

# **Analyse und Kompensation von Kapazitätsverlusten in LEO-Kommunikationssatelliten mit diskreten Beamforming-Antennen**

**Robert Wünsche**

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)**

angenommenen Dissertation.

Gutachter/Gutachterin:

1. Prof. Dr.-Ing. Andreas Knopp
2. Prof. Dr.-Ing. Marco Krondorf

Die Dissertation wurde am 04.11.2024 bei der Universität der Bundeswehr München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 10.01.2025 angenommen. Die mündliche Prüfung fand am 30.01.2025 statt.



# Abstract

In recent years, the concept of providing global broadband Internet access via satellite-based communications systems has evolved dramatically, as evidenced by the development of mega constellations such as Starlink and Amazon Kuiper in low earth orbit (LEO). Satellite constellations are on the rise and are changing the paradigm of global communications infrastructure. These systems hold the potential to deliver high-speed internet connectivity to the world's most remote regions, where the deployment of traditional cable or mobile networks is either impractical or economically unviable. However, the realisation of these ambitious goals is predicated on the successful navigation of several technical challenges. Chief among these are the assurance of communication link stability, the safeguarding of signal integrity, and the management of the considerable relative motion between LEO satellites and both mobile and stationary ground stations. This underscores the imperative for the development of advanced antenna systems equipped with beamforming capabilities, ensuring stable and efficient communication. Beamforming antennas possess high adaptive directivity, enabling dynamic adjustment of signal direction to the rapidly changing position of LEO satellites and continuous tracking of their movement. However, these antennas are susceptible to tolerance errors in beam alignment and tracking, leading to drift and failure to align precisely with the satellite's position. This phenomenon is referred to as pointing error, and its implications extend to both ground terminal and spaceborne antennas. The causes of pointing errors are diverse, and their occurrence invariably gives rise to fluctuations in antenna gain. These fluctuations have considerable ramifications for the satellite system's link budget. It is noteworthy that the dynamics of antenna gain fluctuations remain a relatively under-explored phenomenon within the domain of satellite applications. Consequently, there is a necessity for their careful consideration in future link budget analyses.

The present study investigates the factors that cause antenna gain fluctuation effects and the system parameters that influence them. It demonstrates how the resulting capacity loss can be estimated for any satellite system using numerical simulations. Furthermore, an alternative statistical calculation model is proposed, which models antenna gain fluctuation effects as a normally distributed random variable. This alternative statistical calculation model enables capacity estimations to be mapped to a less complex computational model, thereby significantly reducing effort. Additionally, various methods and algorithms are proposed to allow system engineers to partially compensate for capacity losses. The efficacy of these methods

is evaluated and compared through the utilisation of Monte Carlo simulations. The findings of this study are instrumental in facilitating the practical implementation of an antenna control system on an FPGA. The system is designed to facilitate beam acquisition, tracking, and switching. The work also addresses the specific challenges and requirements associated with implementing such an antenna control system.

# Vorwort

In den letzten Jahren hat sich die Idee von der Bereitstellung eines globalen Breitbandinternetzugangs durch satellitengestützte Kommunikationssysteme drastisch weiterentwickelt. Das wird insbesondere durch die Entwicklung von Megakonstellationen, wie zum Beispiel Starlink und Amazon Kuiper, in niedrigen Erdumlaufbahnen deutlich. Satellitenkonstellationen sind auf dem Vormarsch und verändern das Paradigma der globalen Kommunikationsinfrastruktur. Sie versprechen Hochgeschwindigkeits-Internetverbindungen in die entlegensten Gebiete der Welt zu liefern, wo traditionelle Kabel- oder Zellnetze unpraktisch oder unwirtschaftlich sind. Für diese hochfliegenden Ambitionen sind jedoch zunächst zusätzliche technische Herausforderungen zu bewältigen. Insbesondere im Zusammenhang mit der Stabilität des Kommunikationslinks, der Signalintegrität, und der Fähigkeit den hohen Grad an Relativbewegung zwischen den LEO-Satelliten und den mobilen oder stationären Bodenstationen zu bewältigen. Dies macht die Erforschung und Entwicklung von fortschrittlichen Antennensystemen mit Beamforming-Fähigkeiten unerlässlich, um eine stabile und effiziente Kommunikation zu gewährleisten. Beamforming-Antennen erzielen eine hohe adaptive Richtwirkung und können dadurch die Signalrichtung an die sich schnell verändernde Position der LEO-Satelliten anpassen und der Bewegung kontinuierlich folgen. Dabei unterliegen sie Toleranzfehlern in der Strahlausrichtung und Strahlnachführung. Die Antennen beginnen zu schielen und lassen sich nicht auf die exakte Position des Satelliten ausrichten. Dieses Phänomen wird als Pointingfehler bezeichnet und betrifft sowohl die Antenne im Bodenterminal, als auch die Antenne im Weltraum. Der Pointingfehler entsteht aufgrund verschiedener Ursachen und induziert zwangsläufig Schwankungen im Antennengewinn. Das wiederum hat erhebliche Auswirkungen auf das Link Budget des Satellitensystems. Die Antennengewinnschwankung, ist ein bisher wenig untersuchtes Phänomen in Satellitenanwendungen und sollte in zukünftigen Link Budget Analysen unbedingt berücksichtigt werden.

In dieser Arbeit wird gezeigt, welche Ursachen und Systemparameter den Antennengewinnschwankungseffekt beeinflussen, und wie der resultierende Kapazitätsverlust mittels numerischer Simulationen für jedes beliebige Satellitensystem abgeschätzt werden kann. Weiterführend wird ein alternatives statistisches Berechnungsmodell vorgeschlagen. Dieses modelliert die Antennengewinnschwankungs-Effekte als normalverteilte Zufallsgröße. Dadurch lassen sich die Kapazitätsabschätzungen auf ein weniger komplexes Berechnungsmodell abbilden, was den Aufwand deutlich reduziert. Darüber hinaus werden verschiedene Methoden und Algorithmen vorgeschlagen, die es Systemingenieuren ermöglichen die Kapazitätsverluste teilweise zu kompensieren.

Mittels Monte-Carlo Simulationen werden die beiden Berechnungsmodelle und die Methoden zur Kompensation evaluiert und verglichen. Die Ergebnisse fließen in eine praktische Realisierung einer Antennensteuerung auf einem FPGA ein. Die Antennensteuerung übernimmt die Aufgaben für die Beam-Acquisition, das Beam-Tracking und Beam-Switching. Hierbei wird auf die Besonderheiten und Herausforderung eingegangen, die die Implementierung einer Antennensteuerung hervorruft.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abstract</b>	<b>III</b>
<b>Vorwort</b>	<b>V</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>IX</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>XV</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>XVII</b>
<b>Verzeichnis der Symbole und Operatoren</b>	<b>XXI</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Hintergrund . . . . .	1
1.2 Grundlagen von LEO Satellitensystemen . . . . .	2
1.2.1 Umlaufbahn . . . . .	2
1.2.2 Link Budget und Kapazitätsanalyse . . . . .	3
1.2.3 Spektrale Effizienz und Kapazität in SATCOM Anwendungen	5
1.3 Grundlagen von Gruppenantennen . . . . .	6
1.3.1 Beamforming-Arten . . . . .	8
1.3.2 Antennenpointing und Coverage . . . . .	9
1.3.3 Antennengewinn . . . . .	10
1.3.4 Beam-Switch . . . . .	11
1.4 Motivation . . . . .	12
1.5 Beiträge . . . . .	12
1.6 Struktur der Dissertation . . . . .	13
1.7 Publikationen zu dieser Dissertation . . . . .	14
<b>2 Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems</b>	<b>17</b>
2.1 System Modell . . . . .	17
2.1.1 Phased Array Antennen Modell . . . . .	17
2.1.1.1 Antennendiagramm . . . . .	18
2.1.1.2 Beampointing . . . . .	20
2.1.1.3 Beam Footprint und Projektion . . . . .	22
2.1.2 Überflug Geometrie . . . . .	24
2.1.3 Antennen Coverage . . . . .	26
2.2 Signal Modell . . . . .	30

