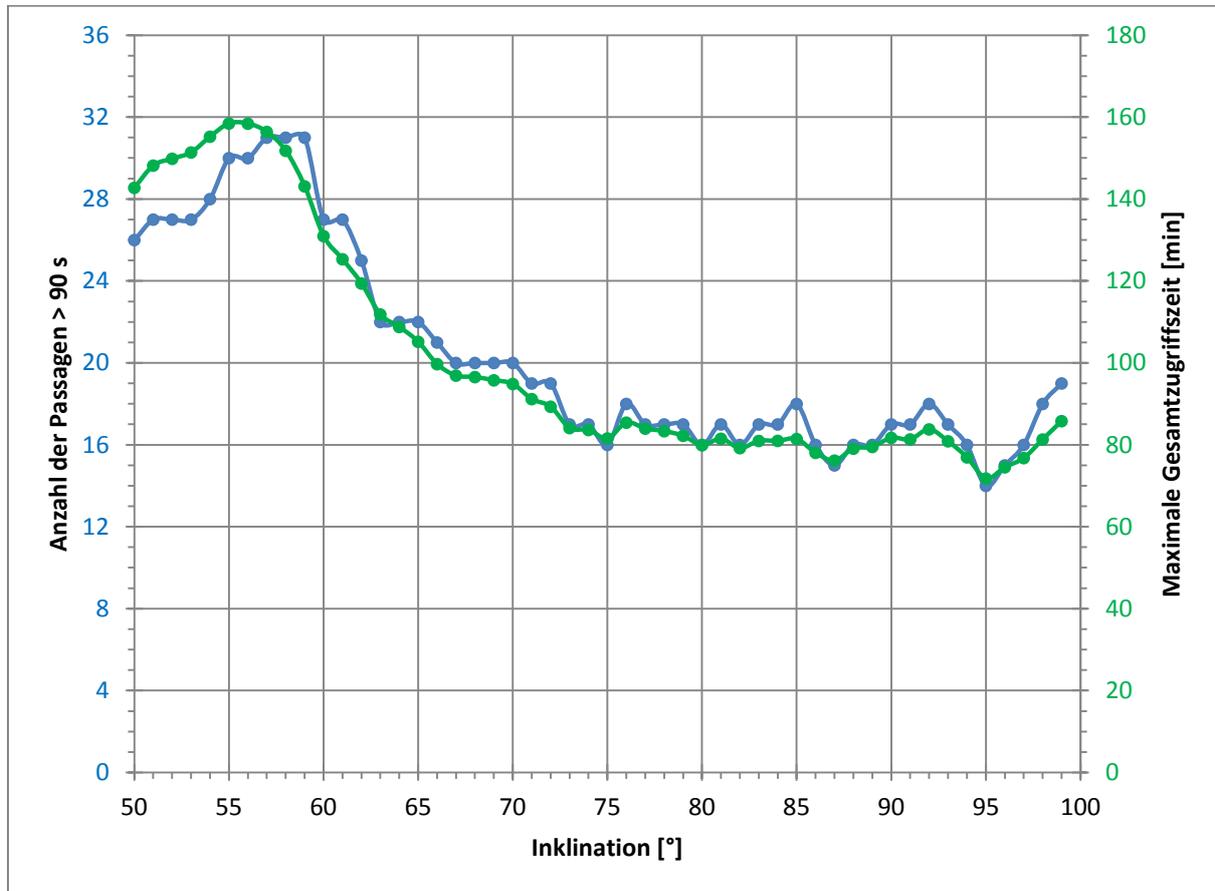


Abbildung 25: Gesamtzugriffszeit über Weilheim während der Monitoring Phase: Grün dargestellt ist die Summe der Passagendauern für die gesamte Monitoring Phase. Die Anzahl der Passagen über die Missionsphase ist blau dargestellt. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7°. Berücksichtigt wurden nur Passagen länger als 90s. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

Tabelle 14: Passagen über Weilheim während der Monitoring Phase

Parameter	Worst case	Best case
Orbitinklination [°]	98	55
Gesamtzugriffszeit [min]	80	155
Passagen gesamt	16	30
Passagen pro Tag	3 bis 4	6

Die Basislösung mit Weilheim als einzige Bodenstation stellt über den gesamten Bereich möglicher Inklinationen genügend Bodenstationskontakte zur Verfügung, um die Commissioning Phase innerhalb von 2 bis 3 Tagen abschließen zu können. Für die Monitoring und Downlink Phase stehen mindestens 80 min Zugriffszeit zur Verfügung.

Als Backup-Station für Weilheim könnte Neustrelitz genutzt werden. Dort ist die nationale Bodenstation des DFD angesiedelt. Sie verfügt über S- und X-Band Antennen. Im S-Band ist die Datenübertragung in beide Richtungen möglich. Im X-Band können dagegen nur Daten empfangen werden. Neustrelitz liegt auf einem nur minimal höheren Breitengrad als

Weilheim, deshalb sind die Kontakthäufigkeiten annähernd identisch. Allerdings ist die Güte des neustrelitzer Empfangssystems kleiner. Der Satellit benötigt dadurch entweder eine höhere Sendeleistung, oder es kann erst bei höheren Elevationen mit einer ausreichenden Signalqualität übertragen werden. Wird der Elevationsbereich eingeschränkt, dann verringert sich die durchschnittliche Dauer einer Passage und damit die Gesamtzugriffszeit bei gleicher Datenrate. In Tabelle 15 sind die Eigenschaften der Antennenanlagen zusammengetragen, die sich für GOS-1 grundsätzlich eignen würden.

Tabelle 15: Eckdaten der Bodenstationsantennen in Neustrelitz

Antennenbezeichnung	L/S/X-Band		
Antennendurchmesser [m]	7,3		
Position	53,32972°N; 13,07194°W		
Höhe über NN [m]	115		
Frequenzband [GHz]	1,68 bis 1,72	2,02 bis 2,40	8,02-8,40 (nur DL)
Güte [dBW/K]	17,5		31
EIRP [dB]	40 bis 70		
min. Elevation [°]	ca. 5°		
Ausrichtgenauigkeit [°]	0,03		
Maximale Nachführungs- geschwindigkeiten [°/s]	Elevation	7	
	Azimut	15	
Polarisation	RHCP/LHCP		

Quellen: DLR [36]; CCSDS 411.0-G-3 [26]

Die Basislösung lässt sich noch mit anderen Bodenstationen erweitern. Dadurch könnten mehr Kontakte zur Verfügung gestellt bzw. die Phasen verkürzt werden. Das Deutsche Fernerkundungsdatenzentrum (DFD) betreibt z.B. eine Bodenstation in Inuvik, die sich für GOS-1 eignen würde. Ein weiterer Kandidat wäre die kanadische TT&C Station in St. Hubert. Sie wurde vom GSOC bereits bei anderen Missionen, wie z.B. TET-1 hinzu gebucht. Die Lage der Bodenstationen ist in Abbildung 26 eingezeichnet.

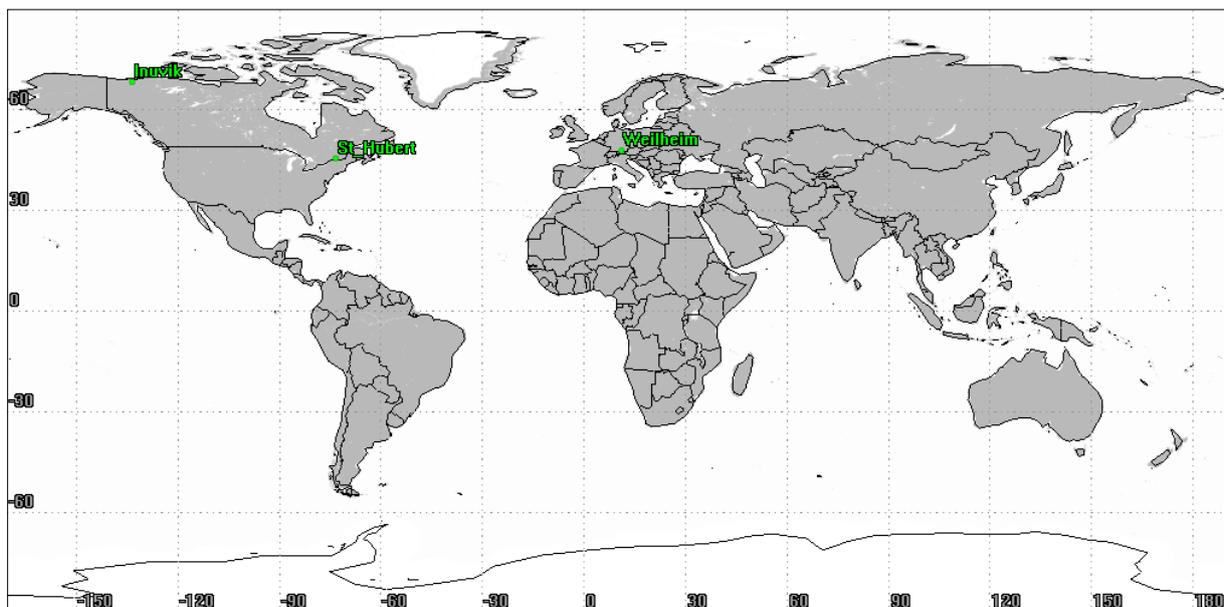


Abbildung 26: Weilheim und andere mögliche Bodenstationen: Abbildung erstellt mit STK.

St. Hubert liegt etwa auf demselben Breitengrad wie Weilheim. Für die Kontaktzeitenanalyse wurde für die Bodenstationsantenne eine minimale Elevation von 10° angenommen. Aufgrund der höheren Mindestelevation ist die mittlere Passagendauer für St. Hubert geringer als für Weilheim (siehe Abbildung 27). In der Commissioning Phase fallen aber keine hohen Datenmengen an. Deshalb sind häufige Bodenstationkontakte wichtiger, als eine hohe Passagendauer. Durch die häufigen Kontakte können Statusänderungen des Satelliten besser überwacht und ggf. schneller auf mögliches Fehlverhalten reagiert werden.

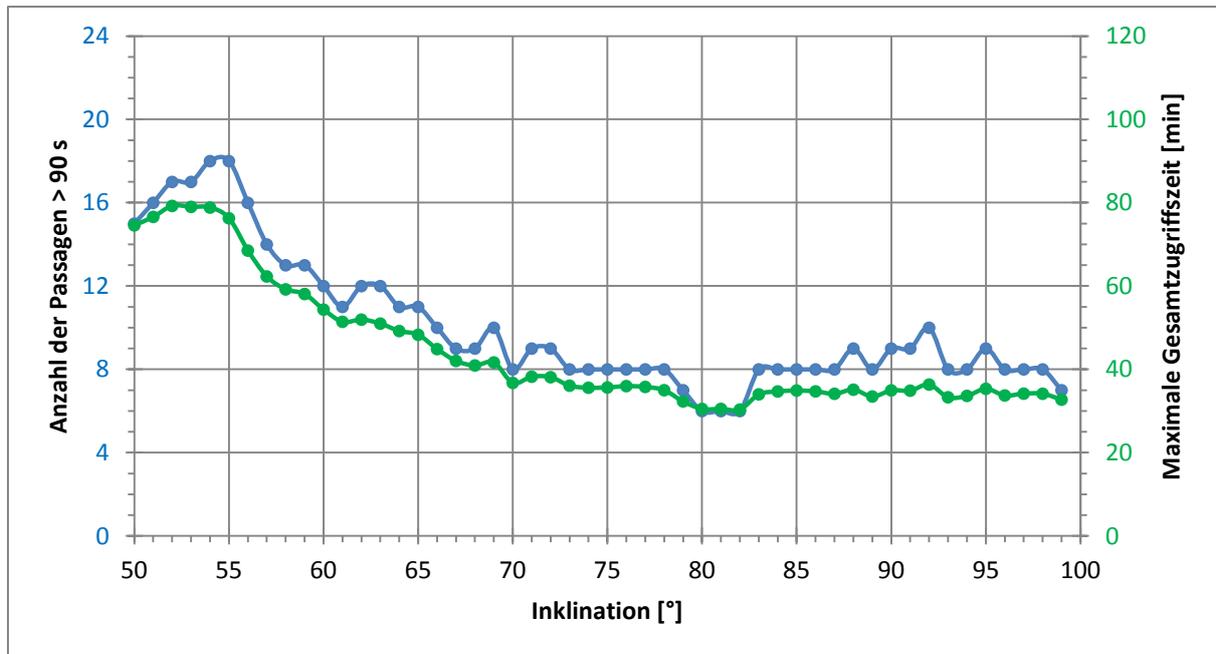


Abbildung 27: Gesamtzugriffszeit über St. Hubert während der Commissioning Phase: Grün dargestellt ist die Summe der Passagendauern für die gesamte Commissioning Phase. Die Anzahl der Passagen über die Missionsphase ist blau dargestellt. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7° . Berücksichtigt wurden nur Passagen länger als 90s. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

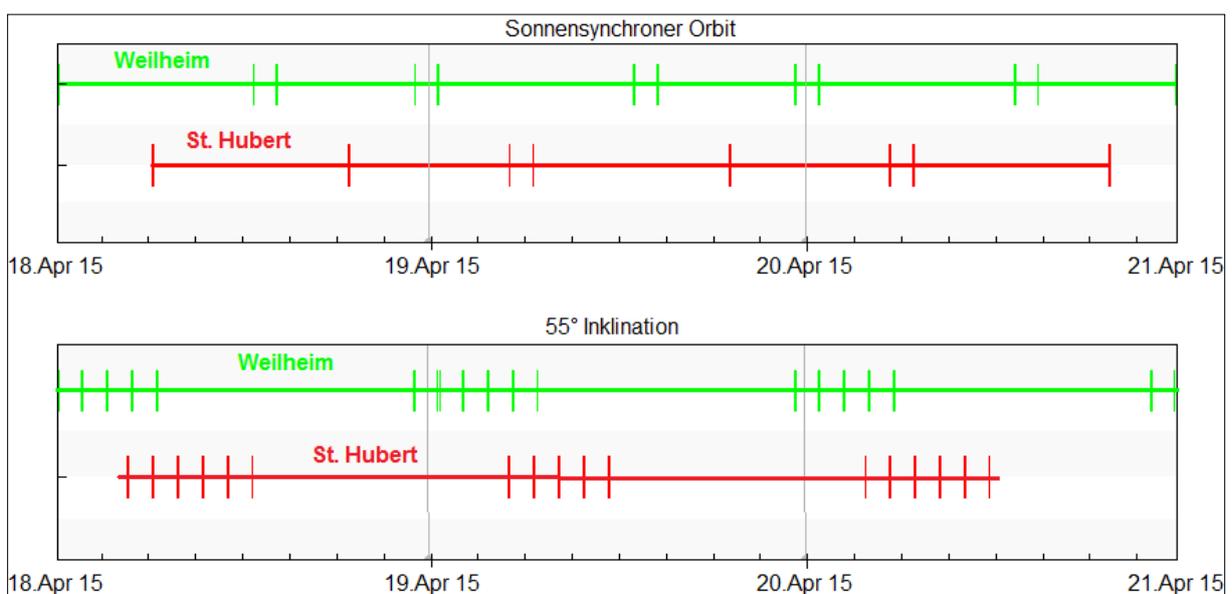


Abbildung 28: Passagen über Weilheim und St. Hubert in der Commissioning Phase: Ein senkrechter Strich markiert eine Passage. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7° . Berücksichtigt wurden alle Passagen. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

Wie aus Abbildung 28 hervorgeht, liefert die Kontaktzeitenanalyse für St. Hubert ähnliche Ergebnisse wie für Weilheim. Ein Bodenstationsnetzwerk aus Weilheim und St. Hubert würde demnach die Gesamtanzahl der möglichen Zugriffe auf den Satelliten verdoppeln, bzw. die Commissioning Phase um die Hälfte verkürzen. Die Ergebnisse der Analyse für Weilheim mit St. Hubert sind in Tabelle 16 zusammengestellt.

Tabelle 16: Passagen über Weilheim und St. Hubert während der Commissioning Phase

Parameter	Worst case	Best case
Orbitinklination [°]	98	55
Gesamtzugriffszeit [min]	40 + 30 = 70	90 + 75 = 165
Passagen gesamt	8 + 8 = 16	18 + 18 = 36
Passagen pro Tag	(3 bis 4) + 2 = 5 bis 6	6 + 6 = 12

Wegen der polnahen Lage gibt es über Inuvik viele Passagen. Allerdings ist diese Bodenstation erst für hohe Inklinationen ab 65° bis 70° sinnvoll nutzbar. Die Gesamtzugriffszeit für 5 Tage Monitoring und Downlink Phase ließe sich durch das Hinzubuchen von Inuvik mehr als verdoppeln. Dadurch könnte die Downlink Phase um die Hälfte verkürzt werden. Da Inuvik auf einem höherem Breitengrad liegt als Weilheim, verschiebt sich für das Netzwerk der Best Case Orbit auf 75° Inklination. Die Ergebnisse der Netzwerkanalyse sind in Tabelle 17 zusammengefasst.

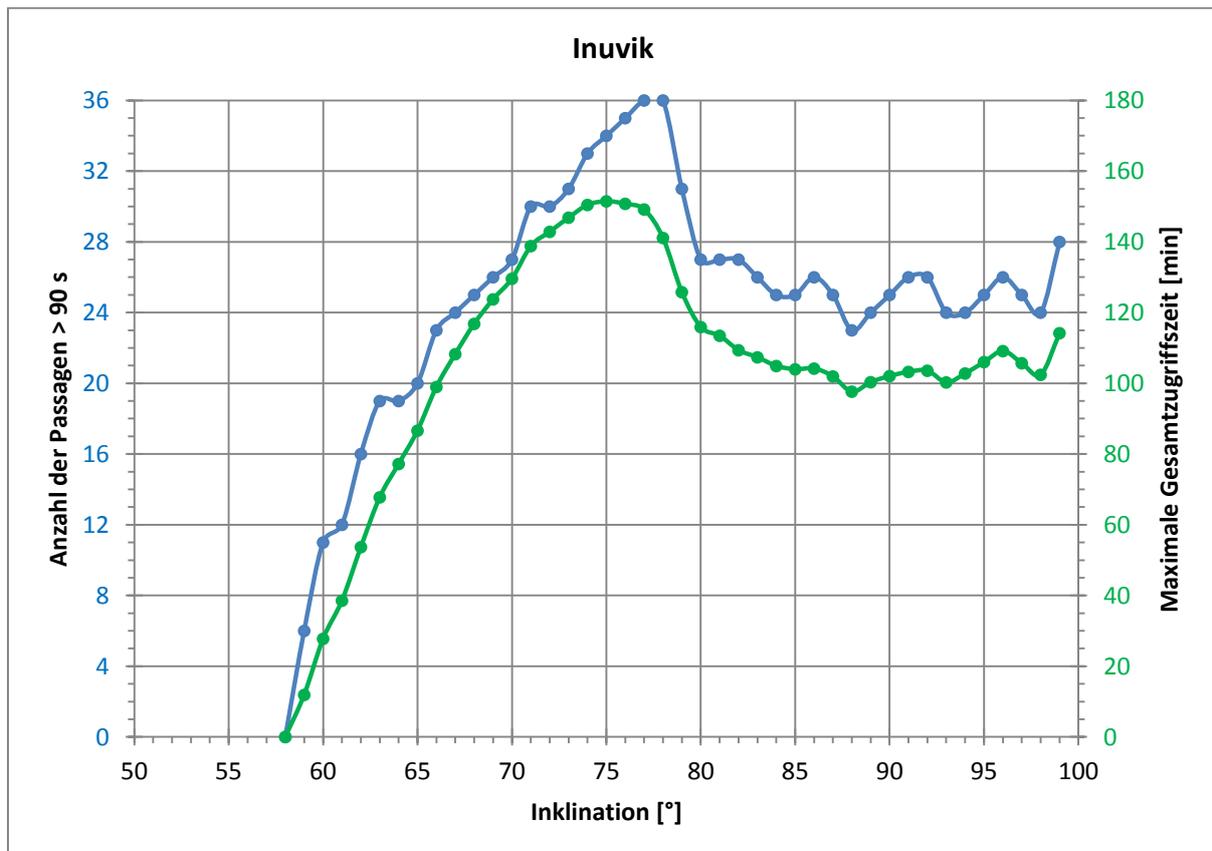


Abbildung 29: Gesamtzugriffszeit über Inuvik während der Monitoring Phase: Grün dargestellt ist die Summe der Passagedauern für die gesamte Monitoring Phase. Die Anzahl der Passagen über die Missionsphase ist blau dargestellt. Die minimale Elevation der Bodenstationsantenne betrug 7°. Berücksichtigt wurden nur Passagen länger als 90s. Die Daten wurden mit Hilfe von STK ermittelt.

Tabelle 17: Passagen über Weilheim und Inuvik während der Monitoring Phase

Parameter	Worst case	Best case
Orbitinklination [°]	98	75
Gesamtzugriffszeit [min]	80 + 100 = 180	80 + 150 = 230
Passagen gesamt	16 + 24 = 30	16 + 34 = 50
Passagen pro Tag	(3 bis 4) + (4 bis 5) = 7 bis 9	6 + 7 = 13

Zusammenfassend lassen sich folgende Anforderungen bezüglich des Bodenstationsnetzwerkes formulieren:

CR-OPR- 2: Missionsbetrieb	Anwendbar	Alle Phasen	
Das Raumfahrzeug soll vom GSOC in Oberpfaffenhofen betrieben werden.			
Da GOSSAMER-1 ein DLR-Projekt ist, sollte das Raumfahrzeug auch von einer DLR Einrichtung aus betrieben werden. Nach einer Management-Entscheidung sollte der Betrieb außerdem von professionellem Personal durchgeführt werden, wodurch Amateur-Bodenstationen nicht in Frage kommen.			

CR-OPR- 3: Primäre TT&C Station	Anwendbar	Alle Phasen	CR-OPR- 2
Weilheim soll die primäre Bodenstation für TT&C sein.			
Anforderung vom GSOC.			

CR-TEC- 8: BS-Kompatibilität	Anwendbar	Alle Phasen	CR-OPR- 2; CR-OPR- 3
Das Kommunikationssystem soll kompatibel zur Bodenstation in Weilheim sein.			
Weilheim ist die primäre Bodenstation. Die Kompatibilität bezieht sich auf Frame-Formate, Paketierung, Dienste, Kanalcodierung, Modulationsarten, sowie Frequenzen.			

CR-OPR- 4: CCSDS	Anwendbar	Alle Phasen	CR-OPR- 2; CR-OPR- 3
Die Kommunikation mit dem Bodensegment soll sich nach den CCSDS-Empfehlungen richten.			
Diese Forderung ergibt sich aus der Kompatibilität mit dem gewählten Bodenstationsnetzwerk. Die CCSDS Empfehlungen müssen nicht in vollem Umfang implementiert werden. Mit dem GSOC wurde ein Satz von Mindestanforderungen erarbeitet.			