<b>3</b>	<b>Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen</b>	<b>33</b>
3.1	Numerische Analyse von Satellitenüberflügen . . . . .	33
3.2	Statistische Analyse von Satellitenüberflügen . . . . .	38
<b>4</b>	<b>Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts</b>	<b>43</b>
4.1	Positionsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren . . . . .	45
4.1.1	Analytische Antennengewinnschätzung . . . . .	46
4.1.2	Speicherbasierte Antennengewinnschätzung . . . . .	46
4.1.3	Schätzung des Antennengewinns mittels Fourier-Reihen . . . . .	47
4.2	Messungsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren . . . . .	53
4.2.1	Konstant-Antennengewinn-Schätzer . . . . .	55
4.2.2	Linearer Extrapolationsschätzer . . . . .	56
4.2.3	Schätzung des Antennengewinns mittels Neuronalem Netzwerk . . . . .	59
4.3	Vergleich der Kanalschätzer . . . . .	63
<b>5</b>	<b>Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung</b>	<b>69</b>
5.1	Signal Glitch beim Beam-Hop . . . . .	70
5.2	Beam-Switch Strategie . . . . .	71
5.3	Modifizierte DVB-S2(X) Architektur . . . . .	72
5.4	Beam-Acquisition Strategie . . . . .	73
5.4.1	Signalrichtungserkennung . . . . .	76
5.4.1.1	Lineares Scannen der Raumrichtungen . . . . .	76
5.4.1.2	Evolutionsstrategie zum Scannen der Raumrichtungen . . . . .	79
5.4.1.3	Clusterung der Richtungskandidaten . . . . .	87
5.4.2	Signalklassifikation . . . . .	89
5.4.2.1	Beamforming . . . . .	90
5.4.2.2	Nullsteering . . . . .	92
5.4.2.3	Signalklassifikation mit Kreuzkorrelation . . . . .	94
<b>6</b>	<b>Implementierung der Antennensteuerung</b>	<b>99</b>
6.1	Analoge Richtungsschätzung . . . . .	99
6.1.1	Tracking-Betriebsmodus bei analoger Richtungsschätzung . . . . .	101
6.1.2	Net-Entry Betriebsmodus bei analoger Richtungsschätzung . . . . .	103
6.2	Digitale Richtungsschätzung . . . . .	104
6.2.1	Tracking-Betriebsmodus bei digitaler Richtungsschätzung . . . . .	104
6.2.2	Net-Entry Betriebsmodus bei digitaler Richtungsschätzung . . . . .	108
6.3	Hybride Richtungsschätzung . . . . .	113
6.4	Digitale Richtungsschätzung bei hybriden Beamforming . . . . .	117
<b>7</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>123</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>136</b>
	<b>Anhang</b>	<b>137</b>

# Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1:	Illustration von der Ausbildung einer Array Wellenfront aus den einzelnen Wellenfronten einer phasengesteuerte Gruppenantenne mit HF-Phasenschiebern. . . . .	7
Abb. 2.1:	Koordinatensystem zur Berechnung einer UPA (a) und LEO-Satelliten-Downlink-Geometrie unter der Annahme einer kugelförmigen Erde (b). . . . .	20
Abb. 2.2:	Charakteristisches Antennendiagramm der phasengesteuerten Gruppenantenne $C(\theta)$ für verschiedene Abstrahlungswinkel $\theta_\ell$ , mit $\varphi_\ell = 0^\circ$ und $\varphi = 0^\circ$ ; In Anlehnung an [26]. . . . .	21
Abb. 2.3:	Detaillierter Ausschnitt der kreisförmigen, gleichmäßigen Verteilung des Pointingvektor-Gitters auf der Erdoberfläche mit einer Winkelauflösung von $2^\circ$ und zusätzlicher Pointingfehler; In Anlehnung an [26]. . . . .	23
Abb. 2.4:	Darstellung des dreidimensionalen Antennendiagramms (a) und des in die Service Area projizierten Antennendiagramms (b) mit einem Beam-Pointingvektor von $\theta_\ell = 40^\circ$ und $\varphi_\ell = 0^\circ$ . . . . .	25
Abb. 2.5:	Geodäte zwischen einem Punkt und einem beliebigen weiteren Wegpunkt auf dem Great-Circle; In Anlehnung an [26]. . . . .	26
Abb. 2.6:	Winkel und Vektordefinition der drei Koordinatensysteme CS, CS' und CS'' im Uplink-Szenario. . . . .	26
Abb. 2.7:	Darstellung der normierten Antennen Coverage einer diskreten Beamforming Antenne mit einer Pointingvektor-Auflösung von $\Delta^\circ$ in deren Service Area; In Anlehnung an [26]. . . . .	28
Abb. 2.8:	Darstellung eines LEO-Satelliten Überflugevents, mit der Flugbahn des Satelliten (magenta) in der Service Area der Terminalantenne und der aus der relativen Bewegung des Terminals resultierenden Flugbahn (schwarz) innerhalb der Service Area der Satellitenantenne; In Anlehnung an [36]. . . . .	29
Abb. 2.9:	Maximaler absoluter Fehler der aus mehreren Überflügen hergeleiteten Antennen Coverage in der Service Area über die Gesamtzahl der zufälligen Überflugereignisse, die zur Erzeugung der Abdeckung verwendet wurden; In Anlehnung an [26]. . . . .	31

## Abbildungsverzeichnis

Abb. 3.1:	ACM-Simulation eines zufälligen Überflugs mit idealer Kanalschätzung und ohne Einfluss von Processing-Delay und Signalisierungslaufzeit. . . . .	37
Abb. 3.2:	Vergleich der spektralen Effizienzverluste bei diskretem Pointing nach DVB-S2-Standard und Monte-Carlo ACM-Simulation mit $\Delta^\circ = 2^\circ$ und einem Öffnungswinkel in Hauptstrahlrichtung von $3^\circ \times 3^\circ$ ; In Anlehnung an [26]. . . . .	37
Abb. 3.3:	Beispielhafte PDF des LEO-Antennengewinn-Phänomens für einen beliebigen Punkt in der Service Area; In Anlehnung an [26]. . . . .	40
Abb. 3.4:	Vergleich des Verlusts an spektraler Effizienz bei diskreter Ausrichtung, bei $\Delta^\circ = 2^\circ$ und einem Öffnungswinkel der Antenne in Hauptstrahlrichtung von $3^\circ \times 3^\circ$ mit der Shannon-Kapazität; In Anlehnung an [26]. . . . .	41
Abb. 3.5:	Vergleich des Verlusts der spektralen Effizienz aus der Monte-Carlo ACM-Simulation (Abschnitt 3.1) und aus dem statistischen Ansatz (Abschnitt 3.2), mit $\Delta^\circ = 2^\circ$ und einem Öffnungswinkel des Beams von $3^\circ \times 3^\circ$ in Hauptstrahlrichtung; In Anlehnung an [26]. . . . .	42
Abb. 4.1:	Grafische Darstellung des ACM-Margins. . . . .	44
Abb. 4.2:	ACM-Simulation eines zufälligen Überflugs mit nicht-idealer Kanalschätzung und mit Einfluss von Processing-Delay und Signalisierungslaufzeit; In Anlehnung an [26]. . . . .	44
Abb. 4.3:	Maximaler absoluter Fehler der Prädiktion (blau) und damit assoziierter Gitterabstand (rot) der Antennengewinnabdeckung im Versorgungsgebiet gegenüber dem zugewiesenen Speicherplatz; In Anlehnung an [26]. . . . .	48
Abb. 4.4:	Vergleich der mit dem speicherbasierten LUT-Prädiktor geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot). . . . .	48
Abb. 4.5:	Darstellung des Antennengewinns $C_{max}^{Sys}$ und der Kreisfunktion $K$ bei einem Radius von $s = 158$ km über $\varphi''$ ; In Anlehnung an [26]. . . . .	51
Abb. 4.6:	Realteil (a) und Imaginärteil (b) der Fourier-Koeffizienten der Kreisfunktion $K^{r'',s}$ bei $s = 158$ km für $N_{\text{Coeff}} = 512$ und $\Delta s = 2$ km; In Anlehnung an [26]. . . . .	52
Abb. 4.7:	Ausschnitt der Kreisfunktion $K$ mit dem Radius $s = 158$ km und ihr Fourier-Reihen Ausdruck innerhalb der Service Area. . . . .	53
Abb. 4.8:	Maximaler absoluter Fehler und Speicherauslastung des Fourier-Serien basierten Speichers bei Verwendung aller Fourier-Koeffizienten (durchgezogene Linie) oder jedes vierten reellen Koeffizienten (gestrichelte Linie) in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Fourier-Koeffizienten $N_{\text{Coeff}}$ , verglichen für verschiedene $\Delta s$ -Werte 1 km (a), 2 km (b), 3 km (c), 4 km (d), 5 km (e) und 6 km (f). . . . .	54