5.4 Datenfluss

Es lassen sich 3 Datenquellen an Bord von GOS-1 identifizieren:

- Die Bus-Sensoren, die Daten über den Zustand des Satellitenbusses erfassen, liefern die Housekeepingdaten.
- Die Nutzlast-Sensoren, welche Daten zum Status der Sonnensegelstruktur und der experimentellen Solarzellen erfassen, liefern die Monitoringdaten.
- Die Kameras liefern Bilddaten von der Entfaltung.

Alle Daten, inklusive der Housekeepingdaten des Kommunikationssystems, werden vom On-Bord Computer (OBC) gesammelt und als Telemetrie an das Kommunikationssystem zur Übertragung weitergeleitet. Der Sender des Kommunikationssystems überträgt die Telemetrie

zum Bodensegment, von wo aus sie dem Nutzer zur Verfügung gestellt wird. Neben der Telemetrie werden vom OBC auch Kommandos an das Kommunikationssystem geschickt, z.B. um Housekeepingdaten von den Komponenten abzurufen.

Die physischen Übertragungskanäle teilen sich in Uplink und Downlink auf. Im Downlink wird die Telemetrie vom Raumfahrzeug zum Bodensegment gesendet. Im Uplink werden Telekommandos zum Raumfahrzeug übertragen. Softwareupdates sind nicht vorgesehen. In der Abbildung 30 ist der Datenfluss für die GOS-1 Mission zusammengefasst.

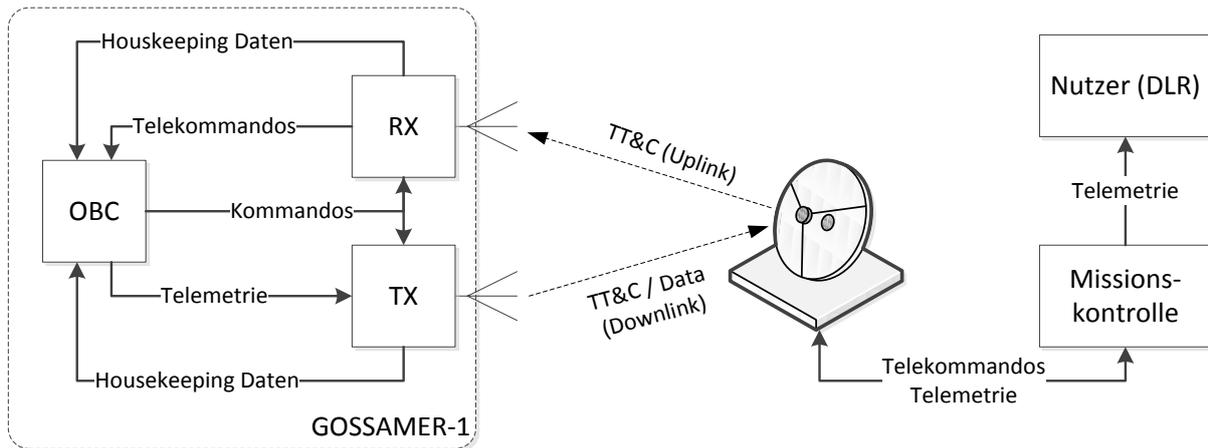


Abbildung 30: Datenfluss der GOSSAMER-1 Mission: Die Daten werden vom On-Bord Computer zunächst gesammelt und dann als Telemetrie zum Bodensegment übertragen. Die Pfeilrichtung deutet die Datenflussrichtung an.

Nach Abbildung 30 lassen sich die benötigten Datenschnittstellen identifizieren. Neben der Funkstrecke als Schnittstelle zum Bodensegment müssen an Bord des Satelliten Datenleitungen zum OBC für die Steuerung von Sender und Empfänger und die Übertragung von Telemetrie und Telekommandos bereitgestellt werden. Es lassen sich folgende Anforderungen formulieren:

CR-FUN- 1: Empfang von TC	Anwendbar	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-17
Das Kommunikationssystem soll Telekommandos vom Bodensegment empfangen und demodulieren.			
Das Raumfahrzeug wird vom Bodensegment aus gesteuert und muss deshalb Befehle vom Boden empfangen können.			

CR-FUN- 2: Übertragung von TM	Anwendbar	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-6, MR-TEC-7
Das Kommunikationssystem soll Telemetrie zum Bodensegment übertragen.			
Telemetrie wird für die Auswertung am Bodensegment benötigt um den Zustand des Raumfahrzeugs überwachen zu können, sowie das Erreichen der Missionsziele zu verifizieren. Telemetrie umfasst die Statuswerte des Raumfahrzeugs (Housekeeping-Daten), sowie Bilddaten und Überwachungsdaten (Nutzlastdaten).			

CR-INT- 1: Datenleitung für TC	Anwendbar	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-6, MR-TEC-7
Das Kommunikationssystem soll eine Datenschnittstelle zum Onboard Computer bereitstellen, über welche empfangene, demodulierte Telekommandos vom OBC abgerufen werden können.			
Die Telekommandos werden vom Onboard Computer verarbeitet.			

CR-INT- 2: Datenleitung für TM	Anwendbar	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-6, MR-TEC-7
Das Kommunikationssystem soll eine Datenschnittstelle zum Onboard Computer bereitstellen, über welche Telemetrie vom Onboard Computer zur Übertragung an den Sender geleitet werden können.			
Die Telemetrie wird vom Onboard Computer zusammengestellt und vom Sender an das Bodensegment übertragen.			

CR-INT- 3: Steuerungsdatenleitung	Anwendbar	Alle Phasen	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-17
Das Kommunikationssystem soll eine Datenschnittstelle zum Onboard Computer bereitstellen, über welche Kommandos vom OBC und Housekeepingdaten zum OBC gesendet werden können.			
Die Komponenten des Kommunikationssystems werden über diese Schnittstelle vom OBC gesteuert und deren Status mit Hilfe der Housekeepingdaten überwacht.			

5.5 Datenvolumen

Die Kameras liefern JPEG komprimierte Bilder, mit wahlweise hoher oder niedriger Auflösung. Testaufnahmen, die viel Struktur im Bild enthalten, zeigten, dass hochauflösende Bilder (2048×1536 Pixel) weniger als 1 MByte und Bilder niedriger Auflösung (1024×768 Pixel) unter 100kByte Speicherplatz benötigen. Die Menge der Bilddaten, die während der Entfaltung entsteht, wurden mit 300 MByte abgeschätzt [20]. Die Abschätzung basiert auf den folgenden Annahmen:

- 9 Kameras
- 120 Bilder pro Kamera auf dem gesamten Entfaltungsweg
- 20% der Bilder hochaufgelöst, der Rest ist niedrig aufgelöst
- Ein hochauflösendes Bild belegt 1 MByte, ein niedrig aufgelöstes 100 kByte Speicherplatz.

Während der Commissioning Phase soll eine Reihe von Testbildern generiert werden. Dafür wurde angenommen, dass jeweils ein hoch- und ein niedrigaufgelöstes Bild pro Kamera aufgenommen wird, sodass etwa 10MByte Bilddaten während der Comissioning Phase entstehen.

Housekeepingdaten fallen vom Startup des Raumfahrzeugs über die gesamte Missionsdauer in regelmäßigen Intervallen an. Die Intervalle sind während der Entfaltung kürzer und in der Monitoring & Downlink Phase länger. Für eine erste Abschätzung des Datenvolumens wurde angenommen, dass 100 Housekeeping-Werte mit einer mittleren Länge von 12 Bit zu erfassen sind. Die Daten akkumulieren so zu 1200 Bit pro Erfassung. Die mittlere Erfassungsrate wurde zu 30 s während der Commissioning Phase, zu 10 s während der Entfaltung und zu 60 s in der Monitoring & Downlink Phase angenommen.

Während der Entfaltung und der anschließenden Monitoring Phase werden etwa 1 MByte Daten zur Überwachung der Sonnensegelstruktur erzeugt. Desweiteren werden während der Monitoring Phase Daten zur Überwachung experimentellen Solarzellen generiert, die vorläufig mit einer Datenrate von 4,3 bps abgeschätzt wurden. Dafür wurde angenommen, dass alle 60 Sekunden 16 Werte à 16 Bit erfasst werden.

Wird für die Commissioning Phase eine Dauer von 3 Tagen und für den Entfaltungsvorgang 15 min angesetzt, dann ergeben sich pro Missionsphase die Datenvolumen aus Abbildung 31. In Abbildung 32 ist die Verteilung der Datenmengen nach Datenquelle und Missionsphase dargestellt.

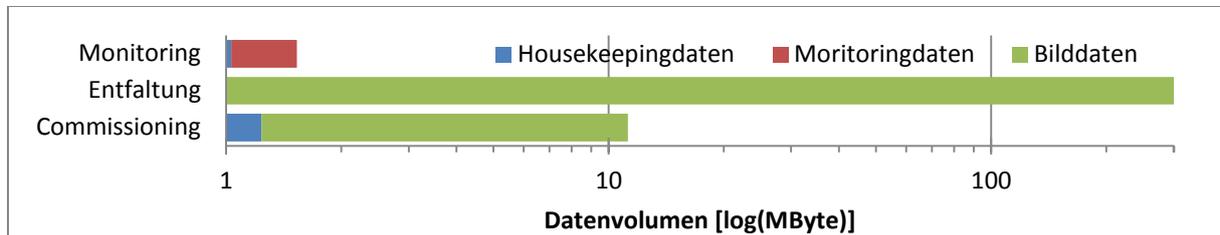


Abbildung 31: Datenvolumen über die Missionsdauer: Unter den Annahmen, dass die Commissioning Phase 3 Tage dauert, die Entfaltung 15 min und die Monitoringdaten zur Segelstruktur bereits zur Hälfte während der Entfaltung erzeugt werden. Damit ergeben sich etwa Gesamtvolumen von 11,5 MByte in der Commissioning Phase, 300,5 MByte während der Entfaltung und 1,5 MByte während der Monitoring & Downlink Phase. Das Datenvolumen ist logarithmisch dargestellt.

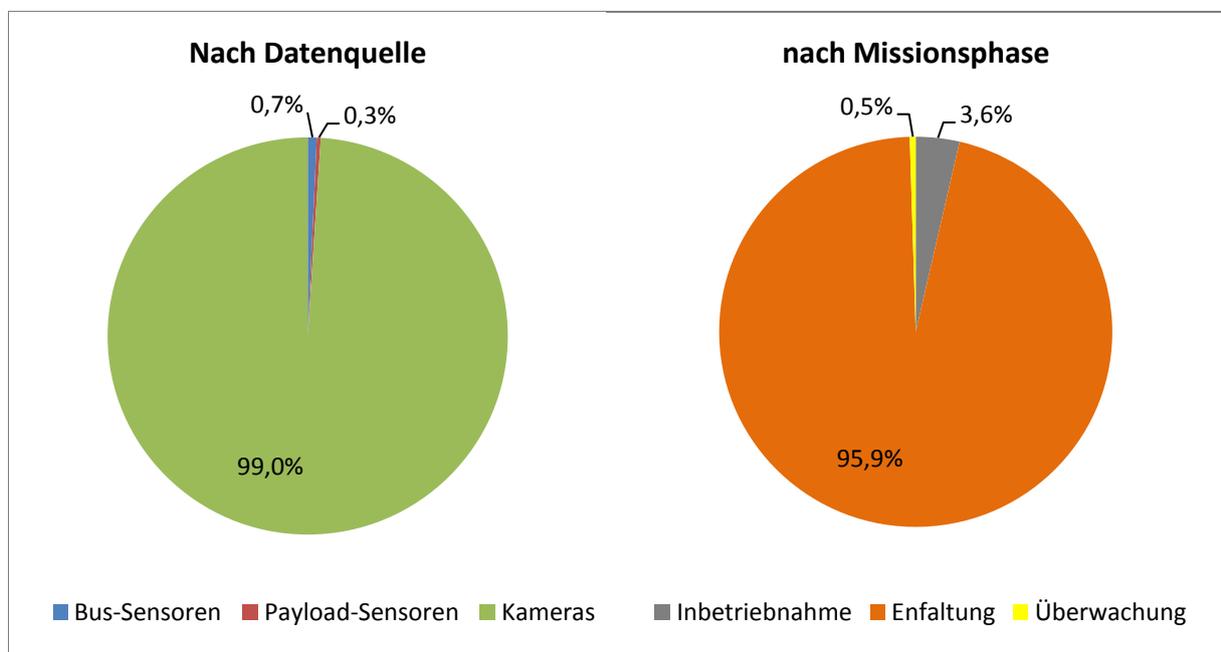


Abbildung 32: Verteilung des Gesamtdatenvolumens Mission: Unter den Annahmen, dass die Commissioning Phase 3 Tage und die Entfaltung 15 min dauert und die Monitoringdaten zur Segelstruktur bereits zur Hälfte während der Entfaltung erzeugt werden..

5.6 Datenraten

Aus den abgeschätzten Datenvolumen und der Sichtbarkeit des Satelliten über der Bodenstation können Anforderungen an die Datenraten des Kommunikationssystems aufgestellt werden. Für Gossamer-1 werden die physikalischen Übertragungskanäle nur nach der Übertragungsrichtung unterschieden. Die Übertragungsrate im Uplink ist wegen der kleinen Datenmengen unkritisch. Nach einer Anforderung vom GSOC wurde sie bereits auf 4kbps festgesetzt.

Im Downlink müssen größere Datenmengen übertragen werden. Die benötigte Datenrate ergibt sich aus der Bruttodatenmenge und der mindestens verfügbaren Gesamtzugriffszeit. Die größte Datenmenge fällt während der Entfaltung an und muss zusammen mit den Monitoringdaten innerhalb von 5 Tagen zum Bodensegment übertragen werden. Die Daten werden für die Übertragung in Frames und Paketen nach CCSDS verpackt. Es entsteht also ein gewisser Overhead, der mit übertragen werden muss. Wie viel zusätzliche Daten dem Datenstrom hinzugefügt werden hängt davon ab, inwieweit die CCSDS Empfehlungen umgesetzt werden und wie lang die Datenblöcke in den Paketen sind. Dies ist zum derzeitigen Zeitpunkt noch nicht definiert. Es wird vorläufig ein konservativer Wert von 7% angenommen. Kanalkodierung ist hierbei nicht berücksichtigt.

Nach dem Datenbudget aus Kap.5.5 müssen in der Monitoring & Downlink Phase insgesamt 302 MByte Nettodaten übertragen werden. Da das GOS-1 Projekt sich noch in einer frühen Phase befindet, wird auf die Datenmenge eine Sicherheitsreserve von 50% aufgeschlagen. Die Gesamtzugriffszeit wird aus dem Worst Case Orbit ermittelt. Es wird eine Ausfallzeit von 12,5% angenommen. Die Ausfallzeit kann wetterbedingt zustande kommen, oder durch Überschneidungen im Betrieb. Unter diesen Annahmen errechnet sich eine Datenrate von rund 1 Mbps (siehe Tabelle 18).

Tabelle 18: Berechnung der Datenrate im Downlink

Schritt	Wert	Einheit	Bemerkung
Datenvolumen	453	MB	netto, inkl. 50% Margin
Bruttodatenvolumen	484	MB	bei 7% Protokolloverhead
Umrechnung in Mbit	4060	Mb	1MB = 8,388608Mb
Gesamtzugriffszeit Weilheim	80	min	im Worst case Orbit
Einrechnung von Ausfallzeiten	70	min	bei 12,5% Ausfallzeit
Resultierende Datenrate	0,97	Mbps	4060Mb / 70 / 60 s

(Coding ist nicht berücksichtigt)

Mit dieser Datenrate können bei einem durchschnittlichen Bodenstationsüberflug von 5 min Dauer 300 Mbit übertragen werden. Das entspricht etwa 35 MByte und ist damit die dreifache Menge von den Daten, die während der Commissioning Phase anfallen. Mit einer Datenrate von 1 Mbps kann also davon ausgegangen werden, dass sich in der Commissioning Phase keine größeren Datenmengen anhäufen, weil bei einem Bodenstationskontakt alle angesammelten Daten übertragen werden können. Auch die Testbilder können während einer Bodenstationspassage von mittlerer Dauer vollständig übertragen werden.

Die Datenleitungen für die Übertragungen von Telemetrie vom OBC zum Kommunikationssystem soll eine ausreichend hohe Datenrate zur Verfügung stellen, um die Telemetriepakete im Sender nicht erst zwischenspeichern zu müssen. Damit kann die Betriebsdauer des Senders auf ein Minimum reduziert werden. Die Datenleitung zur Abholung empfangener Telekommandos ist wegen der kleinen Datenmenge und der geringen Datenrate im Uplink unkritisch. Es lassen sich die folgenden Anforderungen festhalten:

CR-TEC- 9: Datenrate Downlink	Anwendbar	Betriebsphase	Mission Req.Doc.[22]: MR-TEC-10; GOS-1 Technical Status [32]
Das Kommunikationssystem soll im Downlink eine Datenrate vom 1Mbps bereitstellen.			
Damit können alle Daten nach der Segelentfaltung innerhalb von 5 Tagen nach Weilheim übertragen werden.			

CR-INT- 4: Übertragungsrate Tx-Bus	Anwendbar	Alle Phasen	CR-INT- 2; CR-TEC- 9
Der Datenbus für die Übermittlung von Telemetrie zum Kommunikationssystem soll Übertragungsraten von mindestens 1 Mbps bereitstellen.			
Damit können die Telemetriedaten direkt zum Bodensegment übertragen werden und müssen nicht im Sender des Kommunikationssystems zwischengespeichert werden.			

CR-TEC- 10: Datenrate Uplink	Anwendbar	Betriebsphase	
Das Kommunikationssystem soll im Uplink Datenempfang mit einer Datenrate vom 4 kbps ermöglichen.			
Anforderung vom GSOC.			

5.7 Bitfehlerraten

Im Uplink soll über die gesamte Missionsdauer das Auftreten eines Bitfehlers möglichst unwahrscheinlich sein. Derzeit ist noch nicht definiert, wie viele Kommandos insgesamt übertragen werden müssen. Wegen der kurzen Missionsdauer wird sich die Datenmenge, die über den Uplink übertragen wird, nur auf einige 1000 Byte belaufen. Das entspricht einer Größenordnung von 10^3 bis 10^4 Bit. Softwareupdates im Orbit sind nicht vorgesehen. Damit es möglichst unwahrscheinlich ist, dass Bitfehler im Datenstrom auftreten wird eine Bitfehlerrate von 10^{-5} angesetzt.

CR-TEC- 11: Bitfehlerrate Uplink	Anwendbar	Alle Phasen	
Die Bitfehlerrate (BER) für Übertragungen im Uplink soll 10^{-5} nicht überschreiten.			
Damit sind Übertragungsfehler bei einem geschätzten Datenvolumen in einer Größenordnung von 10^4 Bit unwahrscheinlich.			

Für den Downlink ist die Datenmenge zu groß, um eine fehlerfreie Übertragung anzustreben. Es wird deshalb ein Kompromiss zwischen benötigter Sendeleistung und der erwarteten Bitfehlerrate eingegangen. Inklusive Margin und Protokolloverhead werden in der Downlink Phase etwa $4000 \text{ Mb} = 4 \times 10^9$ bit übertragen. Bei einer Bitfehlerrate von 10^{-9} sind statistisch gesehen etwa 4 Bitfehler zu erwarten. Ein Großteil der übertragenden Daten sind JPEG komprimierte Bilder. Die Bilddateien enthalten einige Bereiche, in denen ein Bitfehler unter Umständen zum Totalausfall des Bildes, oder einzelner Segmente darin führen können. Der Anteil dieser Daten ist aber im Vergleich zu den Gesamtdaten eines Bildes sehr klein und die Wahrscheinlichkeit, dass ein Bitfehler zum Ausfall eines Bildes führt, ist damit noch deutlich geringer, als die angenommene Bitfehlerrate [12].

CR-TEC- 12: Bitfehlerrate Downlink	Anwendbar	Alle Phasen	
Das Kommunikationssystem soll Telemetrie mit einer Bitfehlerrate (BER) von nicht mehr als 10^{-9} zum Bodensegment übertragen.			
Damit sind während der Downlinkphase nur 4 Bitfehler zu erwarten.			

6 KONZEPTENTWICKLUNG

Aus den Anforderungen wurden Konzepte entwickelt, die im Folgenden vorgestellt werden. Nach der Wahl der Frequenzbereiche werden zunächst die benötigte Anzahl an Antennen und deren mögliche Anordnung diskutiert. Anschließend wird ein Systemüberblick gegeben und die verwendeten Komponenten vorgestellt.

6.1 Frequenzen

Die für die Satellitenkommunikation nutzbaren Frequenzbereiche werden von der ITU festgelegt. Weitere Einschränkungen im Frequenzbereich ergeben sich nach der Verfügbarkeit an den Bodenstationen. Professionelle Bodenstationen sind in den meisten Fällen mindestens mit Empfangsanlagen für das S-Band, häufig auch für das X-Band ausgestattet. Oft sind auch Antennen für das Ka- und Ku-Band verfügbar. L- und C- Band Antennen sind hingegen seltener anzutreffen. UHF oder VHF ist hauptsächlich an Funkamateurstationen anzutreffen, da diese Frequenzbereiche selten kommerziell verwendet werden. Gossamer gliedert sich in den Weltraumforschungsfunkdienst ein. Nutzbare Frequenzbänder für diesen Dienst sind in Tabelle 19 genannt.

Für die einzelnen Frequenzbereiche sind von der ITU maximale Bandbreiten und Grenzwerte für die spektrale Leistungsflussdichte am Boden festgelegt. Die maximale Leistungsflussdichte am Boden ist abhängig von Einfallswinkel der Trägerwelle. Für hohe Elevationen sind größere Werte zulässig als für niedrige Elevationen (Siehe Tabelle 19).

Tabelle 19: ITU Grenzwert für S- und X-Band

Band	Frequenzen [MHz]	Maximal zul. Bandbreite im Downlink	Grenzwert der Leistungsflussdichte am Boden bezogen auf 4 kHz Bandbreite [dBW/m ² /4kHz]
S-Band	2025 – 2120 (UL) 2200 – 2290 (DL)	6 MHz für Symbolraten über 0,5 MSps	-154 (Elevationen zwischen 0 und 5°), -144 (Elevationen zwischen 25 und 90°), -154 + 0,5×(85-Elevation) (5 und 25°)
X-Band	7145 – 7235 (UL) 8450 – 8500 (DL)	10 MHz für Symbolraten über 0,67 MSps	-150 (Elevationen zwischen 85 und 90°), -140 (Elevationen zwischen 0 und 65°), -150 + 0,5×(85-Elevation) (sonst)

Quelle: ECSS-E-ST-50-05C [14], S.17 und 34

Die Wahl der Frequenz ist maßgeblich von der benötigten Bandbreite getrieben. Mit zunehmender Frequenz steht mehr Bandbreite zur Verfügung, wodurch höhere Datenraten erreicht werden können. Mit steigender Frequenz werden die Antennenaperturen kleiner, dafür steigen aber Volumen, Masse und vor allem der Leistungsbedarf. Für GOS-1 wird deshalb S-Band gewählt. Hier steht genügend Bandbreite zur Verfügung. Da dieser Bereich für TT&C sehr verbreitet ist, sind die meisten kommerziellen Bodenstationen mit passenden Antennenanlagen ausgestattet, sodass für eine mögliche Erweiterung des Bodenstationsnetzwerkes viele Stationen zur Auswahl stehen.