Abb. 4.9:	Vergleich der mit dem Fourier-Prädiktionsalgorithmus geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).	55
Abb. 4.10:	Maximaler absoluter Fehler und Speicherauslastung des Fourier-Serien basierten Ansatzes bei Verwendung jedes vierten reellen Koeffizienten in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Fourier-Koeffizienten $N_{\text{Coeff}}$ , verglichen für verschiedene $\Delta s$ Werte; In Anlehnung an [26].	56
Abb. 4.11:	Vergleich der mit dem Konstant-Prädiktionsalgorithmus geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).	57
Abb. 4.12:	Funktionsweise des konstanten Vorhersagealgorithmus (a) und des linearen Extrapolationsschätzers (b).	57
Abb. 4.13:	Vergleich der mit dem linearen Extrapolationsschätzer vorhergesagten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).	58
Abb. 4.14:	Schematische Darstellung eines Neuronalen Netzes mit seinen verschiedenen Schichten: Eingabeschicht, Hidden-Layer und Ausgabeschicht.	60
Abb. 4.15:	Vergleich der mit dem Neuronalen Netzwerk vorhergesagten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).	62
Abb. 4.16:	Vergleich der speicherbasierten Ansätze mit der hoch aufgelösten Referenzcoverage (a). Die Antennengewinn-Coverage wurde mittels des LUT Ansatzes (b), und des Fourier-Reihen Ansatzes (c) vollständig wieder hergestellt. Beide Speicher verwenden in diesem Beispiel lediglich 5.8 % der Ressourcen im Vergleich zur Referenzcoverage in (a).	64
Abb. 4.17:	Outage Wahrscheinlichkeit unter Verwendung verschiedener Vorhersagealgorithmen in Abhängigkeit zum SNR-Margin.	66
Abb. 5.1:	DVB-S2(X)-Empfängerarchitektur mit verbesserter Beam-Acquisition für LEO-Kompatibilität; In Anlehnung an [38].	72
Abb. 5.2:	Zeitlicher Verlauf der digitalen Signale bei einem Beam-Switch aus HDL Simulation; In Anlehnung an [38].	74
Abb. 5.3:	Räumliche Suche der Signalrichtung durch lineares Scannen.	79
Abb. 5.4:	Darstellung des Pseudospektrums einer ULA bei zwei Signalquellen und einer hohen Auflösung der Schrittweite (rot), einer kleinen Schrittweitemauflösung (blau) und unterschiedlichen Signalleistungen der Quellen (grün).	80
Abb. 5.5:	Prinzip des Mutationsalgorithmus für die lokale Suche über $k = 15$ Generationen (a) und Bounce-Back Technik im Suchraum (b).	84

## Abbildungsverzeichnis

Abb. 5.6:	Darstellung des ES-Algorithmus nach einer jeweils unterschiedlichen Anzahl von durchlaufenden Generationen. Simuliert wurde ein Beispielszenario mit einem einzelnen Störer. Die Empfangsleistung des Störers und des SOI sind identisch. Abgebildet ist die initiale Generation (a), die 20. Generation (b), die 50. Generation (c) und die 200. Generation (d). Die Individuen der aktuellen Population/Generation sind als grünes Kreuz dargestellt. Der $1\sigma$ lokale adaptive Suchraum ist als grüner Kreis abgebildet. Die schwarzen Kurven zeigen den Pfad der Individuen durch den Lösungsraum, über die vergangenen Generationen. . . . .	86
Abb. 5.7:	Konvergenz der 24 Individuen über 200 Generationen (a) und Skalierung der Standardabweichung $\sigma_{(i)}^{(k)}$ für eine adaptive lokale oder globale Suche (b) an einem Beispielszenario mit einem Störer. . . . .	88
Abb. 5.8:	Antennenrichtdiagramm $C$ einer UPA mit 8 Antennen in x- und y-Richtung, bei klassischen Beamforming (a) und bei Nullsteering (b). . . . .	93
Abb. 5.9:	Differentielle Demodulation und Kreuzkorrelation für die Signalklassifizierung mittels bekannter Trainingssequenz. . . . .	97
Abb. 5.10:	Detektion des SOI, mittels Kreuzkorrelation, bei unbekannter Frequenz-, Phasen- und Zeitlage des empfangenen Signals. . . . .	97
Abb. 5.11:	Ergebnis der Signalklassifizierung mittels Kreuzkorrelation für den Kandidaten des SOI (a) und für den Kandidaten des Störers (b), bei einem Element SNR von $-20$ dB und einer Korrelationssequenzlänge von 1024 Symbolen. . . . .	98
Abb. 6.1:	Framestruktur der Payload- und Dummy-Perioden. . . . .	102
Abb. 6.2:	Flussdiagramm der vorgeschlagenen blinden Beam-Acquisition und Switching Strategie im Tracking-Betrieb; In Anlehnung an [38]. . . . .	103
Abb. 6.3:	Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei digitalem Beamforming. . . . .	107
Abb. 6.4:	Schematische Darstellung eines SSDBF mit 64 Antennen und acht ADCs und acht DACs. . . . .	109
Abb. 6.5:	AoA Fehler-Wahrscheinlichkeit des Tracking-Algorithmus mittels (SMI) bei unterschiedlichen Beamforming-Konzepten mit einer $8 \times 8$ Antenne und einem Element-SNR an den einzelnen Antennen von $-20$ dB. Die Sequenzlängen der Piloten sind 64 Samples (a), 128 Samples (b), 256 Samples (c) und 512 Samples (d). . . . .	110
Abb. 6.6:	Ablaufdiagramm des digitalen Net-Entry Richtungsschätzers. . . . .	112
Abb. 6.7:	Pseudospektrum des MVDR Net-Entry Beamformers mit drei Störern und dem Nutzsignal. . . . .	113
Abb. 6.8:	Vorgeschlagene Framestruktur für Richtungsschätzung und Synchronisation. . . . .	114

Abb. 6.9:	Schematische Darstellung der $2 \times 2$ lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden virtuellen digitalen Beamforming-Arrays mit 16 Antennen im Abstand $2d$ (b).	115
Abb. 6.10:	Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei $2 \times 2$ hybriden Beamforming (a) und $1 \times 4$ hybriden Beamforming (b).	116
Abb. 6.11:	Schematische Darstellung der $1 \times 4$ lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden virtuellen digitalen Beamforming-Arrays mit 16 Antennen im Abstand $4d$ in $x$ -Richtung und $d$ in $y$ -Richtung (b).	117
Abb. 6.12:	Schematische Darstellung der lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden effektiven digitalen Beamforming-Arrays mit 16 einzelnen Antennen im diagonalen Abstand von $\sqrt{2}d$ (b).	119
Abb. 6.13:	Abschaltung einzelner Antennenelemente im analogen Frontend mittels eines $1 \times 4$ Beamforming-IC und Rx/Tx Switches.	120
Abb. 6.14:	Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei der Verwendung von kreuzförmig angeordneten ULAs.	120
Abb. 6.15:	AoA Fehler-Wahrscheinlichkeit des Net-Entry AoA-Schätzers im hybriden Cross-BF für unterschiedliche Pilotsequenzlängen bei einem Antennenelement-SNR von $-20$ dB (a) und unterschiedliche Element-SNR Werte bei 1024 Symbolen (b).	122
Abb. A.1:	Schematischer Überflug einer LEO-Satellitenkonstellation mit Phased Array Beamforming-Antennen; In Anlehnung an [99].	140
Abb. A.2:	Antennengewinn des ersten und zweiten Satelliten während eines Überflugs (a) und kombinierter Antennengewinn aus dem Maximum der Antennengewinn-Kurven beider Satelliten (b); In Anlehnung an [99].	142
Abb. A.3:	Beispiel für den Überflug von zwei Satelliten auf derselben Flugbahn in einem räumlichen Abstand $d_{\text{Sat}}$ ; In Anlehnung an [99].	143
Abb. A.4:	Durchschnittliche spektrale Effizienzverluste im SNR Bereich von $[-5, 20]$ dB bei verschiedenen festen Entfernungen; In Anlehnung an [99].	144
Abb. A.5:	Beispiel für den Überflug von zwei Satelliten auf zufälligen Flugbahnen über dem Versorgungsgebiet; In Anlehnung an [99].	144
Abb. A.6:	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der drei Szenarien mit einem und mehreren Satelliten; In Anlehnung an [99].	145

## Abbildungsverzeichnis

Abb. A.7: Verlust der spektralen Effizienz bei verschiedenen Überflugszenarien: Einzelner Satellit (a), zwei Satelliten auf demselben Pfad in fester Entfernung (b), zwei Satelliten auf demselben Pfad in zufälliger Entfernung (c) und zwei Satelliten auf zufällig unterschiedlichen Pfaden (d). . . . .	146
---	-----

# Tabellenverzeichnis

Tab. 3.1:	DVB-S2 MODCOD Definition und Performance nach [37] . . . . .	35
Tab. 3.2:	Satelliten und Terminal Parameter . . . . .	36
Tab. 3.3:	System Performance bei idealem ACM . . . . .	38
Tab. 3.4:	Shannon-Kapazitätsverlust . . . . .	40
Tab. 4.1:	Anforderungen der Kanalschätzer . . . . .	65
Tab. 4.2:	System Performance . . . . .	66
Tab. 5.1:	Beam-Acquisition bei analogen, hybriden und digitalen Beamforming	77
Tab. 6.1:	Dauer der Beam-Acquisition Zustände . . . . .	103