6.2 Antennenanordnung

Für GOS-1 ist eine möglichst sphärische Abdeckung gefordert. Wegen ihrer großen Keulbreite eignen sich dafür omidirektionale oder Low Gain Antennen. Typische Bauformen mit passenden Eigenschaften sind Stabantennen, Patchantennen und Helixantennen. Helixantennen sind aufgrund ihrer Abmessungen nicht so gut geeignet. S-Band, Stab- und Patchantennen sind deutlich kleiner und fallen deshalb in die engere Wahl.

Übliche Längen für Stabantennen in den gewählten Frequenzbereichen sind je nach Typ etwa 14cm, 7cm oder 3,5 cm. Sie strahlen ein torusförmiges Feld ab, welches orthogonal zum Stab maximal wird und an den Polen verschwindet (siehe Abbildung 33). Die Antennenverstärkung beträgt, je nach Typ, etwa 2 bis 4 dBi. Um eine annähernd sphärische Abdeckung zu erzielen, können 2 Stabantennen orthogonal zu einander angeordnet werden. Stabantennen strahlen linear polarisierte Wellen ab. Da Bodenstationsantennen in der Regel für zirkulare Polarisationen ausgelegt sind muss eine Dämpfung von 3 dB berücksichtigt werden.

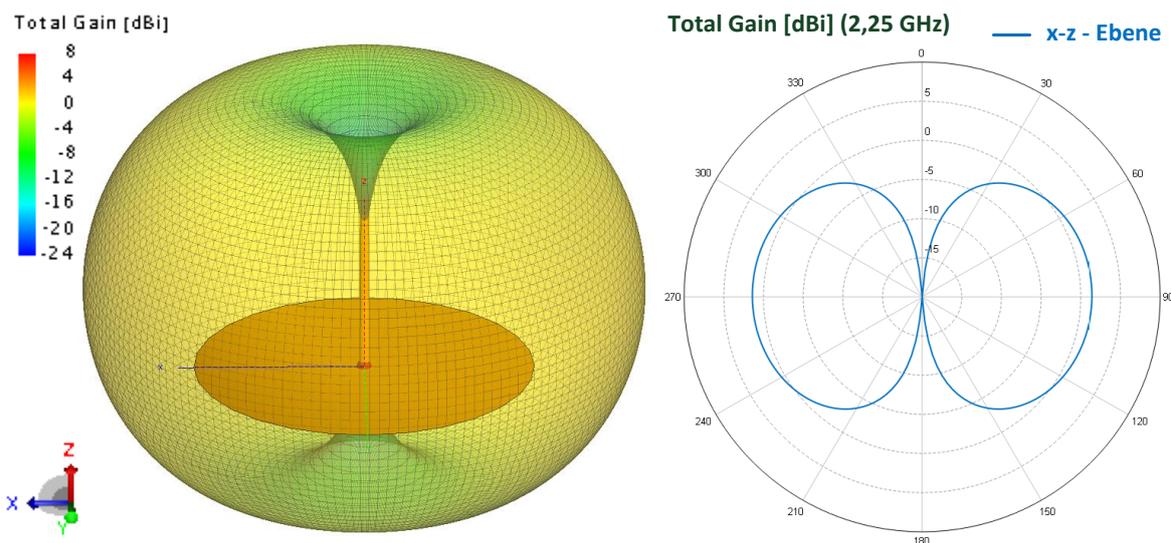


Abbildung 33: Typische Verstärkung im Fernfeld eines $\lambda/4$ Monopols: Die Massefläche hat einen Radius von $\lambda/4$. Links ist das dreidimensionale Feld abgebildet, links ein Schnitt in der x-z-Ebene. Die Abbildung wurde mit FEKO erstellt.

Im Gegensatz zu Stabantennen können Patchantennen zirkular polarisierte Wellen abstrahlen. Für das S-Band haben sie eine Dicke von wenigen Millimetern und eine Kantenlänge von etwa 5 bis 7 cm. Ihr Verstärkungsfeld ähnelt einer Halbsphäre (siehe Abbildung 34). Die Antennenverstärkung beträgt etwa 5 bis 8 dBi. Um eine annähernd sphärische Abdeckung zu erzielen können 2 Patchantennen gegenüberliegend angeordnet werden.

Die Verstärkungsmuster der Antennen gelten nur für den freien Raum. Sobald sie auf eine Struktur aufgebracht werden, beeinflusst diese das abgestrahlte Feld. Verantwortlich dafür sind Abschattungen, Reflexionen und Interferenzen. Kritische Strukturelemente bei GOS-1 sind die Sonnensegel und der QB50-Stack. Die Segel bestehen aus aluminiumbeschichtetem

Kapton. Auf der Segeloberfläche sind Flex-PCB's mit Dünnschichtsolarzellen aufgebracht. Segel und QB50 Stack können je nach Antennenanordnung erhebliche Dämpfungen verursachen. Im Folgenden werden deshalb mögliche Positionierungen für die Antennen untersucht.

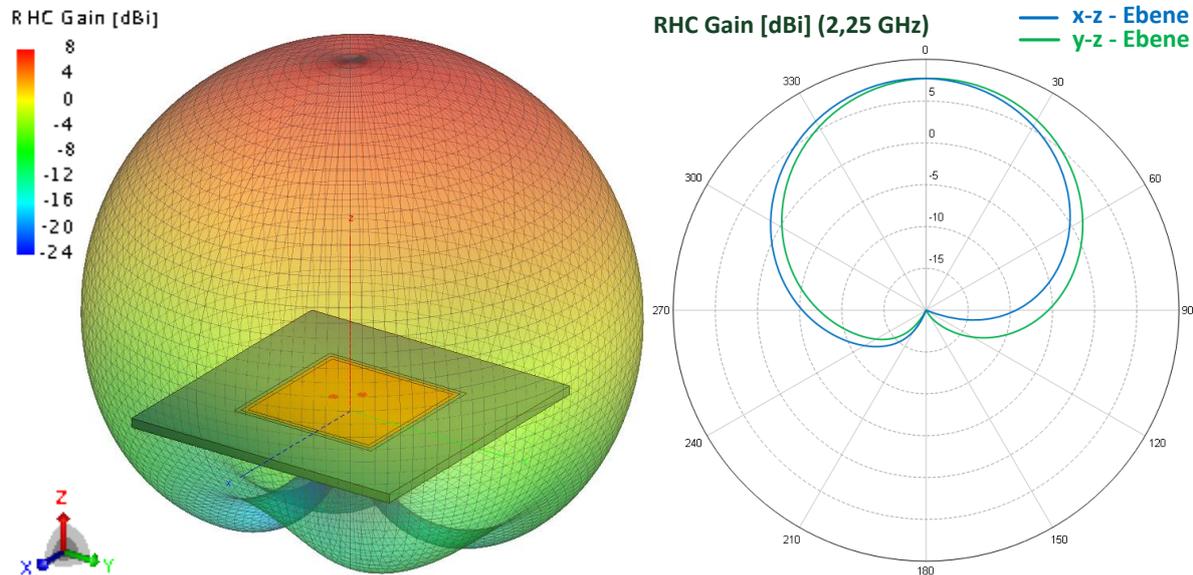


Abbildung 34: Typische Verstärkung im Fernfeld einer RHCP Patchantenne: Links ist das dreidimensionale Feld für die rechtsdrehende zirkulare Polarisation abgebildet, links ein Schnitt durch das Feld in der x-z- und der y-z-Ebene. Die Abbildung wurde mit FEKO erstellt.

Die verschiedenen Antennen-Konfigurationen wurden mit der Software FEKO von EM Software & Systems - S.A. (Pty) Ltd simuliert. FEKO steht für Feldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche. Die Berechnungen in der Software basieren auf der Lösung der Maxwell'schen Gleichungen nach der Momentenmethode (MoM). Es können unter anderem Elektrische Felder und Impedanzen von Antennen auf Oberflächen bestimmt werden. Weitere Informationen können über die FEKO Webseite [38] bezogen werden.

Für die Simulationen wurde ein vereinfachtes Strukturmodell von GOS-1 mit dem QB50 Stack, basierend auf dem aktuellen Design in FEKO, erstellt. Auf dem Modell wurden jeweils die Antennen aus Abbildung 33 und Abbildung 34 in verschiedenen Konfigurationen angeordnet. Simuliert wurde für jede Konfiguration das Verstärkungsfeld bei einer Frequenz von 2,25 GHz mit verstaute und bei entfalteten Segeln. Es wurde das kombinierte Lösungsverfahren MLFMM (Multi-level Fast Multipole Method) angewendet, welches das übliche Lösungsverfahren bei großen Strukturen in FEKO ist [47]. Es stellt einen Kompromiss aus Genauigkeit und benötigtem Rechenaufwand dar.

Für die Berechnung werden die Strukturflächen in kleine, dreieckige Segmente eingeteilt. Die Struktureigenschaften werden durch die Segmente angenähert. Die Erzeugung der Segmente wird als Meshing bezeichnet. Je größer die Segmente sind, desto größer werden die Fehler in der Berechnung. Im Allgemeinen sollte die Kantenlänge der Segmente nicht größer als ein Achtel der Wellenlänge sein [47]. Je feiner die Segmente werden, desto speicher- und zeitintensiver wird die Berechnung. Dafür konvergiert die Lösung unter im Allgemeinen schneller. Für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Studien wurde die Maschengröße

auf ein Zehntel der Wellenlänge für große Strukturelemente festgelegt. Zu den Ecken hin wurde die Maschengröße von FEKO automatisch verfeinert. Über feinere Strukturen und die Antennen wurde ein feineres Gitternetz mit Maschengrößen zwischen $1/12$ und $1/20$ gelegt.

In Abbildung 35 sind die Ergebnisse für die Anordnung zweier Monopolantennen dargestellt. Eine Antenne wurde oben auf den Kameramast gestellt und die zweite orthogonal dazu an der Interfaceplatte so angebracht, dass sie über den QB50-Stack hinausragt. Der 3D Plot des Antennengewinns zeigt die Orientierung des Feldes zum Modell. Rechts daneben sind die Schnitte durch die x-z- und die y-z Ebene in Polardiagrammen abgebildet.

Im Schnitt durch die y-z-Ebene ist deutlich die Abschattung durch den QB50 Stack zu erkennen. Im Bereich von 200° bis 300° sinkt die Antennenverstärkung um 5 bis 10 dB ab. Bei entfalteten Segeln bricht der Gewinn am Pol der oberen Antenne deutlich ein. Durch Reflexionen an der Struktur kommt es an vielen Stellen zu Interferenzen, die starke Dämpfungen hervorrufen. Der Gewinn liegt bei verstaumtem Segel durchschnittlich zwischen 0 und -5 dB, bricht aber in weiten Bereichen bis auf -15 dB ein. Bei entfaltetem Segel wird die seitliche Antenne nach oben hin abgeschirmt. Dadurch bricht das Feld bei 0° ebenfalls bis auf -15 dB ein. Die Einbrüche sind bei entfaltetem Segel deutlich stärker ausgeprägt. Im Durchschnitt liegt die Verstärkung dann noch zwischen -5 und -10 dB. Wegen der linearen Polarisation ergibt sich zusätzlich eine Dämpfung von 3 dB.

In der nächsten Konfiguration (Abbildung 36) wurden 2 Patchantennen auf 2 gegenüberliegenden Seiten angebracht. Sie sind in der Höhe leicht versetzt, sodass sich bei entfaltetem Segel eine Antenne über dem Segel und die Andere darunter befindet. Die Abschattung ist bei dieser Antennenanordnung noch deutlich größer, als bei den Stabantennen zuvor. Zudem treten starke Interferenzen durch Reflexionen an den Segeln auf. Der Antennengewinn sinkt bei entfaltetem Segel in großen Bereichen deutlich unter -15 dB. Bei verstaumtem Segel beträgt die Verstärkung in der unteren Halbsphäre durch die Abschattung des QB50 Stacks -5 bis -10 dB mit Einbrüchen auf -15 dB bis -20 dB. Auf der oberen Halbsphäre beträgt die Verstärkung im Durchschnitt 0 bis -5 dB. Aufgrund der starken Einbrüche im Antennengewinn über große Bereiche kann diese Konfiguration bereits jetzt als ungeeignet eingestuft werden.

Eine deutliche Verbesserung wird erreicht, indem eine weitere Patchantenne hinzugefügt wird (Abbildung 37). In dieser Konfiguration ist eine Patchantenne oben auf dem Satelliten angebracht und deckt so die obere Halbsphäre ab. Zwei weitere Patchantennen sind auf gegenüberliegenden Seiten auf der Interfaceplatte um 45° nach unten gekippt angebracht. Mit dieser Konfiguration wird beinahe rundum ein Gewinn von durchschnittlich 0 bis -5 dB erreicht. Stärkere Einbrüche sind in schmalen Bereichen in Höhe des Segels und bei etwa 270° und 90° und nach untern bei 180° zu finden. Es ist kein großer Unterschied in den Feldern zwischen entfaltetem und verstaumtem Segel. Allerdings muss wegen der zusätzlichen Antenne eine um etwa 50% höhere Sendeleistung aufgebracht werden.

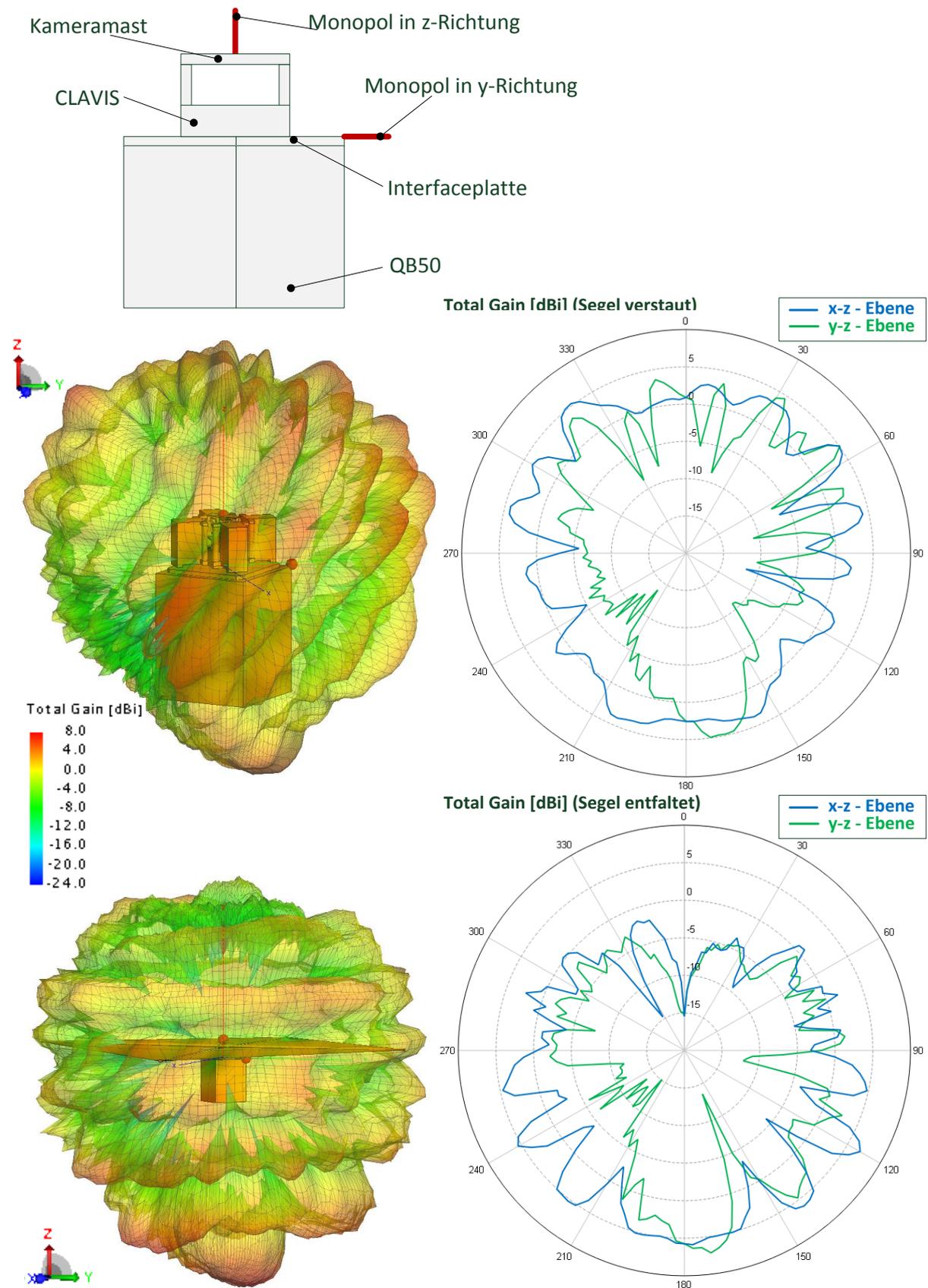


Abbildung 35: Antennengewinn bei Monopol oben und seitlich auf GOS-1 und QB50: Links das 3D Feld, oben mit verstaetem, unten mit entfaltenen Segeln. Rechts daneben sind die Schnitte der Felder in der x-z (blau) bzw. y-z Ebene (grün). Die Abbildungen wurden mit FEKO erstellt.

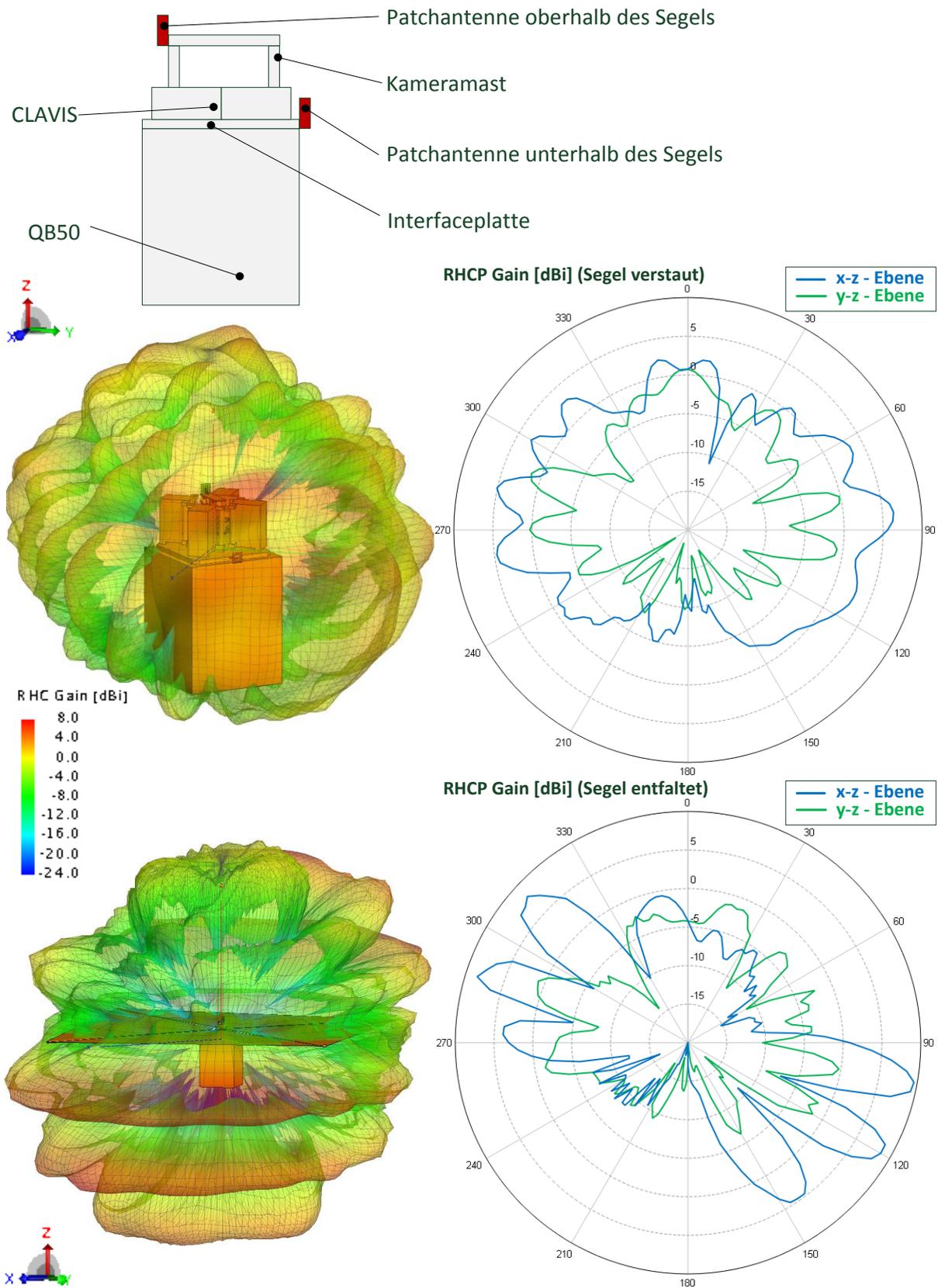


Abbildung 36: Antennengewinn bei 2 Patchantennen seitlich an GOS-1 auf QB50: Links das 3D Feld, oben mit verstaetem, unten mit entfaltetem Segeln. Rechts daneben sind die Schnitte der Felder in der x-z (blau) bzw y-z Ebene (grün). Die Abbildungen wurden mit FEKO erstellt.