# Abkürzungsverzeichnis

**ABF** Analog Beamforming

**ACM** Adaptive Coding and Modulation

**ADC** Analog-to-Digital Converter

**ADCS** Attitude Determination and Control System

**AGC** Automatic Gain Control

**AoA** Angle of Arrival

**APSK** Amplitude and Phase Shift Keying

**AWGN** Additive White Gaussian Noise

**BACtrl** Beam-Acquisition Controller

**C/N** Carrier-to-Noise Ratio

**CFO** Carrier Frequency Offset

**CS** Coordinate system

**DAC** Digital-to-Analog Converter

**DBF** Digital Beamforming

**DE** Differential Evolution

**DVB-S2** Digital Video Broadcasting – Satellite - Second Edition

**ES** Evolution Strategy

**ESA** Electronically Steered Antenna

**ESPRIT** Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique

**FER** Frame Error Rate

**FFT** Fast Fourier Transform

**FPGA** Field Programmable Gate Array

## Abkürzungsverzeichnis

**FSPL** Free Space Path Loss

**GEO** Geostationary Earth Orbit

**GPS** Global Positioning System

**HBF** Hybrid Beamforming

**HDL** Hardware Description Language

**HF** Hochfrequenz

**HPBW** Half-Power-Beam-Width

**IC** Integrated Circuit

**ITU** International Telecommunication Union

**LEO** Low Earth Orbit

**LLC** Logical Link Control

**LMS** Least-Mean-Square

**LOS** Line-Of-Sight

**LUT** Look-Up-Table

**MAC** Media Access Control

**MEO** Medium Earth Orbit

**MODCOD** Modulation and Coding

**MPSK** Multiple Phase Shift Keying

**MUSIC** Multiple Signal Classification

**MVDR** Minimum Variance Distortionless Response

**NaN** Not a Number

**NLOS** Non-Line-Of-Sight

**NTN** Non-Terrestrial Network

**OSR** Oversampling Rate

**PDF** Probability Density Function

**PLL** Phase-Locked Loop

**PLSync** Physical Layer Synchronisation

**PSK** Phase Shift Keying

<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RLS</b>	Recursive-Least-Square
<b>RMSE</b>	Root Mean Square Error
<b>Sat</b>	Satellit
<b>SATCOM</b>	Satellite Communication
<b>SDR</b>	Software Defined Radio
<b>SINR</b>	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
<b>SMI</b>	Sample Matrix Inversion
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>SOI</b>	Signal of Interest
<b>SSDBF</b>	Spread Spectrum Digital Beamforming
<b>STR</b>	Symbol Timing Recovery
<b>TED</b>	Timing Error Detektor
<b>Term</b>	Terminal
<b>TLE</b>	Two-Line Element Set
<b>ToA</b>	Time of Arrival
<b>TTD</b>	True-Time-Dealy
<b>UPA</b>	Uniform Planar Array
<b>UTC</b>	Coordinated Universal Time
<b>VGA</b>	Variable Gain Controller



# Verzeichnis der Symbole und Operatoren

## Operatoren und Notation

$x, X$	Skalare oder komplexe Größe
$\Re(\cdot)$	Der Realteil einer komplexen Größe
$\Im(\cdot)$	Der Imaginärteil einer komplexen Größe
$\vec{x}$	Vektor
$\vec{x}_{[x]}, \vec{x}_{[y]}, \vec{x}_{[z]}$	Element des Vektors $\vec{x}$
$ \vec{x} $	Betrag des Vektors $\vec{x}$
$\mathbf{x}, \mathbf{X}$	Matrix
$\mathbf{X}_{[n,m]}$	Element der Matrix $\mathbf{X}$ aus der Zeile $n$ und Spalte $m$
$\mathbf{X}, \mathbb{N}$	Menge/Zahlenmenge
$ \mathbf{X} $	Kardinalität einer Menge $\mathbf{X}$
$x[k]$	Diskretes Signal mit Zeitindex $k$
$x^{(i)}, x^{(i)}, X^{(i)}, X^{(i)}$	Variable mit laufendem Index/Zähler $i$
$x^*, X^*$	Die konjugiert Komplexe einer Skalaren Größe
$\vec{x}^H, \mathbf{X}^H$	Die hermitesche einer Matrix $\mathbf{X}$ oder eines Vektors $\vec{x}$
$\vec{x}^T, \mathbf{X}^T$	Die transponierte einer Matrix $\mathbf{X}$ oder eines Vektors $\vec{x}$
$\vec{x}^{-1}, \mathbf{X}^{-1}$	Die inverse einer Matrix $\mathbf{X}$ oder eines Vektors $\vec{x}$
$x, x', \vec{x}''$	Zuordnung eines Punktes $x$ oder eines Ortsvektors $\vec{x}$ zu den verwendeten Bezugssystemen/Koordinatensystemen $CS, CS'$ und $CS''$
$\arccos(\cdot)$	Umkehrfunktion der trigonometrischen $\cos$ Funktion
$\arctan 2(\cdot)$	Erweiterte Umkehrfunktion der trigonometrischen $\tan$ Funktion
$\cos(\cdot)$	Trigonometrische Funktion
$\log_2(\cdot)$	Binärer Logarithmus
$\log_{10}(\cdot)$	Dekadischer Logarithmus
$\max(\cdot)$	Maximum einer Menge von Variablen
$\min(\cdot)$	Minimum einer Menge von Variablen
$\text{mod}(\cdot)$	Modulo Funktion
$\mathcal{N}(\cdot)$	Normalverteilte Zufallsgröße
$\text{rand}(\cdot)$	Gleichverteilte Zufallsgröße
$\sin(\cdot)$	Trigonometrische Funktion
$\text{vec}(\cdot)$	Vektorisierung einer Matrix

## Konstanten

$c$	Lichtgeschwindigkeit	299792458 m/s
$e$	Eulersche Zahl	2.71828
$G$	Gravitationskonstante	$6.6743 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{kg} \cdot \text{s}^2$
Inf	Unendlich	
$j$	Imaginäre Einheit	$\sqrt{-1}$
$k_B$	Boltzmannkonstante	$1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
$M_E$	Erdmasse	$5.9722 \cdot 10^{24} \text{ kg}$
$\pi$	Kreiszahl	3.14159

## Formelzeichen

$A$	Matrix der komplexen Antennenkoeffizienten
$AF$	Antennen-Gruppenfaktor
$a$	Skalare Ausgabe des Neurons
$\vec{a}$	Ausgabevektor einer Neuronalen Netzwerk Schicht
$B$	Bandbreite
$B_{BR}$	Baudrate
$b$	Bias-Offset der Neuronen
$\vec{b}$	Bias-Offset einer Neuronalen Netzwerk Schicht
$C$	Antennenrichtdiagramm
$C_{max}, C_{max}^{Sys}, C_{max}^{Sat}, C_{max}^{Term}$	Antennen Coverage, System, Satellit, Terminal
$C_S$	Kapazität
$\vec{d}$	Diskreter Pointingvektor
$d_{Sat}$	Entfernung zwischen Satelliten einer Konstellation
$d_x, d_y$	Antennenabstand in x-Richtung und y-Richtung
$d_x^{rel}, d_y^{rel}$	relativer Antennenabstand in x-Richtung und y-Richtung bezogen auf die Wellenlänge
$E_{FER}$	Frame Error Rate
$f_c$	Frequenz
$f_D$	Dopplerfrequenz
$f_{ES}$	Zielfunktion des Optimierungsalgorithmus
$f_{PS}$	Pseudospektrum
$f_T$	Übertragungsfunktion des Neuronalen Netzwerks
$G$	Menge der Individuen einer Generation
$G_t, G_r$	Antennengewinn des Senders und Empfängers