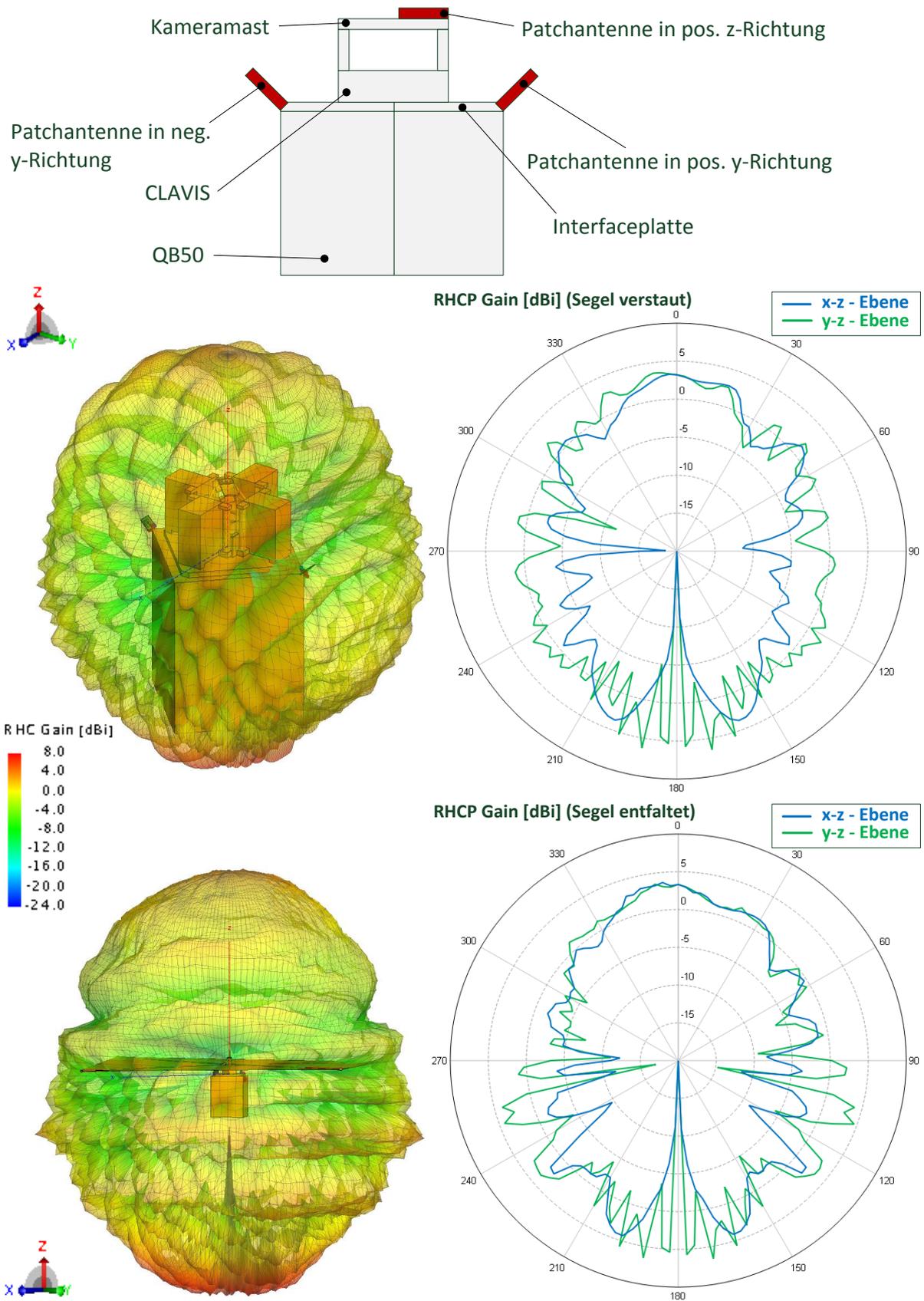


Abbildung 37: Antennengewinn bei 3 Patchantennen oben und seitlich an GOS-1: Eine Antenne strahlt nach oben, 2 Antennen strahlen seitlich im 45°Winkel nach unten ab. Links die 3D Felder, oben mit verstaute, unten mit entfaltenen Segeln. Rechts daneben sind die Schnitte der Felder in der x-z (blau) bzw. y-z Ebene (grün). Die Abbildungen wurden mit FEKO erstellt.

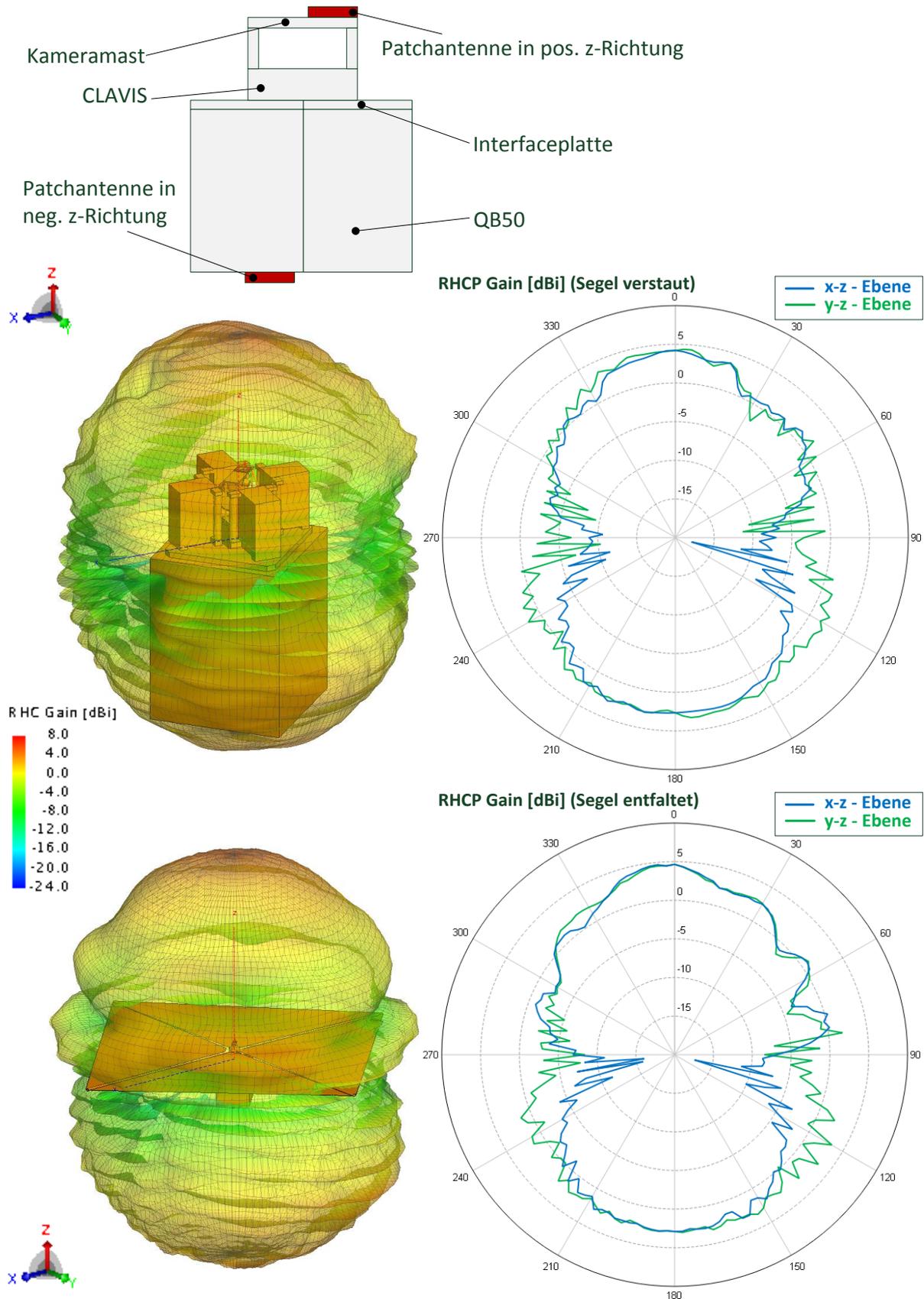


Abbildung 38: Antennengewinn bei Patchantenne oben auf GOS-1 und unter QB50: Links die 3D Felder, oben mit verstaetem, unten mit entfaltenen Segeln. Rechts daneben sind die Schnitte der Felder in der x-z (blau) bzw. y-z Ebene Die Abbildungen wurden mit FEKO erstellt.

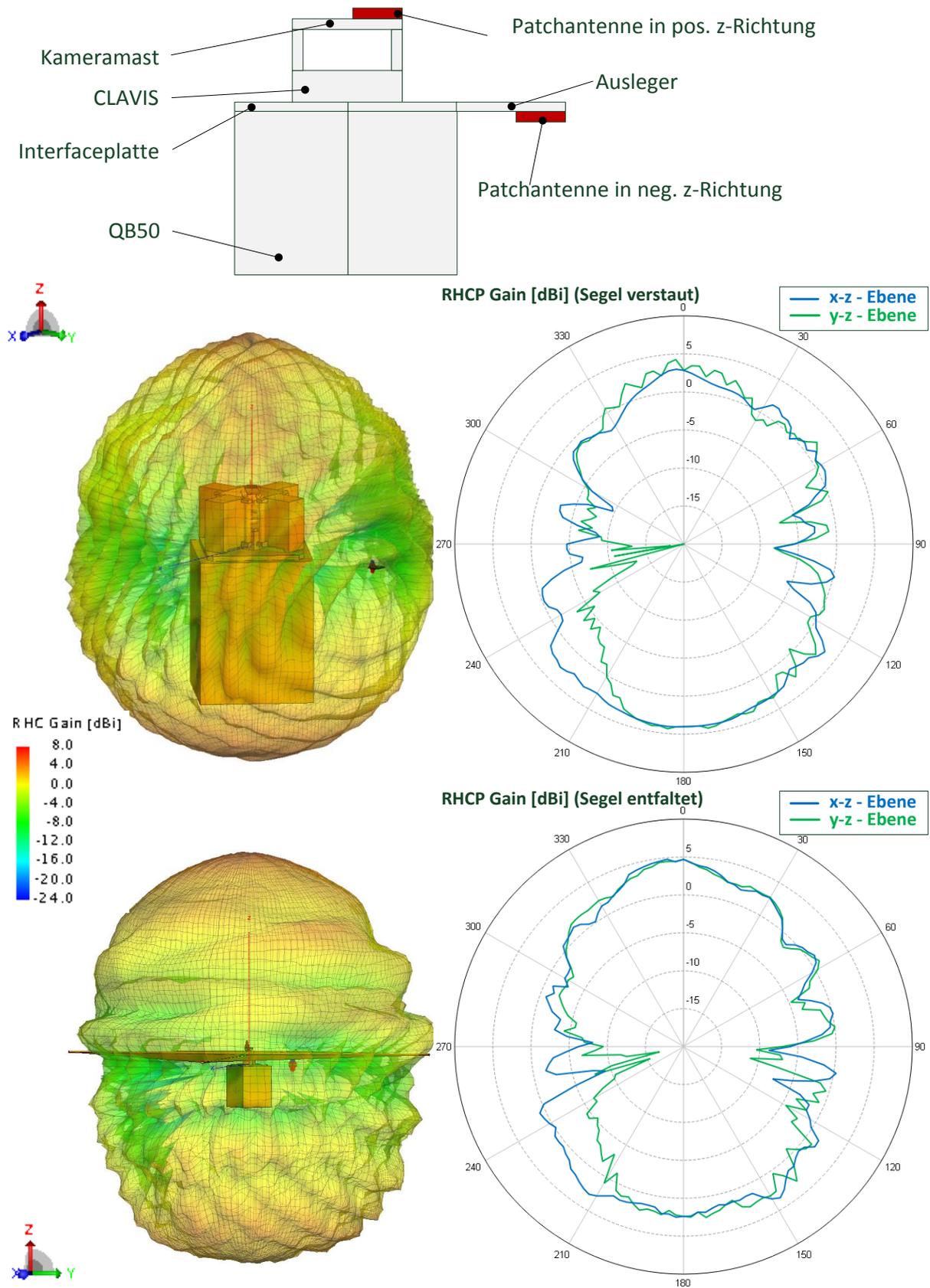


Abbildung 39: Antennengewinn bei Patchantenne oben auf GOS-1 und an einem Ausleger: Die Antenne am Ausleger strahlt nach unten. Der Ausleger hat eine Länge von 70 cm. Links die 3D Felder; oben mit verstaetem, unten mit entfaltetem Segeln. Rechts daneben sind die Schnitte der Felder in der x-z (blau) bzw. y-z Ebene (grün). Die Abbildungen wurden mit FEKO erstellt.

Eine naheliegende Anordnung ist eine Patchantenne oben auf GOS-1 und eine weitere unter dem QB50 Stack (siehe Abbildung 38). Damit ist die obere und untere Halbsphäre abgedeckt und es treten keine Abschattungen durch QB50 auf. In einem schmalen Bereich um die Segelebene treten Interferenzen auf, welche die Feldstärke einbrechen lassen. Bei verstaumtem Segel entstehen sie im Wesentlichen durch die Überlagerung der Felder der beiden Antennen. Die Dämpfung könnte noch verringert werden, indem eine Antenne linksdrehend und die andere rechtsdrehend polarisierte Wellen abstrahlt. Bei aufgespanntem Segel brächte dies jedoch keine große Verbesserung, da die Interferenzen dann auch durch Reflexionen am Segel entstehen. Die Antennenverstärkung ist unabhängig vom Entfaltungszustand des Segels annähernd gleich. Mit entfaltetem Segel sind die Dämpfungen im Bereich der Segelebene etwas größer. Die Einbrüche der Feldstärke beschränken sich aber auf einen schmalen Winkelbereich von etwa 20° . Nach oben und nach unten liegt der Antennengewinn zwischen 0 und +5 dB in einem Bereich von etwa 60° . An den Seiten bricht die Feldstärke allmählich ein. In der Segelebene beträgt der Gewinn noch etwa -5 bis -10 dB. Nur in einem kleinen Bereich gibt es einen kegelförmigen Einbruch auf etwa -17 dB. Der Öffnungswinkel des Kegels beträgt etwa 5 bis 10° .

Um zusätzliche Schnittstellen mit QB50 zu vermeiden, könnte die nach unten abstrahlende Antenne auch an einem Ausleger angebracht werden (Abbildung 39). Das Feld des Antennengewinns ähnelt dann dem der vorhergehenden Anordnung. Allerdings treten hier wieder Abschattungseffekte auf, deren Ausprägung mit kürzer werdendem Ausleger zunimmt. Für die Simulation ragte die Antenne etwa 70 cm seitlich über den QB50 Stack hinaus. Für den Start müsste der Ausleger eingeklappt werden. Durch den zusätzlichen Entfaltungsmechanismus stiege die Komplexität des Systems.

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 35 bis Abbildung 39 basieren auf vereinfachten Modellen. Insbesondere die Effekte der Sonnensegel können nur grob angenähert werden, da die dämpfenden Eigenschaften noch nicht näher untersucht werden konnten. Desweiteren wurden die Segelfolien als planare Ebene modelliert. In Realität sind sie durch die Faltung zerknittert und ihre Fläche bildet durch den Strahlungsdruck der Sonne und der atmosphärischen Widerstandskraft eine gekrümmte Ebene. Dadurch werden die reflektierten Wellen stärker gestreut. Für eine grundsätzliche Strategie zur Anordnung der Antennen auf dem Raumfahrzeug sind die Ergebnisse aber aussagekräftig genug. Die ermittelten Antennengewinne dienen jedoch nur dem Vergleich der Konfigurationen untereinander und sind nur als Richtwerte zu verstehen.

Für einen Vergleich der verschiedenen Konfigurationen untereinander sind die wichtigsten Simulationsergebnisse in Tabelle 20 zusammengestellt. Wegen der stark zerklüfteten Felder sind die ersten beiden Konfigurationen ungeeignet. Von den verbleibenden Konfigurationen ist Konfiguration 4.), wegen der geringeren Komplexität, am besten geeignet, um eine sphärische Abdeckung anzunähern. Sollte unter dem QB50 Stack keine Antenne angebracht werden können, kann auf Konfiguration 5.) ausgewichen werden. Konfiguration 3.) ist prinzipiell auch anwendbar. Wegen des geringeren Leistungsbedarfs sind aber die Konfigurationen 4.) und 5.) zu bevorzugen. Als Grundlage für die weitere Auslegung wird Konfiguration 4.) herangezogen.

Tabelle 20: Vergleich der Antennenanordnungen

Anordnung	Gewinn [dBi]	Vorteile	Nachteile
1.) Zwei Monopole orthogonal	Zerklüftetes Feld; Mittlerer Gewinn zwischen -5 und 0 dBi ; Einbrüche auf -10 bis -15 dBi; Abschattung durch QB50 und Sonnensegel	Einfache Integration	Lineare Polarisation; Abschattung durch QB50 und Segel
2.) Zwei Patchantennen seitlich	Stark zerklüftetes Feld; Mittlerer Gewinn ca. -5dBi; Großflächige Einbrüche auf -15 bis -20 dBi; Große Abschattung durch QB50 und Sonnensegel	Zirkulare Polarisation	Große Abschattung durch Sonnensegel
3.) Drei Patchantennen	Gleichmäßig Feld in oberer Hemisphäre; Gewinn etwa 0 dBi nach oben und -5 dBi zu den Seiten hin; Untere Hemisphäre leicht zerklüftet mit Gewinnen zwischen -5 und 0 dBi; Stärkere Einbrüche in der Segelebene und in negativer z-Richtung auf -15 bis -20 dBi	Zirkulare Polarisation	Höhere Sendeleistung wird benötigt
4.) Zwei Patchantennen, oben und unten	Gleichmäßiges Feld; Gewinne zwischen 0 und 5 dBi nach oben und nach unten, zwischen -5 und -10 dBi an den Seiten; Seitliche Einbrüche auf -15 bis -18 dBi in schmalen Bereichen	Zirkulare Polarisation; Wenig Beeinflussung durch Sonnensegel; Kaum Abschattung	Zusätzliche Schnittstellen mit QB50 für Kabelführung und Antennenintegration
5.) Zwei Patchantennen, oben und am Ausleger	Gleichmäßiges Feld; Gewinne nach oben und nach unten zwischen 0 und 5 dBi und zwischen -5 und -10 dBi an den Seiten; Seitlicher Einbruch auf -15 bis -20 dBi mit steigender Tendenz bei abnehmender Auslegerlänge durch QB50 Abschattung	Zirkulare Polarisation; Wenig Beeinflussung durch Sonnensegel	Höhere Komplexität durch Entfaltungsmechanismus für Ausleger

6.3 Systemüberblick

Das Kommunikationssystem besteht im Wesentlichen aus einem Sender, einem Empfänger, den Antennen, Antennenkopplern und Koaxialkabeln. Verwendet werden auf dem Cubesatmarkt erhältliche COTS Komponenten, wodurch sich das System gut in das Gesamtkonzept des CLAVIS Busses einfügt. Wegen eventueller ITAR Beschränkungen⁷ wurden Komponenten vom amerikanischen Markt nicht in Betracht gezogen. CCSDS ist im Cubesatbereich unüblich und wird deshalb von den erhältlichen Sendern und Empfängern nicht direkt unterstützt. Es gibt aber in der Regel die Möglichkeit die Daten transparent zu übertragen, um eigene Protokolle implementieren zu können. Das heißt der Sender nimmt Datenpakete entgegen und überträgt sie so wie sie sind zum Boden. Der Empfänger leitet die Daten so weiter, wie er sie empfangen hat. Die Aufteilung der Telemetrie nach Quelle und virtuellen Kanälen und die Einbettung in die vorgesehene Frame Struktur, sowie die Bereitstellung der

⁷ Nach einem Artikel, erschienen in der Tageszeitung Florida Today [43], wurden die ITAR Bestimmungen Anfang 2013 geändert. Satelliten und damit verbundene Technologien fallen nun unter die „regulation of the Department of Commerce“, wodurch Verkäufe amerikanischer Firmen auf dem internationalen Markt deutlich einfacher abgewickelt werden können. Für zukünftige europäische Raumfahrtmissionen wird dadurch auch der amerikanische Markt wieder interessant.

geforderten Dienste nach CCSDS wird vom Bordcomputer umgesetzt. Der GOS-1 OBC ist dazu mit der Remote Terminal Unit μ RTU der schwedischen Firma ÅAC Microtec ausgestattet, welche die benötigten CCSDS Protokolle als separates Modul umsetzt.

S-Band Sender mit der geforderten Datenrate sind z.B. von der berliner Firma IQ-Wireless, der schottischen Firma Clyde Space und der niederländischen Firma ISIS verfügbar. Der S-Band Sender von IQ-Wireless verwendet Turbocoding mit einer Code-Rate, die nicht CCSDS konform ist. Deshalb ist er für GOS-1 nicht geeignet. S-Band Empfänger sind auf dem Cubesatmarkt derzeit noch nicht erhältlich, weil für die Kommandierung der Cubesats üblicherweise Frequenzen aus dem VHF oder UHF Bereich genutzt werden. ISIS arbeitet derzeit an einem geeigneten System, welches in den nächsten Monaten auf den Markt kommen wird. S-Band Sender und Empfänger wurden nach einer Entscheidung der GOS-1 Projektleitung bei ISIS in Auftrag gegeben.

Beide Komponenten werden als Stack im cubsattypischen PC-104 Format geliefert. Der Stack wird mit einer unregelmäßigen Spannung zwischen 6V5 und 30V versorgt. Sender und Empfänger sind an den I²C-Bus des Bordcomputers angebunden. Darüber werden Kommandos an die Komponenten bzw. Houskeepingdaten von den Komponenten übertragen. Über die Funkstrecke empfangene Telekommandos werden ebenfalls über I²C vom Pufferspeicher des Empfängers abgeholt. Der Empfänger stellt für den OBC ein Interrupt-Signal bereit, sobald ein empfangenes Telekommando in seinem Pufferspeicher zur Abholung bereit liegt. Bei eingehenden Nachrichten prüft der Empfänger zunächst ob es sich um ein Telekommando handelt, damit nicht bereits durch zufällig empfangenes Rauschen ein Interrupt ausgelöst wird. Dem Empfänger ist ein Tiefpass vorgeschaltet, um ihn vor eventuell aufgefangenen Signalen der Bluetooth Strecke des OBC zu schützen.

Der I²C Bus stellt eine Datenrate von 400 kbps bereit. Das ist 100 Mal schneller als die Übertragungsrate mit der Telekommandos empfangen werden. Der Datenbus ist also für die Übertragung empfangener Telekommandos ausreichend. Für die Übertragung der Telemetriepakete zum Sender ist er aber zu langsam. Der S-Band Sender ist deshalb zusätzlich über SPI an den Bordcomputer angebunden. Dort können die Daten vom OBC mit einer Datenrate von 1 Mbps zum Sender übertragen werden, sodass sie direkt zum Bodensegment gesendet werden können. Sender und Empfänger sind in einem gemeinsamen Aluminiumgehäuse untergebracht. Das Gehäuse hat hauptsächlich die Aufgabe andere Komponenten des Satelliten von elektromagnetischen Störungen abzuschirmen. In Zusammenarbeit mit ISIS konnten die folgenden Spezifikationen (Tabelle 21 bis

Tabelle 23) erarbeitet werden.

Tabelle 21: Schnittstellenspezifikation des S-Band Kommunikationssystems

Gesamtgewicht	< 600g
Abmessungen (Gehäuse)	ca. 100 x 100 x 90 mm
Spannungsversorgung	6V5 bis 30V unregelmäßig; Sender kann getrennt vom Empfänger stromlos geschaltet werden.
Konnektor (Daten und Strom)	z.B. D-Sub 9 polig (tbd.)
Antennenanschlüsse	SMA female, 50 Ω (jeweils einer für Rx und Tx)
Temperaturbereich	-20°C ... +60°C (op); -20°C ... +80°C (storage)
Entwurfslebensdauer	2 Jahre am Boden, 2 Wochen im Orbit

Tabelle 22: Spezifikation des S-Band Senders TXS1000

Frequenzbereich	2200 bis 2290 MHz (genaue Frequenz tbd.)
Sendeleistung	1W
Datenrate	1Mbps (netto)
Modulation	BPSK (raised cosine output filter)
Protokoll	transparent (CCSDS Formatierung übernimmt der GOS-1 OBC)
Kanalkodierung	RS(255,223)
Leistungsaufnahme	10 W max.
Datenbus	I ² C Bus 400kHz (als Slave) für Steuerung und Houskeepingdaten
	SPI Bus 1MHz für Telemetrie-Datenpakete

Tabelle 23: Spezifikation des S-Band Empfängers RXS4

Frequenzbereich	2025 bis 2110 MHz (genaue Frequenz tbd.)
Empfindlichkeit	-120 dBm
Rauschzahl	< 3 dB
Datenrate	4 kbps
Modulation	BPSK
Protokoll	transparent (CCSDS Deformatierung übernimmt der GOS-1 OBC)
Pufferspeicher	512 kByte
Leistungsaufnahme	4 W max. 1 W (standby); Im Standby ist der Empfänger in der Lage Nachrichten zu empfangen.
Datenbus	I ² C Bus 400kHz (als Slave) für Steuerung und Houskeepingdaten
	Interrupt Leitung um zu signalisieren, dass ein empfangenes Telekommando im Pufferspeicher abgelegt wurde.

Für das Kommunikationssystem sind 3 Modi definiert. Die meiste Zeit befindet es sich im Listen Mode. In diesem Modus ist der Empfänger nur teilweise aktiv und wartet auf eingehende Nachrichten. Der Sender ist vollständig abgeschaltet. Sobald der Empfänger eine Nachricht detektiert wechselt das Kommunikationssystem in den Receive Mode. Der Empfänger wird vollständig aktiviert um die Nachricht entgegen zu nehmen und dem OBC zu signalisieren, dass ein Telekommando zur Abholung bereit liegt. Der Sender bleibt währenddessen abgeschaltet. Wenn innerhalb von 5 Minuten kein weiteres Telekommando empfangen wird, geht der Empfänger wieder in den Energiesparzustand über und das Kommunikationssystem ist wieder im Listen Mode. Um Telemetrie zum Bodensegment übertragen zu können muss das Kommunikationssystem in den Transceive Mode versetzt werden. In diesem Modus sind Sender und Empfänger vollständig aktiviert.

Für die Verbindung der Antennen mit Sender und Empfänger wurden 2 Konzepte entwickelt. Beim ersten Konzept (Abbildung 40) werden zwei Antennen verwendet. Sie sind über einen Koppler und einen Diplexer mit der Sende- und Empfangseinheit verbunden. Die Antennen müssen eine entsprechend große Bandbreite aufweisen. Die Empfangsfrequenz beträgt mindestens 2,025 GHz, die Sendefrequenz maximal 2,29 GHz. Die Abweichung von der Mittenfrequenz beträgt also bis zu 132,5 MHz, bzw. 6,2%. Patchantennen weisen meist Bandbreiten von etwa 2% auf. Höhere Abweichungen von der Mittenfrequenz würden zu starken Dämpfungen führen. Helix- und Stabantennen weisen ausreichende Bandbreiten auf.

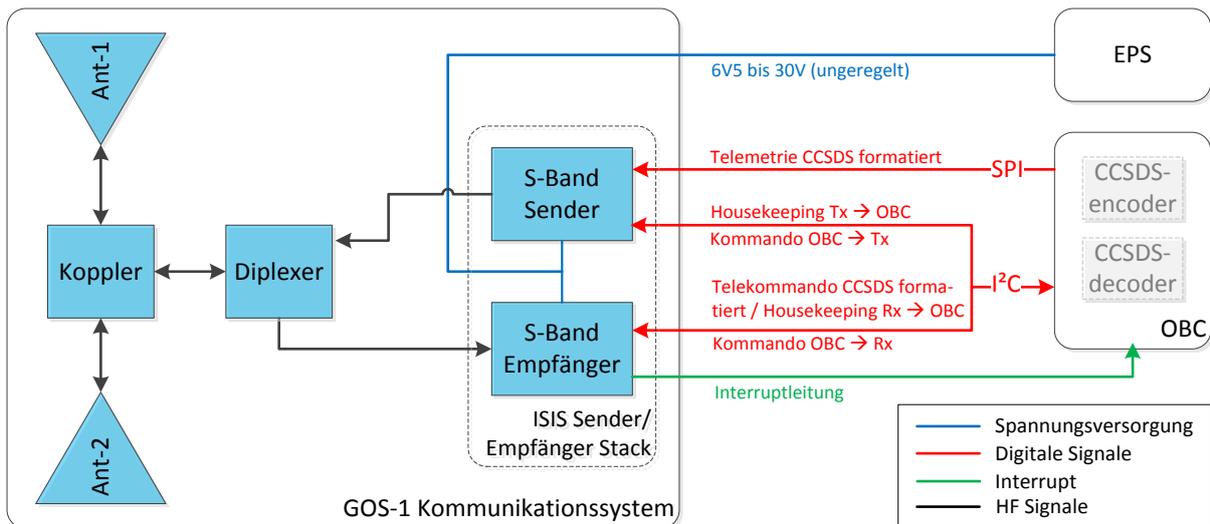


Abbildung 40: Konzept 1 – Gemeinsame Sende- und Empfangsantenne

Beim zweiten Konzept werden verschiedene Antennen für den Sende- und den Empfangszweig verwendet (Abbildung 41). Die Antennen können so besser auf die verwendeten Frequenzen angepasst werden, wodurch die Verluste kleiner werden. Wegen der getrennten Pfade für Sende- und Empfangsstrecke fällt der Diplexer weg. Dafür werden ein zweiter Koppler und ein Filter benötigt und der Verkabelungsaufwand steigt.

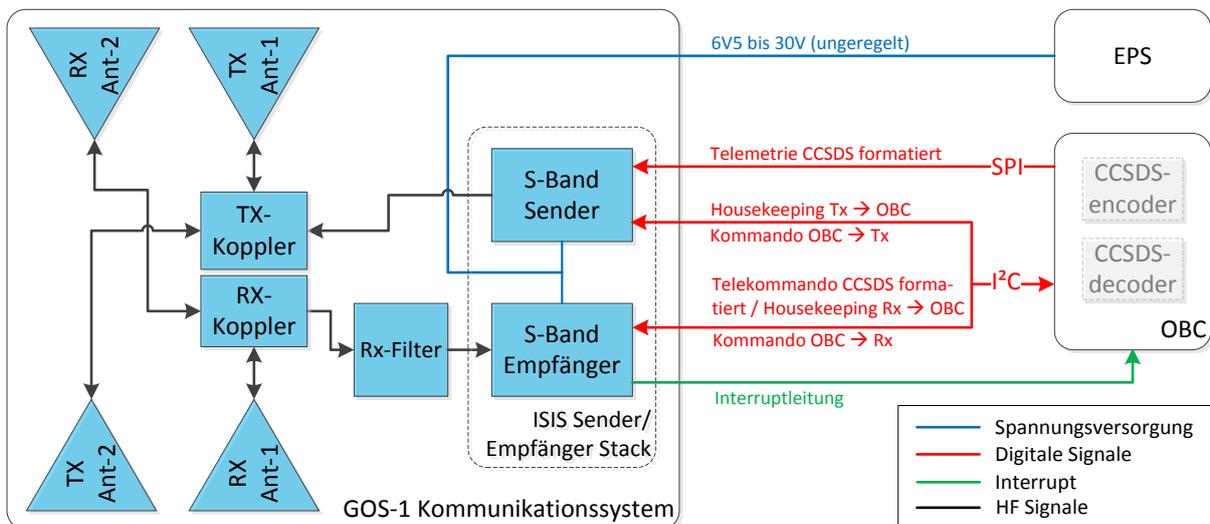


Abbildung 41: Konzept 2 – Separate Sende- und Empfangsantenne

Bei Konzept 1 entstehen wegen des Diplexers und der größeren Abweichung von der Mittenfrequenz größere Verluste, wodurch mehr Sendeleistung benötigt wird. Hinzu kommt das Patchantennen, die wegen ihrer geringen Baugröße und der Form ihres Strahlungsmusters für GOS-1 gut geeignet sind, zu schmalbandig sind, um sie nach Konzept 1 zu verwenden. Deshalb wird Konzept 2 im Weiteren Projektverlauf verfolgt.

Verwendet werden Patchantennen (Siehe Abbildung 38, auf Seite 66). Die Antennen sollen die folgende Spezifikationen erfüllen:

Tabelle 24: Spezifikation der Patchantennen

Frequenzbereich	2200 bis 2290 MHz (Downlink)
	2025 bis 2110 MHz (Uplink)
Polarisation	RHCP
Bandbreite	2% von der Mittenfrequenz
VSWR	≤ 2
Sendeleistung	500 mW
Gewinn	Halbsphärisches Feld dessen Maximum orthogonal zur Patchfläche liegt und 5dBi bis 7 dBi beträgt. In der Patchebene soll der Gewinn nicht unter -8 dBi sinken.
Antennenanschluss	SMA female, 50 Ω
Betriebstemperaturbereich	-25°C bis + 85°C
Maße	max 70 x 70 x 5 mm ³
Masse	< 50 g
Entwurfslebensdauer	2 Jahre am Boden, 2 Wochen im All

Für GOS-1 wird die Protoflight-Philosophie angewendet. Es werden nur die Komponenten für das Protoflight-Modell benötigt. Wegen der kurzen Missionsdauer von nur ein paar Tagen sind zugunsten geringerer Gesamtmasse, Leistungsaufnahme und Komplexität keine Redundanzen vorgesehen.

Die Kosten für das Kommunikationssystem belaufen sich auf etwa 32,8 k€. Die Einzelbeiträge der Komponenten sind in Tabelle 25 aufgelistet. In Tabelle 26 sind zusammenfassend die mechanischen und elektrischen Bilanzen für das Kommunikationssystem gegeben. Der Leistungsbedarf ist dabei für die 3 Modi des Kommunikationssystems getrennt aufgeführt.

Tabelle 25: Kosten des Kommunikationssystems

Komponente	Anzahl	Lieferant	Gesamtkosten
TXS1000	1	ISIS	10 k€
RXS4	1	ISIS	10 k€
Patchantenne	2 x Uplink, 2 x Downlink	IQ wireless	Die 1. Antenne kostet 4,5 k€, Jede Weitere vom selben Design 1,5 k€ → 12 k€ gesamt
Power Divider 4321B-2 (Antennenkoppler)	2	Narda	0,5 k€
Koaxialkabel RG188	2x20cm 4x80cm	elspec GmbH	0,3 k€

Tabelle 26: Volumen, Masse und Leistungsbedarf des Kommunikationssystem

Komponente	Anzahl	Abmessung [mm ³]	Masse pro Einheit [g]	Leistungsbedarf [W] je nach Modus		
				Listen	Receive	Transceive
TXS1000	1	100x100x90	600	0	0	10
RXS4	1			1	4	4
Patchantenne	2 x UL	70x70x4	60	---	---	---
	2 x DL	50x50x4	40	---	---	---
Power Divider 4321B-2 (Antennenkoppler)	2	35x31x8	30	---	---	---
Koaxialkabel RG188	2	Ø 3mm x 1m	20	---	---	---
Summen	---	---	840	1	4	14

7 FUNKSTRECKENBILANZEN

Mit Hilfe der Funkstreckenbilanz wird überprüft, ob die Sendeleistung hoch genug ist, um eine akzeptable Bitfehlerrate zu erzielen. Dazu werden nach Kap.3.4 alle Dämpfungen abgeschätzt und von den Antennengewinnen und der Sendeleistung abgezogen. Das wird für jede Bodenstation in beide Übertragungsrichtungen untersucht. Betrachtet wurde Weilheim als primäre Bodenstation und Neustrelitz als mögliches Backup. Tabelle 27 fasst alle Merkmale des Orbits und der Bodenstationen als Eingangswerte für die Funkstreckenbilanz zusammen.

Tabelle 27: Eingangswerte für die Funkstreckenbilanz

		Parameter	Symbol	Wert	Einheit	Bemerkung / Referenz
Orbit	Höhe		$h_{orb, bol}$	330	km	Anfangshöhe
			$h_{orb, eol}$	290	km	Höhe zum Missionsende
	Periode		$T_{orb, bol}$	91,13	min	Gleichung (A- 1), S.88
			$T_{orb, eol}$	90,31	min	
	Mittlere Passagendauer		$T_{pas, bol}$	5	min	Abbildung 51, bei 7° minimaler Elevation
			$T_{pas, eol}$	4,5	min	
Frequenzen	Frequenz		f_{ul}	2075	MHz	2025, ..., 2120 MHz
			f_{dl}	2245	MHz	2200, ..., 2290 MHz
	Wellenlänge		λ_{dl}	14,45	cm	Gleichung (3-1), S.3
			λ_{ul}	13,35	cm	
Bodenstationen	Weilheim	Höhe über NN	h_{BS}	0,6	km	CCSDS 411.0-G-3 [26]
		Minimale Elevation	ϵ_{min}	7	°	Für ungestörte Sicht, nach: Marcin Gnat, DLR 2012
		Güte des Empfangssystems	G/T	26,5	dB	Je nach Antenne 26,5 oder 29 dB, nach: CCSDS 411.0-G-3 [26]
		Abgestrahlte Sendeleistung	$EIRP$	50 bis 70	dBW	CCSDS 411.0-G-3 [26]
		Antennendurchmesser	D_a	15	m	DLR, Webseite zur Bodenstation in Weilheim [36]
		Keulenbreite	θ_{3dB}	0,67	°	$\theta_{3dB} \approx 70^\circ * \lambda / D_a$
	Neustrelitz	Höhe der Antenne über NN	h_{BS}	0,1	km	Datenblatt Neustelitz [13]
		Minimale Elevation	ϵ_{min}	5	°	Für ungestörte Sicht, nach: Schwarz Joachim, DLR 2012
		Güte des Empfangssystems	G/T	17,5	dB	Schwarz et Al. [10]
		Abgestrahlte Sendeleistung	$EIRP$	40 bis 70	dBW	Schwarz et Al. [10]
		Antennendurchmesser	D_a	7,3	m	Datenblatt Neustelitz [13]
		Keulenbreite der Antenne	θ_{3dB}	1,39	°	$\theta_{3dB} \approx 70^\circ * \lambda / D_a$

Die Bodenstation in Inuvik als mögliche Erweiterung des Netzwerkes wurde in der Funkstreckenbilanz nicht separat betrachtet. Mit einem Antennendurchmesser von 13 m liegt Inuvik zwischen Weilheim mit einer 15 m Antenne und Neustrelitz mit einer 7,3 m Antenne. Wenn nach der Funkstreckenbilanz für in Neustrelitz eine ausreichende BER erreicht wird, dann wird sie mit derselben Sendeleistung in Inuvik auch erreicht.

7.1 Downlink

Die Übertragungsrichtung vom Satelliten zur Erde ist kritischer als der Uplink, da im Satelliten weniger Leistung zur Verfügung steht. Die abgestrahlte Sendeleistung wird durch die ITU Grenze für die spektrale Leistungsflussdichte am Boden limitiert. Die maximal zulässigen Werte für das S-Band sind in Tabelle 19, auf Seite 59 aufgelistet. Die Leistungsflussdichte $PF D$ ist abhängig vom Abstand zum Sender d . Nach [4] gilt:

$$PF D \left[\frac{W}{m^2} \right] = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} = \frac{EIRP}{4\pi d^2} \quad (7-1)$$

Die Grenzwerte der Leistungsflussdichte am Boden sind auf 4 kHz Bandbreite bezogen. Mit maximal zulässiger abgestrahlter Sendeleistung $EIRP_{max}$ ist also:

$$PF D_{max, ITU} \left[\frac{W}{m^2 4kHz} \right] = \frac{EIRP_{max}}{4\pi d^2 B_{4kHz}} \quad (7-2)$$

Die 4kHz-Bandbreite B_{4kHz} wird aus der Bandbreite der Übertragung berechnet:

$$B_{4kHz} = \frac{B}{4kHz} \quad (7-3)$$

In Dezibel-Schreibweise wird Gleichung (7-2) zu:

$$PF D_{max, ITU} \left[dB \left(\frac{W}{m^2 4kHz} \right) \right] = EIRP_{max} - 10 \log_{10}(4\pi d^2) - 10 \log_{10}(B_{4kHz}) \quad (7-4)$$

Gleichung (7-4) lässt sich nach der maximal zulässigen $EIRP$ umstellen und ergibt dann:

$$EIRP_{max} [dBW] = PF D_{max, ITU} + 10 \log_{10}(4\pi d^2) + 10 \log_{10}(B_{4kHz}) \quad (7-5)$$

Bei der Funkstreckenbilanz wurde zunächst die Sendeleistung so gewählt, dass die maximale $EIRP$ nicht überschritten wird (siehe Abbildung 44). Anschließend wurden alle Gewinne und Verluste bilanziert. Durch den 3dB-Koppler wird die Sendeleistung auf 2 Pfade aufgeteilt. Sie reduziert sich also pro Pfad um 3 dB. Da der Koppler nicht verlustfrei arbeitet, wurde ein Verlust von etwas mehr als 3dB berücksichtigt. Die Ausrichtverluste wurden aus dem Abstrahlmuster für den Gesamtsatelliten (Abbildung 38) ermittelt.

Schließlich wurde das Verhältnis von Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte am Empfängereingang bestimmt und mit dem benötigten Verhältnis von Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte für die geforderte Bitfehlerrate verglichen. Kanalkodierung wurde dabei zunächst nicht berücksichtigt.

Die Funkstreckenbilanz für den Downlink ist in Tabelle 28 zusammengefasst. In der Spalte Bemerkung sind Referenzen zu den benutzten Formeln und weitere Erläuterungen gegeben.

Tabelle 28: Funkstreckenbilanz Downlink

	Parameter	Symbol	Einheit	Weilheim	Neustrelitz	Bemerkung
Übertragungsstrecke	Frequenz	f	GHz	2,245		2,2 ... 2,29 GHz
	Wellenlänge	λ	m	0,134		Gleichung (3-1), S.3
	Datenrate	R	Mbps	1		CR-TEC- 9, S.58
	Bandbreite	B	MHz	1,5		Gleichung (3-18), S.17
		B_{dB}	dBHz	62		$10 \text{ LOG}_{10}(B \times 10^6)$
	4KHz Bandbreite	B_{4kHz}	---	375		B / 4kHz
	Minimale Elevation	ϵ_{min}	°	7	15	Erläuterungen unten
	Maximaler Übertragungsweg	d_{max}	km	1439,63	1003,18	Gleichung (3-29), S. 22
	Freiraumdämpfung	L_f	dB	162,6	159,5	Gleichung (3-28), S. 22
	Dämpfung durch trockene Atmosphäre	L_a	dB	0,30	0,20	Abbildung 6, S.24
	Dämpfung durch trop. Szintillation	L_s	dB	1,20	0,50	
	Regendämpfung	L_r	dB	0,05	0,03	
	Polarisationsverluste	L_{pol}	dB	0,5	0,5	
	Gesamtverluste des Übertragungsweges	L_{pth}	dB	164,7	160,7	$L_f + L_a + L_s + L_r + L_{pol}$
Sender	Sendeleistung am Transmitter	P_{TX}	W	1,0	1,0	begrenzt durch PFDmax,ITU und horb, eol
		P_{TXdB}	dBW	0,0	0,0	
	Kabelverluste	L_{line}	dB	1,0	1,0	ca. 1m Koaxialkabel
	Anzahl der Sendenantennen	N_{cop}	---	2	2	→ Halbierung der Leistung
	Effizienz des Antennenkopplers	η_{cop}	---	0,93	0,93	
	Verluste durch Leistungsteilung	L_{cop}	dBW	3,33	3,33	$10 \text{ LOG}(N_{cp}) + 10 * \text{LOG}(1/\eta_{cp})$
	In Antenne eingespeiste Leistung	$P_{ant,dB}$	dBW	-4,33	-4,33	$P_{TXdB} - L_{line} - L_{cop}$
		P_{ant}	W	0,37	0,37	
	Stehwellenverhältnis	$VSWR$	---	2,0	2,0	Patchantenne [18]
	Wegen Fehlanpassung reflektierte Leistung	P_{VSWR}	W	0,041	0,041	Gleichung (3-6), S.9
	Fehlanpassungsverluste	L_{ant}	dB	0,5	0,5	Gleichung (3-7), S.9
	Abgestrahlte Sendeleistung	P_{TdB}	dB	-4,8	-4,8	$P_{ant,dB} - L_{ant}$
	Maximaler Antennengewinn	G_T	dBW	6,0	6,0	Patchantenne [18]
	Equivalent isotropic radiated power	EIRP	dBW	1,16	1,16	$P_{TdB} + G_T$
Antennenausrichtungsverluste	L_{pntT}	dB	11,0	11,0	Abbildung 38, S.66	
Antennenausrichtungsverluste	L_{pntR}	dB	0,1	0,1	im Autotracking Modus	
Güte des Empfangssystems	G/T	dB	26,5	17,5	Tabelle 27, S.74	
Boltzmann-Konstante	k	dB	-228,6		Maral [4]	
Bilanz	Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte	E_b/N_0	dB	20,5	15,5	$EIRP + G/T - L_{OR} - L_{OT} - L_{pth} - k - 10 \text{ LOG}(R)$
	Maximal zulässige Bitfehlerrate	BER	--	10-9		CR-TEC- 12, S.58
	Gefordertes Eb/N0	$E_b/N_0 _{req}$	dB	12,5		Abbildung 9, S.29
	Margin	---	dB	8,0	3,0	$E_b/N_0 - E_b/N_0 _{req}$

In Neustrelitz wird bei maximaler Fehlausrichtung der Satellitenantenne erst ab 15° Elevation ein ausreichendes Verhältnis von Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte erreicht. In Abbildung 42 und Abbildung 43 wurde das E_b/N_0 für Weilheim und Neustrelitz

über die Elevation für den minimalen und den maximal tolerierten Ausrichtungsverlusten der Sendeantennen aufgetragen. Im Bereich der Segelfläche bricht die Feldstärke deutlich stärker ein, als der angenommene Ausrichtungsverlust (siehe Abbildung 38). Der Einbruch ist aber auf einen tolerierbaren Winkelbereich beschränkt.