## Verzeichnis der Symbole und Operatoren

$g, g_{\max}, g_{(i),1^{st}\text{Sat}}, g_{(i),2^{nd}\text{Sat}}, g_{(i),\text{combined}}$	Antennengewinn-Koeffizient, maximaler Antennengewinn-Koeffizient, Antennengewinn-Koeffizient des ersten Satelliten, Antennengewinn-Koeffizient des zweiten Satelliten, Antennengewinn-Koeffizient der Satellitenkonstellation
$\vec{h}$	Orbitalvektor
<b>I</b>	Einheitsintervall
<b>I</b>	Einheitsmatrix
$i, k, l, n, m$	Variablenindex
$K^{r'',s}$	Fourier Kreisfunktion
$\vec{l}$	Ortsvektoren des Antennenpointings
$L_{\text{Rain}}, L_{\text{Gas}}, L_{\text{Cloud}}, L_{\text{Scint}}$	Dämpfung durch Regen, Atmosphäre, Wolken und Szintillation
<b>M</b>	Menge von Nachbarn des Clusters
$M_{\text{Ele}}$	Anzahl Antennenelemente in y-Richtung
$M$	Korrelationsmetrik
$\tilde{M}$	Normierte Korrelationsmetrik
$\text{minPts}$	Minimale Anzahl an Individuen je Cluster
<b>N</b>	Menge von Nachbarn des Clusters
$N_{\text{dpv}}$	Anzahl diskreter Pointingvektoren
$N_{\text{Ele}}$	Anzahl Antennenelemente in x-Richtung
$N_{\text{Coeff}}$	Anzahl Fourier-Koeffizienten
$N_{\text{flyover}}$	Anzahl simulierter Überflüge
$N_{\text{Frames}}$	Anzahl Frames
$N_{\text{idv}}$	Anzahl Individuen
$N_{\text{NN}}$	Anzahl der Schichten im Neuronalen Netzwerk
$N_{\text{Nulls}}$	Anzahl der Nullstellen im Antennendiagramm
$N_{\text{pop}}$	Anzahl Generationen
$N_{\text{seq}}$	Anzahl Symbole der Trainingssequenz
$n(t)$	Rauschsignal
$O$	Optimierungsfunktion
<b>P</b>	Menge der diskreten Pointingvektoren
$P_{\text{CR}}$	Crossover Wahrscheinlichkeit
$P_{\text{FER}}$	Wahrscheinlichkeit für Paketverlust
$P_{\text{FSPL}}$	Free Space Path Loss
$P_{\text{loss}}$	Gesamter Pfadverlust zwischen Sender und Empfänger
$P_t, P_r$	Leistung des Senders und Empfängers
$p$	Skalare Eingabe in das Neuron
$p_{\text{seq}}[k]$	Trainingssequenz als diskrete Folge
$\vec{p}_{\text{seq}}$	Trainingssequenz als Vektor
$\vec{p}$	Eingabevektor des Neuronalen Netzwerkes
$p_G$	PDF des Antennengewinns
$Q$	Scan-Loss Parameter

## Verzeichnis der Symbole und Operatoren

$R$	Dopplerrate
$\mathbf{R}$	Kovarianzmatrix
$\mathbf{R}_z''$	Rotationsmatrix
$r'', r_E'', r_O''$	Radius eines beliebigen Punktes zum Erdmittelpunkt, bzw. Erd- und Orbitradius
$S, S_0, S_{ACM}, S_{erg}$	Spektrale Effizienz, spektrale Effizienz ohne Antenneneinfluss, spektrale Effizienz des ACM-Systems und die ergodische spektrale Effizienz
$\mathbf{S}_A$	Service Area
$S_N$	Rauschleistungsdichte
$s$	Radius der Fourier-Kreisfunktion
$\mathbf{S}_{asm}$	Array Steering Matrix
$\vec{s}'$	Differenzvektor zwischen diskretem Pointingvektor und User/Terminal Position
$\vec{s}_{vsm}$	Signal-steering Vektor
$\mathbf{T}$	Transformationsmatrix
$T_0$	Rauschtemperatur
$t$	Zeit
$\mathbf{U}_{Nulls}$	Matrix der Antennenkoeffizienten mehrerer Pointingvektoren
$\vec{u}$	Ortsvektor der User/Terminal Position
$\mathbf{V}$	Cluster
$v$	Fitness eines Individuums
$\mathbf{W}$	Gewichtsmatrix einer Neuronalen Netzwerk Schicht
$w$	Skalares Gewicht der Neuronen
$x, y, z$	Räumliche Koordinaten in CS
$x', y', z'$	Räumliche Koordinaten in CS'
$x'', y'', z''$	Räumliche Koordinaten in CS''
$\vec{x}_E'', \vec{x}_O''$	Ortsvektor einer Position auf der Erde oder des Orbits
$x_{Nadir}'', y_{Nadir}'', z_{Nadir}''$	Nadir Position der Antenne
$x(t), x[k]$	Nutzsignal
$\vec{x}'$	Ortsvektor der User/Terminal Position
$\vec{x}_{wp}''$	Überflug Wegpunkt
$\mathbf{Y}$	Signalmatrix der Antennenelemente
$y(t), y[k]$	Empfangssignal
$\tilde{y}[k]$	Differentiell modulierte Empfangssignal
$\vec{y}$	Empfangssignalvektor
<b>Griechisch</b>	
$\alpha_A''$	Satelliten-Ankunftswinkel im Bezug zum Längengrad
$\alpha_I''$	Inklinationswinkel

## Verzeichnis der Symbole und Operatoren

$\alpha''_E$	Satelliten Überflugswinkel im Bezug zum Äquator
$\gamma, \gamma_0$	Resultierendes Signal-Rausch-Verhältnis und lokales Signal-Rausch-Verhältnis ohne Antenneneinfluss
$\gamma_{\text{marg}}$	SNR-Margin
$\hat{\gamma}$	MODCOD SNR-Schwellenwert
$\Delta d_{\text{Sat}}$	Entfernungsschrittweite während eines Überfluges in Abhängigkeit des Zeitintervalls
$\Delta S$	Verlust der spektralen Effizienz
$\overline{\Delta S}$	Mittlerer Verlust der spektralen Effizienz
$\Delta s$	Diskretisierung des Fourier Radius
$\Delta T$	Zeitintervall zwischen zwei Wegpunkten
$\Delta t_{\text{ACM}}$	ACM Messintervall
$\Delta^\circ$	Pointingvektorauflösung
$\Delta\Phi$	Phasenunterschied zwischen benachbarten Antennen
$\epsilon$	Dichte des Clusters
$\zeta$	Transformationsfunktion
$\theta'', \theta''_{wp}$	Breitengrad eines beliebigen Punktes und des Überflugwegpunktes
$\theta''_A$	Breitengrad des Satelliten Ankunftsunktes
$\theta, \theta_\ell, \theta_\ell^{\text{max}}$	Abstrahlungswinkel, Winkel des Pointingvektors und maximaler Abstrahlungswinkel
$\lambda_0$	Wellenlänge
$\lambda''_{wp}$	Winkel zwischen Überflugwegpunkt und Ankunftsunktpunkt
$\sigma$	Standardabweichung
$\sigma_X^2, \sigma_N^2, \sigma_{\text{seq}}^2, \sigma_y^2$	Leistung Nutzsignal, Rauschsignal, Trainingssequenz, Empfangssignal
$\tau$	Funktion der diskreten Abtastzeitpunkte
$\Upsilon_\theta, \Upsilon_{\theta_\ell}, \Upsilon_\varphi, \Upsilon_{\varphi_\ell}$	Funktion für sphärische Koordinatentransformation
$\Phi$	Signalphase der Antenne
$\varphi'', \varphi''_{wp}$	Längengrad eines beliebigen Punktes und des Überflugwegpunktes
$\varphi''_A$	Längengrad des Satelliten-Ankunftsunktes
$\varphi, \varphi_\ell$	Azimuthwinkel und Winkel des Pointingvektors
$\chi_1^0, \chi_2^1$	Transformationsfunktion zwischen den Koordinatensystemen
$\Psi$	Individuum
$\Omega$	Funktion der Überflugwegpunkte
$\vec{\omega}, \vec{\omega}_{\text{MVDR}}, \vec{\omega}_{\text{SMI}}$	Antennenkoeffizienten des konventionellen-, des MVDR- und des SMI-Beamformers



# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Hintergrund

In den letzten Jahren haben sich die Telekommunikationsnetze in den Weltraum ausgedehnt. Die nächste Generation der Kommunikationsnetzwerke wird sich auf Terabit-Kapazitäten, sowie Anwendungen mit geringer Latenz und hoher Verfügbarkeit konzentrieren. Deshalb wird die Entwicklung von sogenannten Non-Terrestrial Networks (NTN) weltweit vorangetrieben. Insbesondere Satellitenkonstellationen in niedrigen Erdumlaufbahnen (engl. Low Earth Orbit, kurz LEO) sind für die wissenschaftliche und akademische Gemeinschaft von großem Interesse. Aber auch im Fokus der Öffentlichkeit sind LEO-Satellitensysteme längst angekommen.