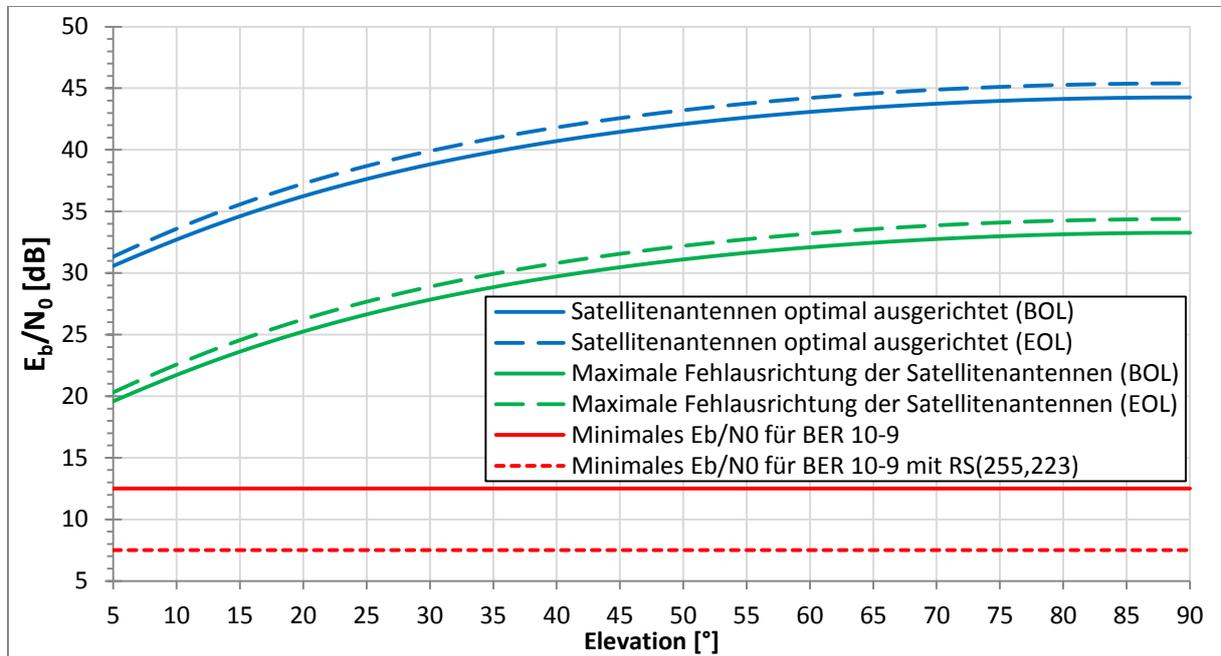


Abbildung 42: Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte für Downlink nach Weilheim: Die geforderten 3 dB Margin sind beim Minimalwert für E_b/N_0 (rote Linie) noch nicht berücksichtigt. Bei der gestrichelten roten Linie sind zusätzlich 5 dB Coding-Gewinn für die Reed Solomon (255,223) Codierung berücksichtigt.

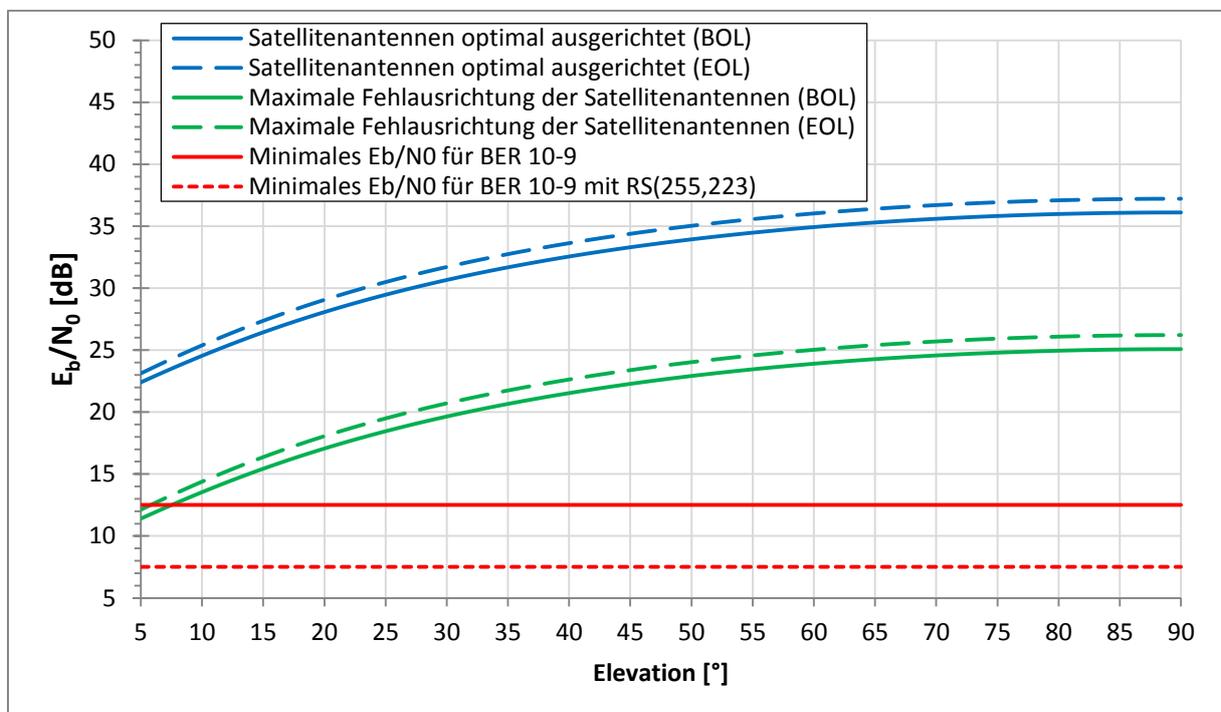


Abbildung 43: Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte für Downlink nach Neustrelitz: Die geforderten 3 dB Margin sind beim Minimalwert für E_b/N_0 (rote Linie) noch nicht berücksichtigt. Bei der gestrichelten roten Linie sind zusätzlich 5 dB Coding-Gewinn für die Reed Solomon (255,223) Codierung berücksichtigt.

Für Weilheim werden bei 7° Elevation selbst bei maximal toleriertem Ausrichtverlust immer noch etwa 8 dB Margin erreicht. Damit wird bereits eine annähernd omnidirektionale Abdeckung erreicht. Der Transmitter von ISIS stellt Reed Solomon (255,223) Codierung bereit. Der Code-Gewinn für dieses Verfahren kann aus Abbildung 10, auf Seite 31, abgeleitet werden. Bei Berücksichtigung des Code-Gewinns kann für Weilheim auch bei den starken Einbrüchen des Antennengewinns eine ausreichende BER erzielt werden.

Wie aus Abbildung 43 hervorgeht, wird für Neustrelitz, bei ungünstiger Ausrichtung des Satelliten das minimale E_b/N_0 ohne Kanalcodierung, bei kleinen Elevationen unterschritten. Mit Kanalcodierung wird in Neustrelitz für alle Ausrichtungen des Satelliten bereits ab 5° Elevation eine ausreichendes E_b/N_0 erreicht. Verglichen mit Weilheim ist das Margin aber deutlich geringer, sodass omnidirektionale Abdeckung für die geforderte Bitfehlerrate erst ab 15 bis 20° Elevation erreicht wird. Für kleinere Elevationen besteht bei ungünstiger Ausrichtung des Satelliten die Gefahr, dass die geforderte Bitfehlerrate unterschritten wird. Der kritische Bereich beschränkt sich aber nur auf wenige Grad, sodass eine ungünstige Ausrichtung durch das freie Taumeln des Satelliten nur einige Sekunden andauert.

Nach Abbildung 44 wird mit der gewählten Sendeleistung die Grenze der spektralen Leistungsflussdichte am Boden für alle Elevationen eingehalten. Am Ender Der Mission bleibt sie bei Nadir-Ausrichtung noch etwa 1 dB unter dem maximal zulässigen Wert. Bei kleineren Elevationen wird der Abstand zum Grenzwert noch größer.

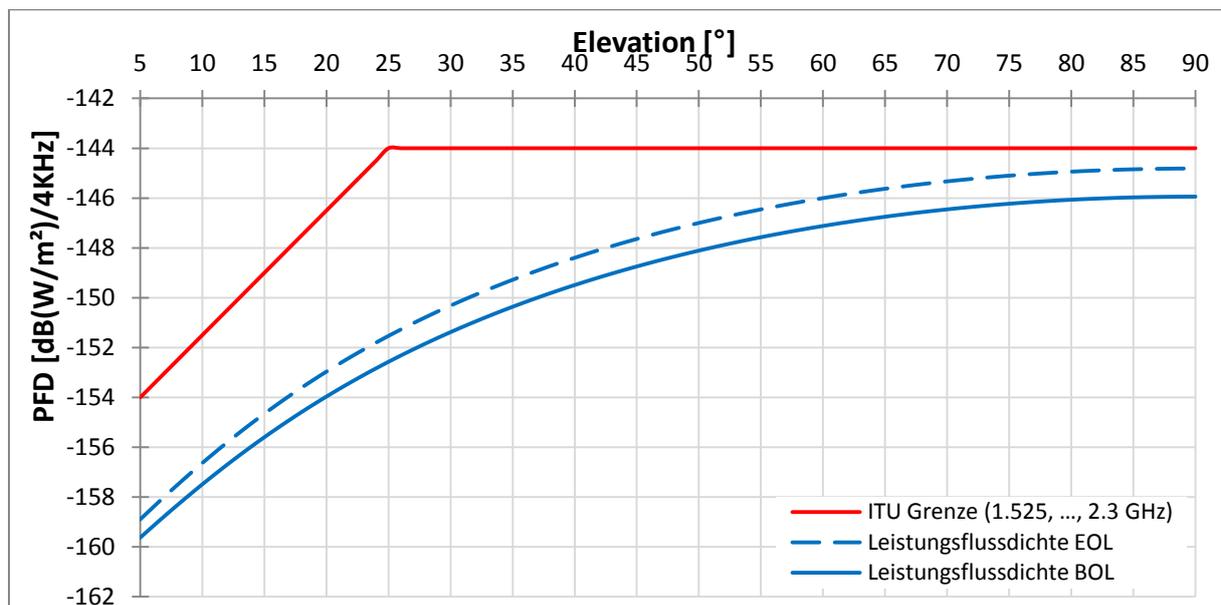


Abbildung 44: Leistungsflussdichte am Boden über Elevation: Die Grenzwerte (rote Linie) wurden nach Tabelle 19, auf Seite 59 berechnet. Die Leistungsflussdichte nach Gleichung (7-4) ermittelt.

In Abbildung 45 ist die Leistungsflussdichte über verschiedene Orbithöhen aufgetragen. Es lässt sich ablesen, dass der Satellit bis etwa 265 km absinken kann, bevor der ITU-Grenzwert überschritten wird.

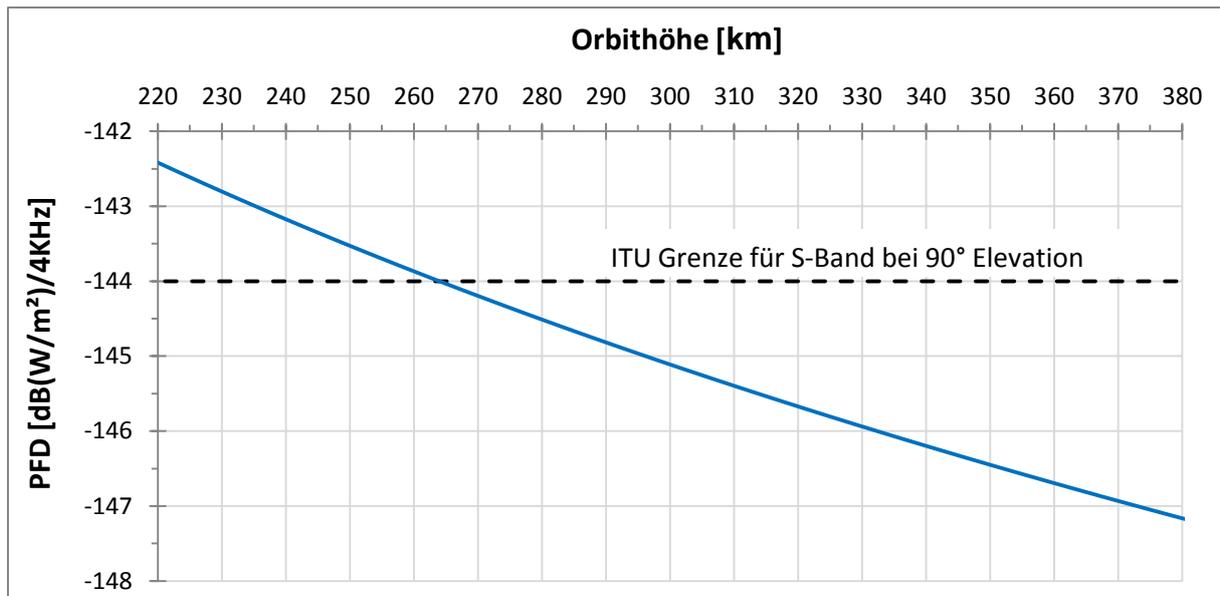


Abbildung 45: Leistungsflussdichte am Boden über Orbithöhe: Die schwarze gestrichelte Linie zeigt den nach ITU maximal zulässigen Wert. Die blaue Linie zeigt die erreichte Leistungsflussdichte am Boden, wenn die Antenne nach Nadir ausgerichtet ist.

Beim Downlink können kleine Bereiche toleriert, in denen die Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch den Einbruch des Antennengewinns höhere Werte erreichen kann. Telemetrie-Pakete, die Übertragungsfehler enthalten, weil der taumelnde Satellit eine ungünstige Ausrichtung durchlaufen hat, richten keinen Schaden an. Wird der Fehler erkannt, können die Daten einfach nachgefordert werden. Übertragungsfehler in Telekommandos, die an Bord des Satelliten nicht erkannt werden, können fatale Folgen haben. Deshalb wird beim nachfolgend untersuchten Uplink ein größerer Verlust für die von Fehlansichtung der Antennen berücksichtigt.

7.2 Uplink

Bei der Funkstreckenbilanz für den Uplink wird die minimal benötigte Sendeleistung der Bodenstation bestimmt. Dabei muss auf der einen Seite sichergestellt werden, dass die Trägerwellenleistung am Empfängereingang immer größer ist als die Empfindlichkeit des Empfängers. Auf der anderen Seite muss das Verhältnis von Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte groß genug sein, um einen möglichst fehlerfreien Empfang von Telekommandos zu gewährleisten. Es wird ein Ausrichtungsfehler von 26 dB berücksichtigt. Bei einem maximalen Antennengewinn von 6 dB können damit Einbrüche bis auf -20 dB aufgefangen werden. Nach Abbildung 38, auf Seite 66 kann damit eine omnidirektionale Abdeckung gewährleistet werden.

Für den Uplink muss die Systemrauschtemperatur des Empfängersystems bestimmt werden. In Kap 3.4.3 ist die grundlegende Vorgehensweise erläutert. Die einzelnen Rauschbeiträge auf der Empfängerstrecke sind in Abbildung 46 dargestellt.

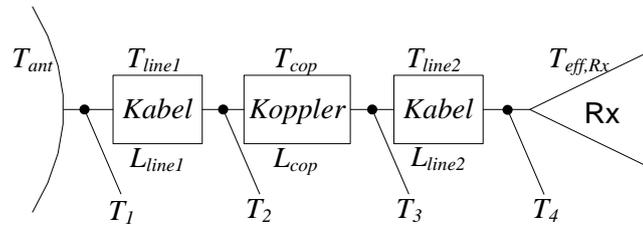


Abbildung 46: Rauschtemperaturen der GOS-1 Empfängerstrecke: Empfangsantenne (links) und Empfänger (rechts). Berücksichtigt sind die Hauptquellen Antennenrauschen T_{ant} , Empfängerrauschen $T_{eff,Rx}$, Kabelrauschen T_{line} und der Rauschbeitrag des Kopplers T_{cop} . Die Rauschtemperatur T_4 entspricht der Systemrauschtemperatur.

Die Rauschtemperatur T_1 ergibt sich durch kaskadenartige Addition der Einzelbeiträge:

$$T_1 = T_{ant} + T_{line1} + T_{cop}L_{line1} + T_{line2}L_{line1}L_{cop} + T_{e,Rx}L_{line1}L_{cop}L_{line2} \quad (7-6)$$

Durch das Koaxialkabel zwischen Antenne und Antennenkoppler wird mit dem Signal auch das Rauschen gedämpft. Die Rauschtemperatur T_2 ergibt sich demnach durch:

$$T_2 = \frac{T_1}{L_{line1}} = \frac{T_{ant}}{L_{line1}} + \frac{T_{line1}}{L_{line1}} + T_{cop} + T_{line2}L_{cop} + T_{e,Rx}L_{cop}L_{line2} \quad (7-7)$$

Dementsprechend ergibt sich durch Berücksichtigung der Verluste des Kopplers und des Kabels zwischen Koppler und Empfänger die Rauschtemperatur T_4 , welche der Systemrauschtemperatur T_{sys} entspricht:

$$T_{sys} = \frac{T_2}{L_{cop}L_{line2}} = \frac{T_{ant}}{L_{line1}L_{cop}L_{line2}} + \frac{T_{line1}}{L_{line1}L_{cop}L_{line2}} + \frac{T_{cop}}{L_{cop}L_{line2}} + \frac{T_{line2}}{L_{line2}} + T_{e,Rx} \quad (7-8)$$

Die Rauschtemperaturen der passiven Komponenten ergeben sich nach Gleichungen (3-36) aus ihren Verlusten und der Referenztemperatur T_{ref} . Die Rauschtemperatur des Empfängers lässt sich nach Gleichung (3-35) aus der Rauschzahl F ermitteln. Damit ergibt sich:

$$T_{sys} = \frac{T_{ant}}{L_{line1}L_{cop}L_{line2}} + T_{ref} \left(\frac{L_{line1} - 1}{L_{line1}L_{cop}L_{line2}} + \frac{L_{cop} - 1}{L_{cop}L_{line2}} + \frac{L_{line2} - 1}{L_{line2}} + (F - 1) \right) \quad (7-9)$$

Das Antennenrauschen wird von der Strahlungstemperatur der Erde dominiert. Die Antennenrauschtemperatur kann aus Abbildung 8, auf Seite 28 abgeleitet werden. Für Nordeuropa können danach etwa 260 K angenommen werden. Da GOS-1 frei taumelt ist die Antenne während einer Bodenstationspassage nicht unbedingt auf Nordeuropa ausgerichtet. In den angrenzenden Regionen steigt die Rauschtemperatur auf bis zu 280 K. Diese Temperatur wird als Worst Case Antennen-Rauschtemperatur angesetzt.

Bei der Ermittlung der Verluste im Uplink muss keine Leistungsteilung durch den Koppler berücksichtigt werden, die Verluste des Kopplers jedoch schon. Alle weiteren Dämpfungen sind analog zu denen in der Downlink-Bilanz. Die Bodenstation verfügt über genügend Sendeleistung, sodass Kanalcodierung nicht notwendig ist. Die Berechnungen für den Uplink sind in Tabelle 29 zusammengefasst.

Tabelle 29: Funkstreckenbilanz Uplink

	Parameter	Symbol	Einheit	Weilheim	Neustrelitz	Bemerkung
Übertragungsstrecke	Frequenz	f	GHz	2,075		2025, ..., 2120 MHz
	Wellenlänge	λ	m	0,144		Gleichung (3-1), S.3
	Datenrate	R	kbps	4	4	CR-TEC- 10, S.58
	Bandbreite	B	kHz	6	6	Gleichung (3-18), S.17
	Minimale Elevation der Bodenstationsantenne	ϵ_{\min}	°	7	5	Tabelle 27, S.74
	Maximaler Übertragungsweg	d_{\max}	km	1439,6	1595,3	Gleichung (3-29), S. 22
	Freiraumdämpfung	L_f	dB	162,0	162,8	Gleichung (3-28), S. 22
	Dämpfung durch trockene Atmosphäre	L_a	dB	0,30	0,20	Abbildung 6, S.24
	Dämpfung durch troposphärische Szintillation	L_s	dB	1,20	0,50	
	Regendämpfung	L_r	dB	0,05	0,03	
	Polarisationsverluste	L_{pol}	dB	0,5	0,5	
	Gesamtverluste des Übertragungsweges	L_{pth}	dB	164,0	164,1	$L_f + L_a + L_s + L_r + L_{\text{pol}}$
Empfängerleistung	Empfindlichkeit Empfänger	$P_{\text{Rx,dBm}}$	dBm	-120,0	-120,0	Tabelle 23, S.71
		$P_{\text{Rx,dBW}}$	dBW	-150,0	-150,0	$10\text{LOG}(10^{P_{\text{dBW}}/10})1000$
	Kabelverluste (zw. Antenne und Koppler)	L_{line1}	dB	0,8	0,8	80cm Koaxialkabel
	Kabelverluste (zw. Koppler u. Empfänger)	L_{line2}	dB	0,2	0,2	20cm Koaxialkabel
	Effizienz Antennenkoppler	η_{cop}	---	0,93	0,93	
	Antennenkoppler Verluste	L_{cop}	dBW	0,32	0,32	$10\text{LOG}(1/\eta_{\text{cp}})$
	Speise-Verluste	$L_{\text{F,R}}$	dBW	1,3	1,3	$L_{\text{line1}} + L_{\text{cop}} + L_{\text{line2}}$
	Maximaler Antennengewinn	G_R	dBW	6,0	6,0	HiSPiCO Patchantenne [18]
Maximaler Ausrichtverlust	L_{pntT}	dB	26,0	26,0	Abbildung 38, S.66	
Rauschen	Antennenrauschten	T_{ant}	K	280	280	worst case Annahme
	Referenzrauschtemperatur	T_{ref}	K	290	290	
	Empfängerrauschen	F_{Rx}	dB	3,00	3,00	Tabelle 23, S.71
	Systemrauschtemperatur	T_{sys}	K	571,2	571,2	Gleichung (7-9), S.80
		$T_{\text{sys,dB}}$	dBK	27,6	27,6	$10\text{LOG}(T_{\text{sys}}/1\text{K})$
	Güte des Empfangssystems	G/T	dB	-21,6	-21,6	$G_R - T_{\text{sys,dB}}$
	Bolzmann-Konstante	k_{dB}	dB	-228,6		Maral [4]
Budget	Ausrichtverlust Sendeantenne	L_{pntR}	dB	0,1	0,1	im Autotracking Modus
	Mind. benötigte äquivalente isotrope Sendeleistung	$E_{\text{IRP}_{\min}}$	dB	35,4	35,5	$P_{\text{Rx,dBW}} + L_{\text{pnt,T}} + L_{\text{pth}} + L_{\text{pnt,R}} - G_R + L_{\text{F,R}}$
	Energie pro Bit zu spektraler Rauschdichte	E_b/N_0	dB	15,0	15,0	$E_{\text{IRP}_{\min}} - L_{\text{pntT}} - L_{\text{pth}} - L_{\text{pntR}} + G_R - L_{\text{F,R}} - k - T_{\text{sys,dB}} - 10\text{LOG}(R)$
	Bitfehlerrate	BER	---	10^{-5}	10^{-5}	CR-TEC- 11, S.58
	Gefordertes E_b/N_0	$E_b/N_0 _{\text{req}}$	dB	10	10	Abbildung 9, S.29
	Margin	---	dB	5	5	$E_b/N_0 - E_b/N_0 _{\text{req}}$

Die äquivalente isotrope Sendeleistung der Bodenstation muss mindestens 36 dB betragen, damit die Trägerwellenleistung am Empfängereingang die Empfindlichkeit des Empfängers nicht unterschreitet. Bei einer geforderten Bitfehlerrate von nicht mehr als 10^{-5} werden beim E_b/N_0 selbst in den Bereichen der größten Einbrüche des Antennengewinns (vgl. Abbildung 38) 5 dB Margin erreicht. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit beim Empfang von Telekommandos liegt demnach unabhängig von der Ausrichtung des Satelliten unter dem geforderten Wert. Die Bodenstationen haben eine äquivalente isotrope Sendeleistung von mindestens 40 dB (Neustrelitz), bzw. 50 dB (Weilheim). Diese Leistungen übersteigen den geforderten Wert für $EIRP_{min}$, sodass das Margin noch deutlich höher wird und Bitfehler noch unwahrscheinlicher werden.