Satellitensysteme werden je nach Höhe ihrer Umlaufbahn in verschiedene Gruppen eingeteilt. Die bekanntesten Vertreter sind Satelliten im geostationären Orbit (GEO), Medium Earth Orbit (MEO) oder Low Earth Orbit. Die meisten Systeme, die sich in hohen Umlaufbahnen befinden, z. B. Satelliten in geostationärer Umlaufbahn (GEO) oder mittlerer Erdumlaufbahn (MEO), bestehen nur aus einem oder wenigen Satelliten. Im Vergleich dazu werden erdnahe Satellitensysteme (LEO) in der Regel als Konstellation von mehreren hundert oder sogar zehntausenden von Kleinsatelliten (CubeSat) realisiert. Eine solch hohe Anzahl von Satelliten ist notwendig, um eine globale Abdeckung, oder zumindest eine hinreichende lokale Abdeckung, zu erreichen. Denn aufgrund ihrer geringen Umlaufbahn und der dort herrschenden hohen Erdanziehungskraft müssen sich LEO-Satelliten mit einer derart hohen Geschwindigkeit bewegen, dass die Überflugdauer über ein stationäres Gebiet auf der Erdoberfläche nur wenige Minuten dauert. Nutzer auf der Erdoberfläche haben dadurch immer nur kurze Zeitfenster, in denen eine Kommunikation mit dem Satelliten möglich ist. Für eine hohe Verfügbarkeit sind demzufolge immer mehrere Satelliten notwendig, damit sichergestellt werden kann, dass zu jedem Zeitpunkt zumindest ein Satellit in Reichweite ist. Bei einer Höhe von zum Beispiel 400 km muss die Geschwindigkeit des Satelliten etwa  $7.6 \text{ km/s}$  betragen, damit dieser die Erdanziehungskraft überwinden kann. Zu den weitläufig bekanntesten Vertretern der LEO-Satellitenkonstellationen gehören StarLink, OneWeb, Kuiper und TeleSat. Deren Mission ist die Bereitstellung eines weltweiten Breitband-Internetzugangs [1].

## 1. Einleitung

Im Gegensatz zu Terrestrischen Netzwerken ist eine nachträgliche Erhöhung der Kapazität des Telekommunikationssystems in NTN mit sehr großem Aufwand verbunden. Aus diesem Grund muss bereits in der Planung eines LEO-Systems eine Bedarfsanalyse der zu erwartenden Systemauslastung und damit der benötigten Kapazitäten erfolgen. Es ist deswegen von großer Bedeutung, dass die Link Budget Berechnungen mit hoher Genauigkeit durchgeführt und alle zu erwartenden Einflüsse, sowie Effekte berücksichtigt werden. In der Praxis wird bei der Link Budget Analyse eine Vielzahl von theoretischen Annahmen getroffen, die später kaum oder keine Gültigkeit haben. Zum Beispiel werden in dieser frühen Phase der Entwicklung noch keine charakteristischen Antenneneigenschaften berücksichtigt. Vielmehr wird die Antenne abstrahiert, sodass lediglich deren Gewinn und eventuelle Verluste durch Kabel, Stecker, Dielektrikum, usw. einbezogen werden. Dabei werden die Antennen im finalen System häufig als diskrete Beamforming Antennen realisiert, deren Effekte auf das Gesamtsystem weitaus komplexer sind. Denn das diskrete Pointing hat einen großen Einfluss auf das Link Budget und führt dazu, dass die erwarteten Kapazitäten häufig nicht erreicht werden. Durch Einbeziehung der Antenneneigenschaften lässt sich diese Planungstoleranz bereits in der frühen Entstehungsphase hinreichend minimieren. Die Kenntnis der finalen Antennenrichtdiagramme ist dabei nicht notwendig und der zusätzliche Aufwand hält sich im Vergleich zum Nutzen ebenfalls in Grenzen.

## 1.2 Grundlagen von LEO Satellitensystemen

LEO-Satelliten werden für eine Vielzahl von Anwendungen genutzt, darunter Erdbeobachtung, wissenschaftliche Untersuchungen, Fotografie, Kommunikation sowie militärische Zwecke.

Aufgrund des erdnahen Orbits ist die Distanz zwischen Erde und Satellit sehr klein. Die Signalqualität ist deutlich besser als bei MEO- oder GEO-Satelliten, weil die Pfadverluste und Dämpfungen geringer ausfallen. Das wiederum erlaubt kleinere Antennen, d. h. kleinere notwendige Antennengewinne und damit auch kleinere Formfaktoren. Die Signallaufzeit ist ebenfalls gering. Das ermöglicht Anwendungen mit geringer Latenz [2, 3]. Darüber hinaus verringern sich die Startkosten erheblich, weil die Satelliten nur in eine niedrige Umlaufbahn befördert werden müssen [1, 4].

### 1.2.1 Umlaufbahn

LEO-Systeme operieren in Höhen zwischen 400 km und 1500 km. Bei niedrigeren Höhen nimmt der atmosphärische Luftwiderstand stark zu, wodurch mehr Energie aufgewendet werden muss, um den Satelliten in der Umlaufbahn zu halten [5]. Das macht den Betrieb wenig effizient. Nach oben wird die maximale Höhe der LEO-Satelliten durch den inneren Van-Allen-Strahlungsgürtel begrenzt. Die Strahlungsbelastung durch geladene Teilchen ist in diesem Bereich hoch genug, um die Elektronik zu stören oder ganz zu zerstören [5].

Die Umlaufbahnen von LEO Satelliten sind typischerweise nahezu kreisförmig. Ein Kreisorbit ist geometrisch ein perfekter Kreis. Dadurch ist dieser Orbit für einen

Satelliten besonders effizient, weil er ihm ermöglicht mit konstanter Geschwindigkeit und Höhe zu fliegen. Für einige Applikationen, wie zum Beispiel Erdbeobachtung und Kommunikation, ist diese Eigenschaft besonders wichtig. In der Praxis entsprechen die Umlaufbahnen von LEO-Satelliten nicht immer einem perfekten Kreis. Ursache sind verschiedene Störfaktoren, wie zum Beispiel die nicht ganz homogene Massenverteilung der Erde, der Luftwiderstand in den oberen Schichten der Atmosphäre und der Einfluss von Gravitationskräften anderer Himmelskörper, wie zum Beispiel dem Mond oder der Sonne. Deswegen müssen Satelliten manchmal Korrekturmanöver durchführen um ihre Soll-Umlaufbahn beizubehalten. Auch weist die Erdoberfläche keine ideale Kugelgestalt auf, sondern entspricht in der Realität einem Geoid (Rotationsellipsoid). Dadurch ist die Höhe des Satelliten nicht an jedem Punkt über der Erde gleich. In dieser Dissertation wurde jedoch die Annahme getroffen, dass sowohl die Erdoberfläche, als auch der Orbit eine perfekte Sphäre bilden. Die Untersuchungen sind aber grundsätzlich ebenso auf andere Standorte anwendbar, wenn das geologische Modell der Region bekannt ist und mathematisch modelliert werden kann. Die Komplexität der Berechnung nimmt dann allerdings stark zu.

### 1.2.2 Link Budget und Kapazitätsanalyse

Für die Vorhersage der Qualität des Übertragungskanals eines LEO-Systems wird die Leistungsübertragungsbilanz (engl. Link Budget) herangezogen. In der Bilanz werden alle Verluste und Gewinne der Übertragungstrecke, des Senders und des Empfängers gesamtheitlich betrachtet. Auf diese Weise können Rückschlüsse auf das zu erwartende Signal-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio, kurz SNR) und die daraus resultierende Datenrate gezogen werden. Damit ist das Link Budget eine Art Ende-zu-Ende Leistungsindikator. Zu Beginn der Planungsphase eines Satellitenkommunikations-Systems (SATCOM) ist diese Rechnung nur eine grobe Abschätzung, die im Verlaufe des Entstehungsprozesses immer weiter verfeinert wird. Ohne eine detaillierte Link Budget Betrachtung kommt kein modernes Kommunikationssystem aus.

Zur Bewertung der Signalqualität in Satellitenkommunikationsstrecken wird das Carrier-to-Noise Ratio (C/N) herangezogen. Das C/N ist ein Maß für das ebenfalls häufig verwendete SNR. Der Kanal zwischen Satelliten und Terminal kann als flacher Additive White Gaussian Noise (AWGN) Kanal betrachtet werden, weil es aufgrund der gerichteten Antennen zu keiner Mehrwegausbreitung kommt. Das Empfangssignal ist demnach gegeben durch

$$y(t) = x(t) + n(t). \tag{1.1}$$

Hierbei ist  $x(t)$  das Nutzsignal mit der Bandbreite  $B$  und  $n(t)$  der Rauschterm. Das C/N, bzw. das SNR, ist dann definiert durch

$$\gamma = \frac{\sigma_X^2}{\sigma_N^2}. \tag{1.2}$$

Die Leistung des Nutzsignals bzw. des Rauschens wird durch  $\sigma_X^2$  und  $\sigma_N^2$  repräsentiert.

## 1. Einleitung

Das AWGN besitzt eine konstante Rauschleistungsdichte  $S_N(f_c)$  in Bezug auf die Frequenz  $f_c$ . Daher gilt, dass

$$\sigma_N^2 = S_N(f_c) B. \quad (1.3)$$

Der Übertragungskanal unterliegt verschiedensten Rauscheinflüssen und Verlusten, wie zum Beispiel

- Free Space Path Loss (FSPL),
- Atmosphärische Verluste,
- Wettereinflüsse und
- Szintillation.