8 KONZEPTBEWERTUNG

Das entwickelte Konzept erfüllt die Anforderungen und Randbedingungen wie in Tabelle 30 dargestellt.

Tabelle 30: Erfüllung der Anforderungen

Anforderung	Anforderung erfüllt ?			Bemerkung
	vst.	tw.	nt.	
CC-1: Design to Cost	×			Entwurf liegt innerhalb des Kostenrahmens
CC- 2: Frequenzkoordination				Frequenzkoordination noch nicht abgeschlossen
CC- 3: Leistungsflussdichte am Boden	×	*		Abbildung 44, S.78
CC- 4: Bandbreite	×			Tabelle 19, S.59; Tabelle 28, S.76; Tabelle 29,S.81
CR-OPR-1: Empfangsbereitschaft	×			Empfänger ist immer eingeschaltet
CR-OPR- 2: Missionsbetrieb	×			Kap. 5.3, S.44ff
CR-OPR- 3: Primäre TT&C Station	×			Missionsziele erreicht, mit Weilheim als einzige Bodenstation. (Weitere Stationen optional)
CR-OPR- 4: CCSDS	×			Verwendetes Coding im Sender CCSDS-konform. Formatierungen / Dienste nach CCSDS vom OBC umgesetzt.
CR-FUN- 1: Empfang von TC	×			Abbildung 41, S.72
CR-FUN- 2: Übertragung von TM	×			Abbildung 41, S.72
CR-TEC-1: Orbitinklination	×			Missionsziele werden über ganzen Inklinationsbereich erreicht, siehe Kap. 5.3, S.44ff
CR-TEC-2: Ausrichtung des RX - Systems	×			Tabelle 29, S.81
CR-TEC-3: Ausrichtung des TX - Systems		×		Im Bereich um die Segelebene Einbrüche des Antennengewinns auf -20dB (Abbildung 38, S.66)
CR-TEC-4: COTS-Komponenten	×			Alle Komponenten sind COTS
CR-TEC- 5: Bluetooth	×			Filter vor dem Empfänger (Abbildung 41, S.72)
CR-TEC- 6: Orbithöhe	×	*		Kap.5.1, S.38; Tabelle 28, S.76; Tabelle 29, S.81
CR-TEC- 7: In-Orbit Lebensdauer	×			Tabelle 21, S. 70
CR-TEC- 8: BS-Kompatibilität	×			Modulation, Datenrate, Coding, Protokoll, Polarisation kompatibel mit Weilheim
CR-TEC- 9: Datenrate Downlink	×			Tabelle 22, S.71
CR-TEC- 10: Datenrate Uplink	×			Tabelle 23, S.71
CR-TEC- 11: Bitfehlerrate Uplink	×	*		Tabelle 29, S.81
CR-TEC- 12: Bitfehlerrate Downlink	×	*		Für Weilheim erfüllt (Abbildung 42, S.77)
CR-INT- 1: Datenleitung für TC	×			Abbildung 41, S.72
CR-INT- 2: Datenleitung für TM	×			Abbildung 41, S.72
CR-INT- 3: Steuerungsdatenleitung	×			Abbildung 41, S.72
CR-INT- 4: Übertragungsrate Tx-Bus	×			Tabelle 22, S.71

vst = vollständig erfüllt; tw = teilweise erfüllt; nt = nicht erfüllt

* Unter den getroffenen Annahmen erfüllt

Die Frequenzkoordination ist noch nicht abgeschlossen. Zum Erfüllungs-Status der Anforderung kann deshalb zum aktuellen Zeitpunkt noch keine Aussage getroffen werden. Nach ersten Gesprächen mit dem DLR-Frequenzkoordinator ist unter Umständen, wegen der kurzen Missionsdauer keine Koordination bei der ITU erforderlich. Möglich wäre dies z.B. durch die Nutzung von Frequenzen, die bereits für das DLR reserviert sind, aber im Zeitraum der GOS-1 Mission nicht verwendet werden.

Eine vollständige Omnidirektionalität wurde für den Downlink nur in Weilheim erreicht. In Neustrelitz kann dies erst ab etwa 15 bis 20° Elevation gewährleistet werden. In einem kegelförmigen Bereich in der Segelebene bricht der Antennengewinn auf -15 bis -20 dB ein. Die Einbrüche können verringert werden in dem die gegenüberliegenden Antennen orthogonal polarisierte Wellen abstrahlen.

Für die Definition der Orbithöhe wurden im Kap.5.1 viele Annahmen getroffen. Wenn der Orbitbereich klar definiert ist sollten alle Anforderungen, die in Tabelle 30, in der Spalte „Anforderung erfüllt?“ mit einem „*“ versehen sind erneut überprüft werden. Nach einem Meeting mit ISIS in Delft Mitte Januar 2013 zeichnet sich ab, dass die Inklination für QB50 über 70° liegen sollte, damit polare Phänomene von den Messinstrumenten der Cubesats erfasst werden können. Die anfängliche Orbithöhe soll für die Cubesats vorzugsweise 350 km betragen. Möglich wird das weil seit dem Ende der Shuttle-Missionen die ISS auf einer höheren Umlaufbahn bleibt, sodass die Cubesats auch in 350 km Höhe den ISS- Orbit nicht kreuzen werden. Genauere Analysen zu einer Mindestorbithöhe für GOS-1 werden derzeit noch durchgeführt. Wegen des größeren Abstandes bei 350 km Orbithöhe steigt die Freiraumdämpfung um etwas weniger als 1dB. Für Weilheim ist im Linkbudget genügend Margin um diese Dämpfung aufzufangen, sodass die Anforderungen auch bei 350 km Orbithöhe erfüllt werden können.

9 ZUSAMMENFASSUNG

Es wurden Anforderungen an das Kommunikationssystem abgeleitet und Randbedingungen identifiziert. Nach einer Analyse der QB50 Anforderungen an den Orbit wurde eine Orbithöhe von 330 km mit 55° Inklination als Worst Case Orbit definiert. Es wurde berücksichtigt dass GOS-1 bis zum Ende der Missionsdauer auf etwa 290 km abgesunken ist.

Der Betrieb soll über das GSOC abgewickelt werden. Dies fordert CCSDS Kompatibilität und Weilheim als primäre Bodenstation. Weitere Stationen wurden als mögliches Backup und für eine optionale Erweiterung des Bodenstationsnetzwerkes untersucht. Als Frequenzbereich wurde S-Band festgelegt.

Maßgeblich getrieben wurde die Auslegung von dem Datenvolumen der Bilddaten und der Länge der Downlinkphase. Eine Kontaktzeitenanalyse ergab, dass eine Datenrate von etwa 1 Mbps benötigt wird um alle Daten in der zur Verfügung stehenden Missionszeit zum Bodensegment übertragen zu können.

Das entworfene Kommunikationssystem besteht aus einem S-Band Sender und einem S-Band Empfänger. Beide Komponenten sind über 3dB-Koppler mit den Antennen verbunden. Es gibt jeweils 2 Antennen, für den Uplink und den Downlink, die auf gegenüberliegend am Raumfahrzeug angebracht sind und so eine annähernd omnidirektionale Abdeckung ermöglichen. Die COTS-basierenden Komponenten fügen sich gut in das CLAVIS Konzept ein.

Bei den Funkstreckenbilanzen wurde, die RF-Ausgangsleistung des Senders mit 1 W definiert. Diese Leistung gewährleistet, dass der Grenzwert der Leistungsflussdichte am Boden bis zu einer minimalen Orbithöhe von etwa 265 km nicht überschritten wird. Die Leistung liefert außerdem genug Margin um eine ausreichend kleine Bitfehlerrate bei der Datenübertragung zu gewährleisten.

Im Rahmen einer Concurrent Design Facility Studie konnte der Entwurf des Kommunikationssystems mit den anderen Subsystemen des GOS-1 Satelliten iteriert werden. Sender und Empfänger wurden spezifiziert und sind bereits bestellt. Die Antennen wurden ebenfalls spezifiziert. Unter den getroffenen Annahmen können die Missionsziele mit dem entworfenen Kommunikationssystem erreicht werden.

A ANHANG

A.1 ERLÄUTERUNGEN ZUM ANFORDERUNGSFORMAT

Alle Anforderungen haben das folgende Format:

Anforderungs-Nr. und -Titel	Status	Lebenszyklus	Referenzen
Anforderungsbeschreibung			
Anforderungsbegründung			

Anforderungsnummer: CX-YYY-Z

- CX = Kürzel für Communication
 - X = R (Requirement) für Anforderung
 - X = C (Constraint) für Randbedingung
- YYY = Kürzel für den Gruppennamen der Anforderung (entfällt bei Randbedingung)
 - TEC = Technische Anforderung
 - OPR = Operationelle Anforderung
 - FUN = Funktionale Anforderung
 - INT (von Interface) = Schnittstellen-Anforderung
- Z = die laufende Nummer der Anforderung aus der jeweiligen Gruppe

Status:

- Anwendbar (Anforderung steht fest)
- Vorläufig (Ergebnisse von Analysen können die Anforderung noch beeinflussen)
- Gestrichen (Anforderung ist nicht länger gültig)

Lebenszyklus:

- Benennung der Missionsphasen oder Projektphasen in denen die Anforderung Gültigkeit besitzt.
- Alle Phasen vom ersten Startup des Raumfahrzeugs im Orbit bis zum Ende der Mission werden unter dem Begriff Betriebsphase zusammengefasst.

Referenzen:

- In diesem Feld werden alle Anforderungen, Ziele oder Randbedingungen aufgelistet, von denen sich die Anforderung ableitet.
- Die Referenz besteht aus der Dokumentennummer, gefolgt von der Anforderungsnummer. (Bsp.: Mission Rec. Doc. [22]: MR-TEC-3)
- Es gelten dabei die im Literaturverzeichnis angegebenen Dokumentenversionen.
- Referenzen innerhalb dieses Dokumentes sind nur über die Kapitelnummer angegeben. (Bsp.: Kap. 2.4)

Anforderungsbeschreibung:

- Benennung der Anforderung oder der Randbedingung (Anforderungen leiten sich aus den Missionszielen ab, Randbedingungen nicht)
- Pro Anforderung wird nur ein Punkt angesprochen.
- Die „Härte“ der Anforderung wird über eines der 3 folgenden Schlüsselwörter definiert:
 - „soll“ weist darauf hin, dass die Anforderung erfüllt werden muss um die Missionsziele zu erreichen.
 - „sollte“ ist eine schwächere Formulierung. Die Anforderung kann bei stichhaltiger Begründung nicht erfüllt werden. Die Missionsziele können dennoch, zumindest in eingeschränktem Umfang erreicht werden.
 - „kann“ deutet darauf hin, dass die Anforderung als eine Empfehlung zu verstehen ist. Die Missionsziele werden auch ohne diese Anforderung in vollem Umfang erreicht.

Anforderungsbegründung:

- Gründe für die Forderung.
- ggf. Definition von in der Anforderungsbeschreibung verwendeter Begriffe.
- Referenzen auf weiterführenden Betrachtungen der Anforderungsbegründung.

A.2 VARIATION DER ORBITHÖHE

Die folgenden Diagramme zeigen die Abhängigkeit Kommunikationssystemrelevanter Parameter von der Orbithöhe. Herleitungen für die verwendeten Formeln sind z.B. in Satellite Communications Systems [4], Kap 2 zu finden.

A.2.1 AUSWIRKUNGEN AUF ORBITPARAMETER

Die Umlaufzeit für einen Orbit ergibt sich aus der großen Halbachse a der Orbitellipse und der Gravitationskonstante der Erde GM_{erd} :

$$T_{orb} = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{a^3}{GM_{erd}}} \quad (\text{A-1})$$

Für einen Kreisorbit ist die große Halbachse die Summe aus Erdradius r_{erd} und Orbithöhe h_{orb} :

$$a_{kreis} = r_{erd} + h_{orb} \quad (\text{A-2})$$

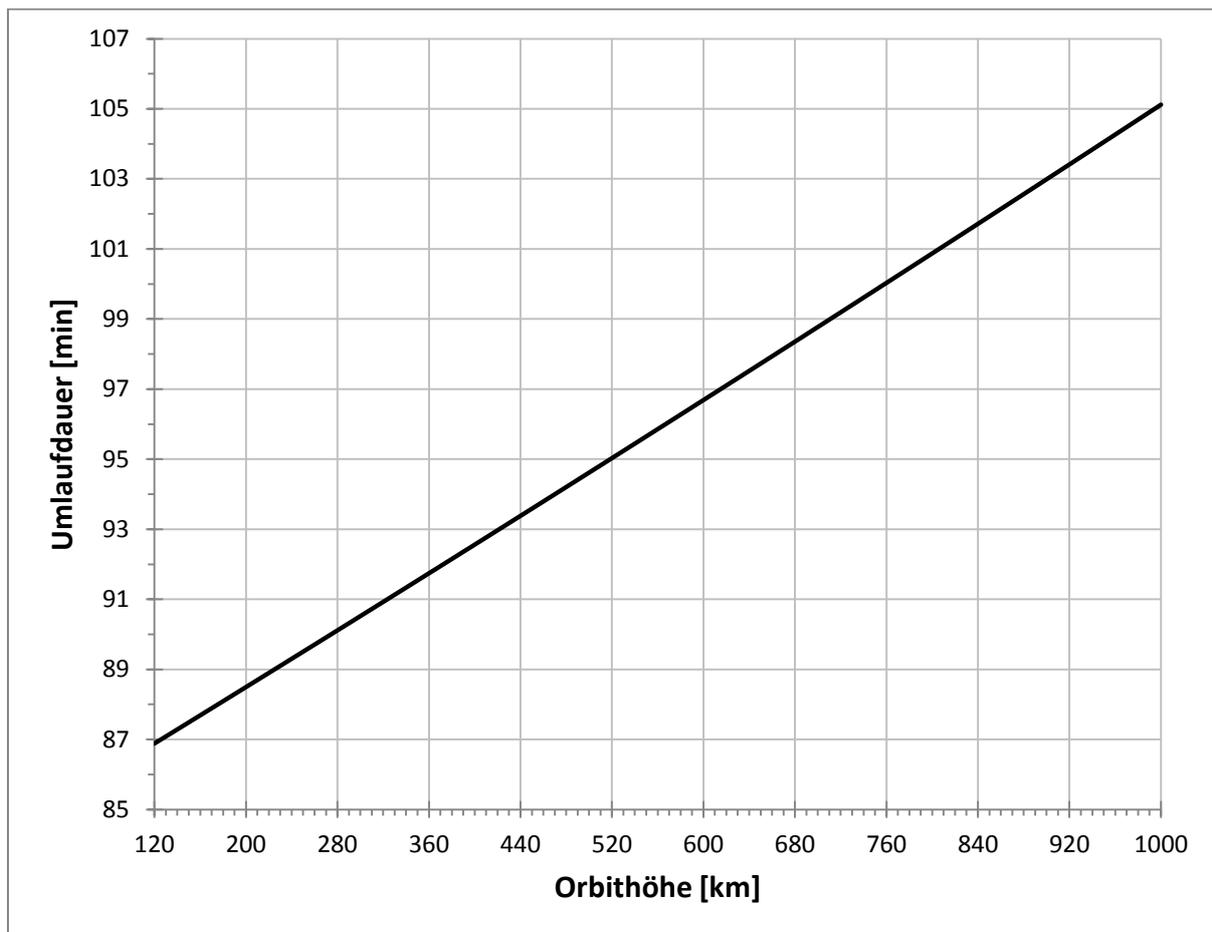


Abbildung 47: Umlaufdauer für einen Kreisorbit

Aus dem Energieerhaltungssatz und dem Gravitationsgesetz lässt sich die Vis-Viva Gleichung ableiten, über welche die Geschwindigkeit eines Satelliten auf seiner Umlaufbahn berechnet werden kann. Die Geschwindigkeit eines Umlaufenden Körpers ist im Allgemeinen abhängig von seinem aktuellen Abstand zum Gravitationszentrum r :

$$v_{sat} = \sqrt{GM_{erd} \cdot \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)} \quad (\text{A-3})$$

Bei einem Kreisorbit liegt das Massenzentrum im Kreismittelpunkt, dann ist der Abstand r immer identisch mit der großen Halbachse und die Geschwindigkeit damit konstant:

$$v_{sat,kreis} = \sqrt{GM_{erd} \cdot \left(\frac{1}{r_{erd} + h_{orb}} \right)} \quad (\text{A-4})$$

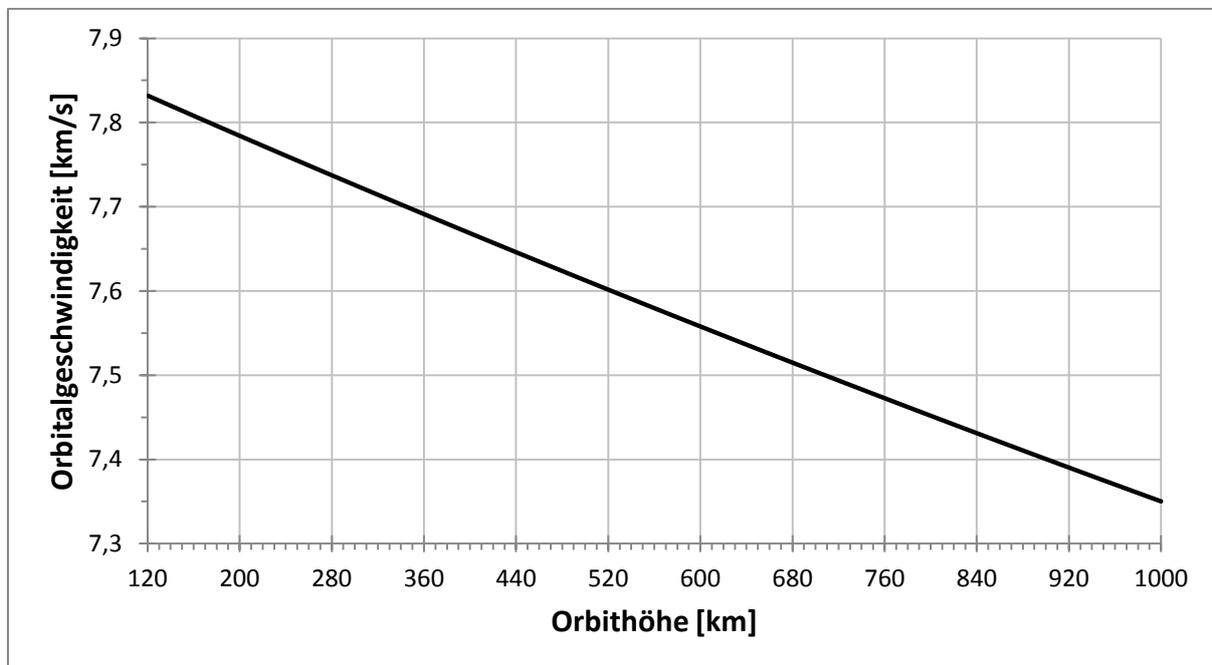


Abbildung 48: Geschwindigkeiten im Kreisorbit

A.2.2 GEOMETRISCHE BEZIEHUNGEN

Der Abstand zwischen Satellit und Bodenstationsantenne, auch Schrägentfernung genannt, kann nach Formel (3-29) auf Seite 22 berechnet werden. Für verschiedene Elevationen ergibt sich je nach Orbithöhe:

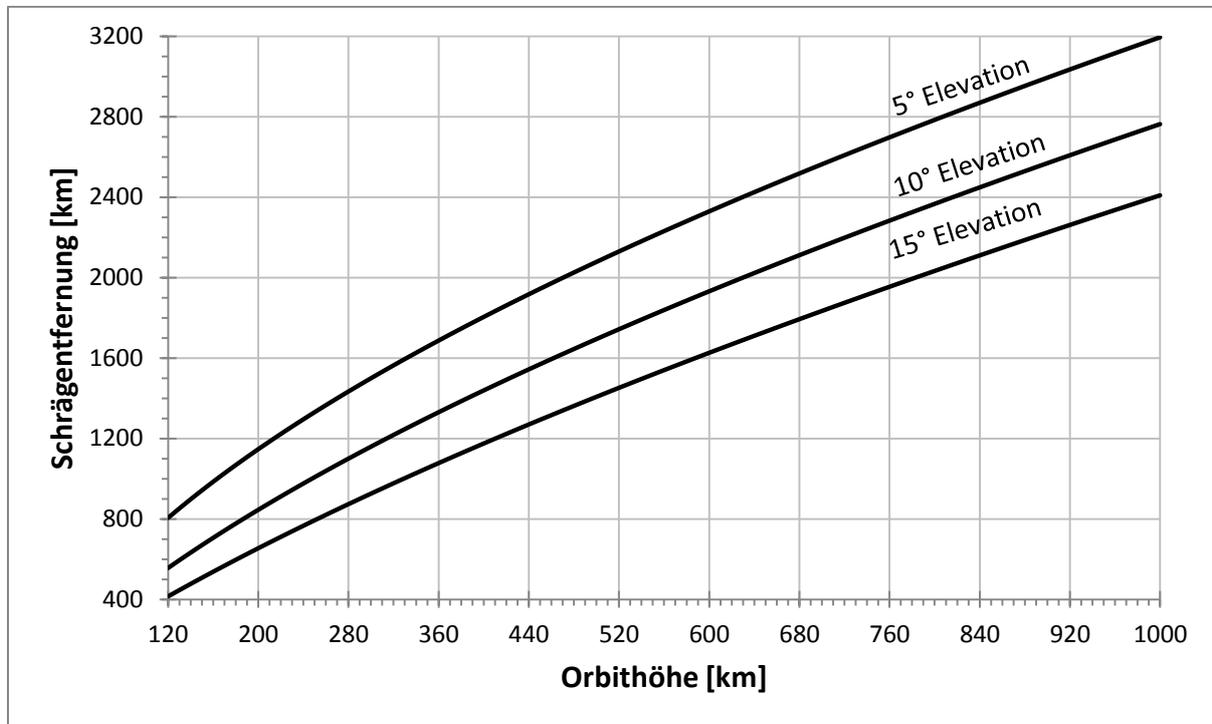
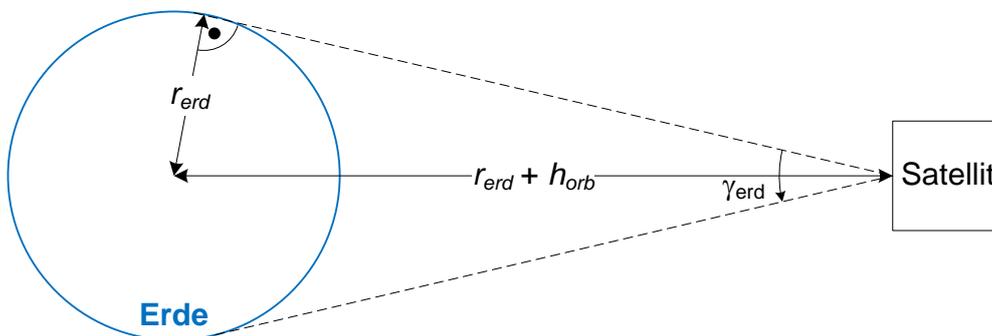