Der FSPL  $P_{\text{FSPL}}$  beschreibt den Verlust an Leistung eines elektromagnetischen Signals auf seinem Weg durch den freien Raum zwischen zwei Antennen. Die Dämpfung in der Atmosphäre  $L_{\text{Gas}}$  wird durch verschiedene Moleküle hervorgerufen, die die Energie des Signals absorbieren, wenn sie auf dessen Frequenz resonant sind. Wettereinflüsse wie Regen  $L_{\text{Rain}}$  oder Wolken  $L_{\text{Cloud}}$ , erhöhen die Dämpfung der Signalleistung ebenfalls erheblich im Vergleich zu idealen Ausbreitungsbedingungen bei klarem Wetter. Szintillation  $L_{\text{Scint}}$  beschreibt den zeitlich variierenden Brechungsindexeffekt aufgrund von atmosphärischen Turbulenzen. Der Haupteffekt der Szintillation ist eine zufällige Signalabschwächung, die effektiv einen Fadingkanal erzeugt. Der Szintillationsfading-Effekt erfordert zusätzliche Leistungsreserven im Link Budget. Insgesamt lässt sich der Pfadverlust des Kanals mit den folgenden logarithmischen Dämpfungsfaktoren in dB beschreiben

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{FSPL}} + L_{\text{Rain}} + L_{\text{Cloud}} + L_{\text{Gas}} + L_{\text{Scint}}. \quad (1.4)$$

Der FSPL in Nardir-Richtung ( $\theta = 0^\circ$ ) ist für eine gegebene Orbitalhöhe  $|\vec{h}|$ , Trägerfrequenz  $f_c$  und Lichtgeschwindigkeit  $c$  gegeben durch

$$P_{\text{FSPL}} = \frac{4\pi|\vec{h}|f_c}{c}^2. \quad (1.5)$$

Bei Abstrahlungswinkeln von  $\theta > 0^\circ$  ist statt der Orbitalhöhe  $|\vec{h}|$  die tatsächliche Entfernung zwischen Satelliten und Terminal  $|\vec{u}|$  einzusetzen.

Im Link Budget wird neben dem Übertragungskanal auch jede Komponente des Sende- und Empfangspfads berücksichtigt. Die Komponenten des Signalpfads können als Serienschaltung von Zweitoren betrachtet werden. Der Rauschbeitrag eines passiven Zweitores kann mit der folgenden Formel berechnet werden

$$\sigma_N^2 = k_B T_0 B. \quad (1.6)$$

Dabei ist  $T_0$  die Rauschtemperatur des Zweitores und  $k_B$  die Boltzmannkonstante  $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ .

Die Empfangsleistung  $P_r$  berechnet sich allgemein durch

$$P_r = P_t G_t P_{\text{loss}} G_r, \quad (1.7)$$

wobei die logarithmische Darstellung gebräuchlicher ist

$$P_r = P_t + G_t + P_{\text{loss}} + G_r. \quad (1.8)$$

Die Sendeleistung ist durch  $P_t$  gegeben,  $G_t$  und  $G_r$  beschreiben den Antennengewinn der Sende- und Empfangsantenne. Die Sende- und Empfangsleistung sind in der Einheit W bzw. in dBW gegeben. Die Antennengewinne sind in der Einheit dBi gegeben und der Pfadverlust in dB.

Das C/N der SATCOM Übertragungsstrecke kann jetzt durch

$$\gamma = \frac{P_t G_t P_{\text{loss}} G_r}{k_B T_0 B} \quad (1.9)$$

berechnet werden. Ein wesentlicher Teil des LEO Link Budgets sind demzufolge die Gewinne der Satellitenantenne und der Antenne des Bodenterminals. Jegliche Schwankung des Antennengewinns hat direkte Auswirkungen auf das Link Budget.

### 1.2.3 Spektrale Effizienz und Kapazität in SATCOM Anwendungen

Die spektrale Effizienz kennzeichnet innerhalb einer Kommunikationsverbindung die Datenübertragungskapazität pro Bandbreiteneinheit und wird typischerweise in *Bit pro Sekunde pro Herz* ( $\frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$ ) ausgedrückt. Sie definiert sich gewöhnlich durch die Nettodatenrate, also die tatsächliche Datenrate abzüglich der für die Fehlerkorrektur verwendeten Bits, dividiert durch die Breite des genutzten Frequenzkanals. Eine theoretische Obergrenze für die spektrale Effizienz, die bei bestimmten Bandbreiten und gegebenem Rauschniveau auftritt, wird als Shannon-Limit bezeichnet [6]. Dieses Limit resultiert aus dem Shannon-Hartley-Satz.

Die Kapazität  $C_S$  ergibt sich durch die Multiplikation der spektralen Effizienz mit der Kanalbandbreite. Die Kapazität des Übertragungslinks ist definiert durch

$$C_S = B \log_2(1 + \gamma). \quad (1.10)$$

Sie wird in der Einheit *Bits pro Sekunde* gemessen.

In der Praxis streben Kommunikationssysteme eine Annäherung an die von Shannon definierte Kanalkapazität an, erreichen jedoch aufgrund verschiedenster Einschränkungen nie das theoretische Maximum. Adaptive Coding and Modulation (ACM) ist eine Schlüsseltechnologie, die zur Effizienzsteigerung der Datenübertragung beiträgt. Durch die dynamische Anpassung der Modulationsart und des Fehlerkorrekturcodes an die aktuellen Kanalbedingungen, maximiert ACM die Datenrate, während gleichzeitig eine angemessene Fehlerresistenz beibehalten wird. Mit zunehmenden SNR können somit spektral effizientere Modulation and Coding Schemes (MODCODs) verwendet werden, weil die Wahrscheinlichkeit für durch Rauschen

## 1. Einleitung

verursachte Fehler geringer ist und mehr Transinformationen in einer bestimmten Bandbreite übertragen werden können.

ACM basiert also auf der Anwendung verschiedener MODCODs. Diese beinhalten eine Reihe von vordefinierten Modulationsarten (wie QPSK, 8PSK, 16APSK usw.) und Kodierungsraten, die unterschiedliche Level der Fehlerkorrektur bieten. Jedes Scheme ist sorgfältig ausgelegt, um einen Kompromiss zwischen Übertragungsgeschwindigkeit und Zuverlässigkeit unter wechselnden Bedingungen zu bieten.

Der Digital Video Broadcasting-Satellite Second Generation (DVB-S2) Standard ist ein prominentes Beispiel für die Verwendung solcher MODCODs zusammen mit ACM. Die Auswahl aus verschiedenen MODCODs in diesem Standard ermöglicht es, die spektrale Effizienz zu verbessern und die Dienstqualität unter verschiedensten Umgebungsbedingungen aufrechtzuerhalten.

In den nachfolgenden Kapiteln 3 und 4 wird ACM anhand der im DVB-S2 Standard definierten MODCODs beschrieben und untersucht. Dabei wird die erreichte spektrale Effizienz mit der Shannon Kapazität verglichen.

### 1.3 Grundlagen von Gruppenantennen

Mechanisch nachführbare Antennen, z. B. Parabolantennen, sind in der Satellitenkommunikation weit verbreitet. Sie bieten zahlreiche Vorteile, wie eine hohe Verstärkung, einen geringen Stromverbrauch und niedrige Kosten. Es gibt jedoch auch einige nachteilige Einschränkungen, z. B. Gewicht, Größe und die langsame mechanische Antennenausrichtung. Aus diesem Grund wurden elektronisch steuerbare Antennen (engl. Electronically Steered Antenna, kurz ESA) für LEO SATCOM-Umgebungen entwickelt [1, 7]. Diese sogenannten Gruppenantennen (engl. Array) bestehen aus vielen kleinen Einzelantennen. Die meisten ESAs verwenden digital steuerbare Phasenschieber im analogen Frontend, um die relative Phase zwischen den vielen kleinen Antennenelementen in einer planaren Anordnung zu steuern. Dies führt zu destruktiver und konstruktiver Interferenz der Antennensignale und bildet einen formbaren/gerichteten Strahl (Beam) aus. Die Abbildung 1.1 zeigt dieses Konzept. Die Antennen befinden sich im Abstand  $d_x$  zueinander. Wenn die Phasen  $\Phi_{(1)}$  bis  $\Phi_{(N_{\text{Ele}})}$  der HF Signale entsprechend gewählt werden, dann formt sich ein Strahl mit der Richtung  $\theta_\ell$ . Wenn der Abstand der Antennen gleich ist (uniformes Array), dann sind auch die Phasendifferenzen  $\Delta\Phi = \Phi_{(i+1)} - \Phi_{(i)}$  zwischen jeweils zwei benachbarten Antennen identisch. Allgemein berechnet sich die notwendige Phasendifferenz durch

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d_x \sin \theta_\ell}{\lambda_0}. \quad (1.11)$$