Abbildung 49: Abstand Satellit – Bodenstationsantenne

Mit steigender Orbithöhe erscheint die Erde vom Satelliten aus kleiner. Die Winkelgröße lässt sich aus den Winkelbeziehungen ableiten:



$$\gamma_{erd} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{r_{erd}}{r_{erd} + h_{orb}}\right) \quad (\text{A-5})$$

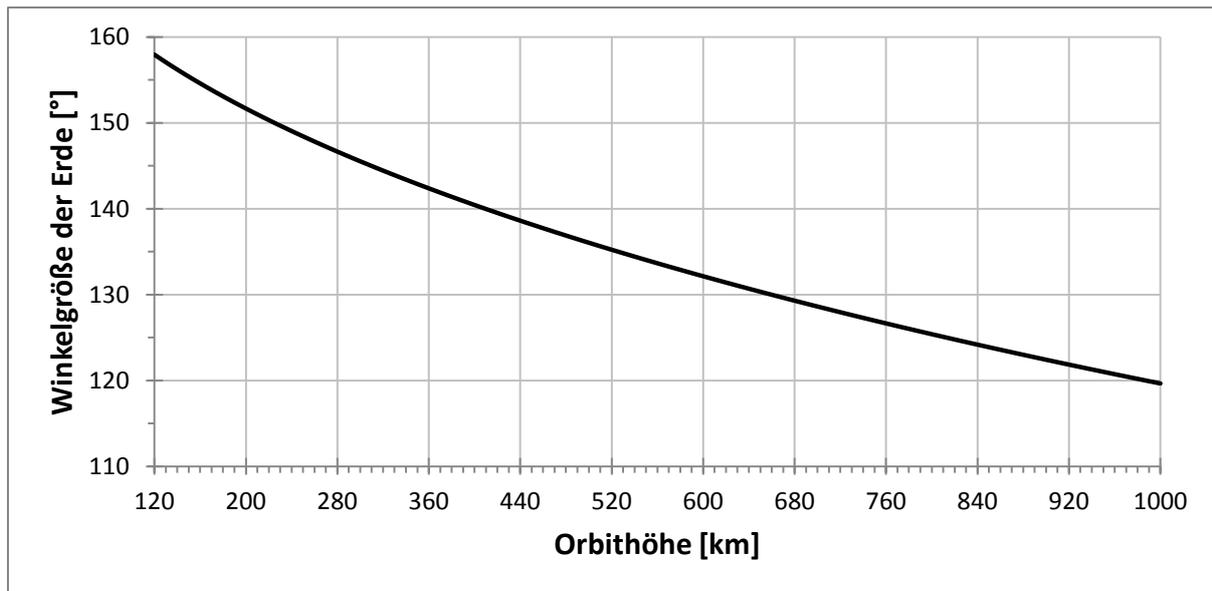


Abbildung 50: Winkelgröße der Erde vom Satelliten aus gesehen

A.2.3 KOMMUNIKATION UND BODENSTATION

Die mittlere Dauer eines Bodenstationskontaktes ist im Wesentlichen von der Orbithöhe und der minimalen Elevation abhängig.

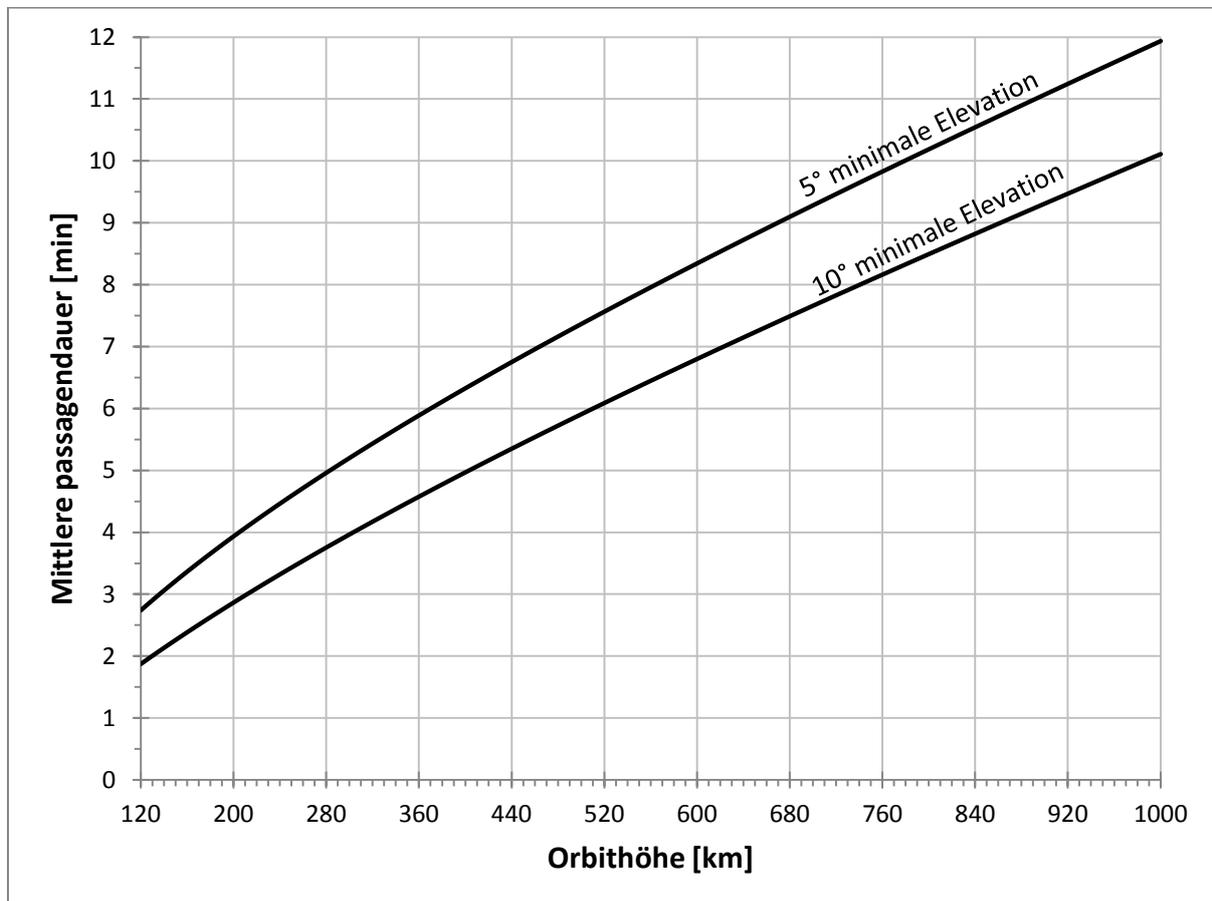


Abbildung 51: Mittlere Dauer einer Bodenstationspassage

Die Nachführungsgeschwindigkeit der Bodenstationsantenne wird maximal wenn der Satellit den Zenit über der Bodenstation passiert. Zu diesem Zeitpunkt steht der Geschwindigkeitsvektor senkrecht auf der Verbindungslinie von Antenne und Satellit. Die Winkelgeschwindigkeit der Antenne beträgt dann:

$$\vec{\omega}_{ant} = \frac{v_{sat}}{h_{orb}} \quad (\text{A- 6})$$

Die Winkelgeschwindigkeit liegt zu diesem Zeitpunkt vollständig auf der Elevationsachse. Im allgemeinen Fall verteilt sie sich auf die Elevations- und Azimutsachse.

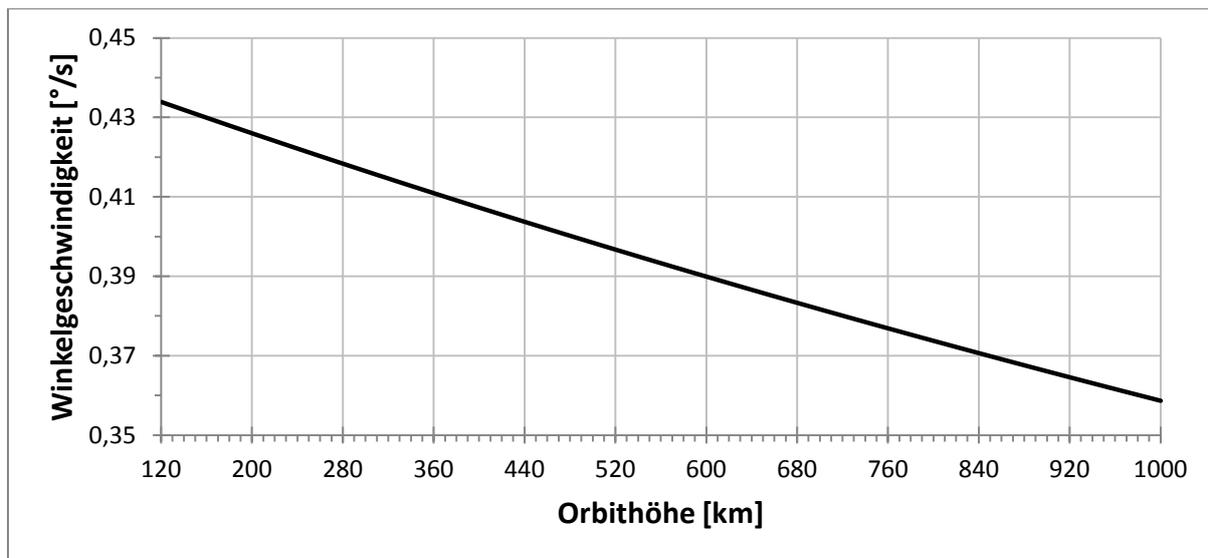


Abbildung 52: Maximale Nachführungsgeschwindigkeit der Bodenstationsantenne

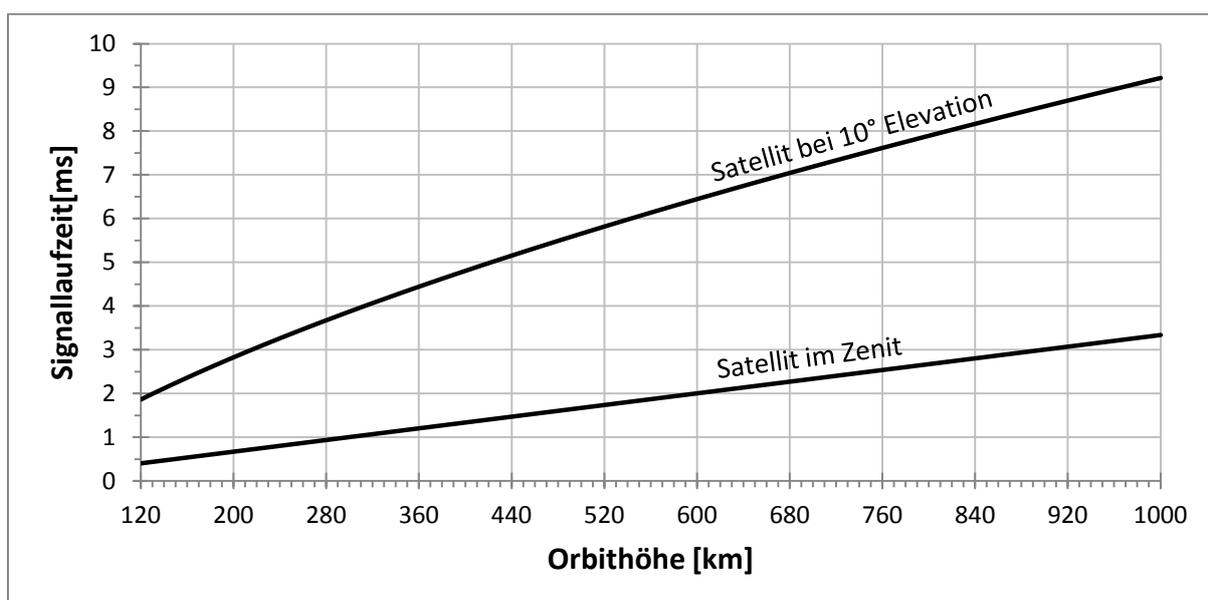


Abbildung 53: Signallaufzeiten von der Sende- zur Empfangsantenne

A.3 INHALT DER CD

Die Ausarbeitung der Diplomarbeit im PDF-Format liegt auf oberster Ebene. Weiterhin gibt es 3 Ordner mit folgendem Inhalt:

- Der Ordner *Bilder* enthält Abbildungen
- Der Ordner *Berechnungen* enthält Berechnungen und Excel-Tabellen
- Der Ordner *Quellen* enthält in dieser Diplomarbeit referenzierte Dokumente und Normen

QUELLENVERZEICHNIS

Fachliteratur

- [1] Balanis Constantine A.: Antenna Theory – Analysis and Design, 3rd Ed. ; Wiley 2005
- [2] Elbert Bruce R.: Satellite Communication Applications Handbook 2nd edition; Artech house Inc. 2004
- [3] Ippolito, L.J., Jr.: Satellite Communications System Engineering – Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance; Wiley 2008
- [4] Maral G., Bousquet M.: Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology, 5th Ed. ; Wiley, 2009
- [5] Meschede D.: Gerthsen Physik, 22. Aufl. ; Springer 2004
- [6] Wertz James R., Larson Wiley J.: Space Mission Analysis and Design, 3rd edition; Space Technology Library, 1999

Zeitschriften- und Konferenzbeiträge

- [7] Blevins B.A.: Small Spacecraft Antenna Selection Tutorial; Paper, vorgetragen auf der AIAA Conference on Small Satellites, Utah State University, August 23, 1999
- [8] Blevins B.A.: Small Spacecraft Antennas; Paper; Antenna Development Corporation, 2008
- [9] Geppert U., Biering B., Lura F., Block J., Reinhard R.: THE 3-STEP DLR-ESA GOSSAMER ROAD TO SOLAR SAILING; Erschienen in Advances in Space Research; Elsevier, 2011
- [10] Schwarz J., Maas H., Skottke H.J.: DLR Groundstation Neustrelitz – Operational for remote sensing and for small satellite missions; DLR, German Remote Sensing Data Center 2003
- [11] Sun X., Skillman D. R., Hoffman E. D., Mao D., McGarry J. F., McIntire L., Zellar R. S., Davidson F. M., Fong W. H., Krainak M. A., Neumann G. A., Zuber M. T., Smith D. E.: Free space laser communication experiments from Earth to the Lunar Reconnaissance Orbiter in lunar orbit; Erschienen in Optics Express, Vol. 21, No. 2, pg. 1865; Optical Society of America, 2013
- [12] Weerackody V., Podilchuk C., Estrella A.: Transmission of JPEG-Coded Images over Wireless Channels; Erschienen in Bell Labs Technical Journal - Special Issue: Wireless, Volume 1, Issue 2, pages 111–126, Summer 1996

Projektdokumentation und Normen

- [13] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Earth Observation Center: Datenblatt zur Bodenstationen Neustrelitz; zur Verfügung gestellt unter: http://www.dlr.de/eoc/en/desktopdefault.aspx/tabid-5369/9017_read-16787/; Abgerufen: 10/2012
- [14] European Cooperation for Space Standardization (ECSS): Space engineering, Radio frequency and modulation; Dokumentennummer : ECSS-E-ST-50-05C Rev.1; European Space Agency (ESA), Requirements and Standards Division, 6. Mrz 2009
- [15] International Telecommunication Union (ITU): Attenuation by atmospheric gases ITU-R P.676-9, 2012

- [16] International Telecommunication Union (ITU): Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems, ITU-R P.618-9, 2007
- [17] International Telecommunication Union (ITU): Water vapour: surface density and total columnar content; ITU-R P.836-3, 2001
- [18] IQ wireless GmbH: Highly Integrated S Band Transmitter for Pico and Nano Satellites (HiSPiCO); zur Verfügung gestellt unter: <http://www.iq-wireless.com/de/funktechnik/hispicobreitbandiges-s-band-link-von-pico-und-nano-satelliten>; Abgerufen 12/2012
- [19] Spietz Peter: GOS-1: simplified Mission Ops Flow; Dateiname: GOS1-missionOps_flow_simplified_20120208_ps.png; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 08. Feb 2012
- [20] Spietz Peter: GOSSAMER-1 Datavolume and Related Parameters; Dateiname: GOS1-datavolume_20111007_ps.xls; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 7. Okt 2011.
- [21] Spietz Peter: GOSSAMER-1 Launcher Scenario, Issue / Revision: 1/0; Dateiname GOS1-TN-014-RYSK_0-1_LauncherScenarios_20120918, 27.08. 2012
- [22] Spietz Peter: GOSSAMER-1 Missions Requirements, Issue / Revision: 0/2; Dateiname: GOS1-SP-002-RYSK_0-2_MissionReqDoc_20120424_ps.doc; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 14.Feb 2012.
- [23] Spietz Peter: GOSSAMER-1 Missions Statement, Issue / Revision: 1/0; Dateiname: GOS1-SP-001-RYSK_1-0_MissionStatement_20120214_ps.doc; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 5.Mrz 2012
- [24] Spietz Peter: GOSSAMER-1 Missionsphasen und Modi Baseline; Dateiname : GOS1-freeflyer-Phases&Modes_20110224_ps.xls; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 4. Feb 2011.
- [25] Spietz Peter: GOSSAMER-1 System Requirements, Issue / Revision: 0/1; Dateiname: GOS1-SP-003-RYSK_0-1_SystemReqDoc_20120509_ps.doc; DLR-Institut für Raumfahrtssysteme, 14.Feb 2012
- [26] The Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS): Radio Frequency and Modulation Systems - Part1 Earth stations; Dokumentennummer: CCSDS 411.0-G-3; 1997
- [27] The Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS): TM Synchronization and Channel Coding – Summary of Concept and Rationale, Green Book; Dokumentennummer CCSDS 130.1-G-2, November 2012

Präsentationen

- [28] Briß K.: Vorlesungsreihe Satellitendesign, Kap.7 – Entwurf der Funkverbindung; Technische Universität Berlin, 2011
- [29] Briß K.: Vorlesungsreihe Satellitentechnik, Kap.8 – Kommunikationssysteme; Technische Universität Berlin, 2010
- [30] Drobczyk M., Nohka F.: Vorlesungsreihe Missionskontrolle und Kommunikation; Universität Bremen, 2012
- [31] Muylaert J., Reinhard R., Asma C.: QB50, An international network of 50 double CubeSats for multi-point, in-situ, long-duration measurements in the lower thermosphere

and for re-entry reserch; 7th CubeSat Developers' Workshop; Cal Poly San Luis Obispo, 21-23 Apr 2010

- [32] Spietz Peter: Gossamer-1, Summary and Technical Status; DLR-Institut für Raumfahrtsysteme, Jan 2012

Internetquellen

- [33] Australian Bureau of Meteorology: Satellite Prediction Tools – Orbital Decay Estimations ; Link: <http://www.ips.gov.au/Satellite/4/2> ; Letzter Zugriff 12/2012
- [34] Bevelacqua P. J.: Antenna-Theory.com; Link: <http://www.antenna-theory.com/>; letzter Zugriff 10/2012
- [35] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) – Institut für Raumfahrtsysteme: Projektseite zu GOSSAMER; Link: http://www.dlr.de/irs/en/desktopdefault.aspx/tabid-6931/11365_read-26354/; Letzter Zugriff 08/2012
- [36] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), Abteilung Raumflugbetrieb und Astronautentraining, Organisation, Kommunikation & Bodenstationen, Bodenstation Weilheim; Link: http://www.dlr.de/rb/desktopdefault.aspx/tabid-6856/4253_read-6299/; Letzter Zugriff 12/2012
- [37] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Earth Observation Center: Abbildung DFD-Bodenstationsnetzwerk; zur Verfügung gestellt unter: http://www.dlr.de/eoc/en/DesktopDefault.aspx/tabid-5356/9015_read-16787/gallery-1/gallery_read-Image.60.13658/; Abgerufen: 01/2013
- [38] EM Software & Systems-S.A. (Pty) Ltd. (EMSS-SA): FEKO Homepage; Link: <http://www.feko.info/> ; Letzter Zugriff 12/2012
- [39] European South Observatory (ESO): Atmospheric opacity graph; Link: http://www.eso.org/public/images/atm_opacity/; letzter Zugriff 10/2012
- [40] National Aeronautics and Space Administration (NASA) – Marshall Space Flight Center: Solar Cycle Prediction; Link: solarscience.msfc.nasa.gov/predict.shtml; Letzer Zugriff 12/2012
- [41] National Aeronautics and Space Administration (NASA): Debris Assessment Software (DAS); Link: orbitaldebris.jsc.nasa.gov/mitigate/das.html; letzter Zugriff 12/2012
- [42] Peat C.: Heavens Above - ISS Height Profile; hosted by DLR/GSOC; Link: <http://www.heavens-above.com/IssHeight.aspx> ; Letzter Zugriff 01/2013
- [43] Peterson P.: Congress relaxes ITAR regulations; Brevard companies hope to benefit; Florida Today, 09. Jan 2013; Artikel online verfügbar unter: http://www.floridatoday.com/article/20130109/BUSINESS/130109026/Congress-relaxes-ITAR-regulations-Brevard-companies-hope-benefit?nclick_check=1; Letzter Zugriff 01/2013
- [44] QB50 Projektseite; Link: <https://www.qb50.eu/>; Letzter Zugriff 08/2012
- [45] Wolff C.: Radartutorial.eu; Link: <http://www.radartutorial.eu/>; Letzter Zugriff 11/2012
- [46] Bakshi U.A., Godse A.P.: Communication Engineering, 6th ed.; Technical Publications Pune 2008
- [47] EM Software & Systems-S.A. (Pty) Ltd: FEKO User's Manual, Suite 6.2, September 2012