Die Wellenlänge ist gegeben durch  $\lambda_0$ . Wenn  $d_x = \lambda_0/2$  ist, vereinfacht sich die Gleichung der Phasendifferenz zu

$$\Delta\Phi = \pi \sin \theta_\ell. \quad (1.12)$$

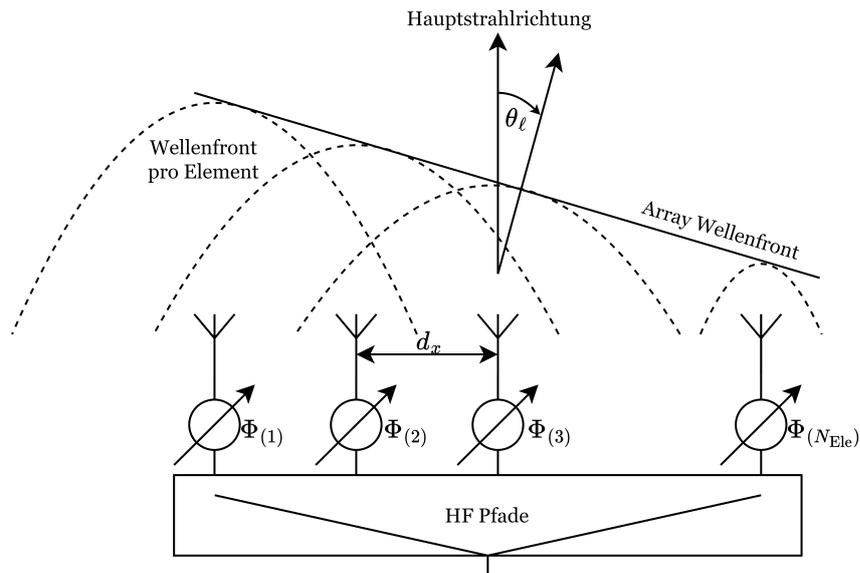


Abbildung 1.1: Illustration von der Ausbildung einer Array Wellenfront aus den einzelnen Wellenfronten einer phasengesteuerten Gruppenantenne mit HF-Phasenschiebern.

Durch geschickte Variation der Phasen und Amplituden (komplexe Antennenkoeffizienten) in den Phasenschiebern kann der Antennenbeam gezielt in bestimmte Richtungen gelenkt werden. Die Phasen und Amplituden bilden demzufolge einen komplexen Antennenkoeffizienten pro Antennenelement. Damit ist eine Verfolgung von Satelliten am Himmel oder von Terminals auf der Erdoberfläche möglich. Diese Art von ESA wird deshalb auch als phasengesteuerte Gruppenantenne (engl. Phased Array Antenna) bezeichnet. Der größte Nachteil ist die Variation des Antennengewinns und des Antennenrichtdiagramms für unterschiedliche Ausrichtungen des Beams.

Anstelle von einzelnen Satelliten mit jeweils einer phasengesteuerten Gruppenantenne an Bord haben vor allem Satellitenschwärme in den letzten Jahren das Interesse der Forschung geweckt [8, 9]. Satellitenschwärme umfassen mehrere kleine und leichte LEO-Satelliten, die in einer lokal gruppierten Formation organisiert sind und ein geografisches Zielgebiet aus verschiedenen Blickwinkeln abdecken. Die Schwarmelemente sind durch Inter-Satellite Links miteinander verbunden und bilden eine verteilte phasengesteuerte Gruppenantenne. Die Autoren in [10] haben gezeigt, dass Satellitenschwärme im Vergleich zu Einzelsatelliten eine höhere Zuverlässigkeit und einen höheren Durchsatz erreichen.

Die Anordnung der einzelnen Elemente innerhalb der Gruppenantenne kann sehr unterschiedlich sein. So sind zum Beispiel zirkulare, lineare, planare und auch dreidimensionale Anordnungen möglich. Ebenso der Abstand zwischen den einzelnen Elementen kann frei gewählt werden.

## 1. Einleitung

### 1.3.1 Beamforming-Arten

Im Allgemeinen wird in der Literatur zwischen drei verschiedenen Arten von Beamforming Konzepten unterschieden: Analog- (ABF), Digital- (DBF) und Hybrides Beamforming (HBF) [11–15]. Die Daseinsberechtigung der drei Beamforming-Arten hängt von mehreren Faktoren ab, einschließlich der individuellen Anforderungen der Anwendung, der verfügbaren Technologie (Hardware Komponenten), der Kosten und der spezifischen Vorteile, die jede Methode bietet. Im Folgendem wird ein kurzer Überblick zu den Beamforming-Techniken gegeben.

Das ABF zeichnet sich durch Einfachheit, geringe Kosten und geringe Leistungsaufnahme aus. Diese Art stellt damit insbesondere für Systeme, die keine hohen Anforderungen an die Signalverarbeitung haben, eine ideale Lösung dar. Die benötigten Bauteile bestehen ausschließlich aus analogen Komponenten. Diese sind in der Regel kostengünstiger und weniger leistungshungrig.

Das DBF wird mittels Software Defined Radios (SDR) umgesetzt und bietet die höchste Flexibilität und Präzision beim Pointing. Diese sind vollständig programmierbar und können schnell ihre Funktionalität wechseln. Mit DBF sind zum Beispiel Multibeam Anwendungen, Nullsteering oder komplexe Methoden zur Richtungsschätzung (engl. Angle of Arrival, kurz AoA) möglich. Theoretisch sind diese Features auch bei ABF umsetzbar, allerdings nur durch extrem hohe Komplexität im analogen Frontend. Die hohe Präzision bei der Strahlausrichtung (engl. Pointing) ist dadurch gegeben, dass die Signale digital geformt werden, d. h. die Phasen, die Amplituden oder die Zeitverzögerung wird numerisch im Field Programmable Gate Array (FPGA) durchgeführt. Die Genauigkeit der Signalformung wird lediglich durch die Abtastrate und die Quantisierung der Daten bei Festkomma-Implementierung limitiert. Analoge Beamforming Integrated Circuits (ICs) besitzen immer eine begrenzte Auflösung, da sie die Phasen, Zeitverzögerungen und Amplituden nur in diskreten Schritten einstellen können. Der kontinuierliche Fortschritt in der digitalen Signalverarbeitung macht digitales Beamforming immer zugänglicher und erschwinglicher, auch wenn es derzeit noch teurer als analoges Beamforming ist. Deshalb wird es häufig nur für kleinere Gruppenantennen aus wenigen Antennen eingesetzt. DBF hat des Weiteren den Vorteil, dass Beam-Umschaltungen, d. h. die Änderung des Pointingvektors (auch Beam-Hop, bzw. Beam-Switch bezeichnet), besonders schnell erfolgen. Im Gegensatz dazu muss beim analogen Umschalten mit hohen Verzögerungen und Totzeiten gerechnet werden. DBF ist damit eine Schlüsseltechnologie für die Kommunikationsnetze der Zukunft.

HBF stellt einen Kompromiss aus dem DBF und ABF dar. Die Technik wird oft verwendet, wenn eine hohe Flexibilität erforderlich ist, aber nur begrenzte Ressourcen zur Verfügung stehen. Im Prinzip werden beim konventionellen HBF mehrere kleine analoge Gruppenantennen, als sogenannte Subarrays, digital zu einer großen Gruppenantenne zusammengefasst. Dadurch sind die einzelnen analogen Subarrays digital separat ansteuerbar. Auf diese Weise werden weniger digitale Kanäle benötigt, was die Komplexität entspannt. Gleichzeitig gibt es aber genügend digitale Kanäle, um aufwendigere Algorithmen für AoA, Nullsteering oder Multibeam einzusetzen.

Der wesentliche Nachteil ist auch hier die hohe Beam-Switch Zeit. Diese richtet sich immer nach dem langsamsten Glied, in diesem Fall den analogen Beamforming-ICs.

In der Praxis koexistieren die drei Arten von Beamforming-Techniken nebeneinander, da jede ihre eigenen Vorzüge in bestimmten Einsatzgebieten und bei bestimmten technischen Anforderungen hat. Die Wahl hängt stark von den Zielsetzungen, den wirtschaftlichen Bedingungen und den technologischen Möglichkeiten ab. Zukünftige Entwicklungen könnten die Dynamiken verändern, indem zum Beispiel digitales Beamforming effizienter und kostengünstiger wird.

### 1.3.2 Antennenpointing und Coverage

Im Bereich der LEO-Kommunikationssysteme sind nachführbare Antennen unerlässlich. Die eingesetzten Antennen weisen eine hohe Richtwirkung auf und formen einen Beam der in eine bestimmte Richtung zeigt (engl. Pointing). Aufgrund der Relativbewegung zwischen Satelliten und Terminal, muss das Pointing kontinuierlich der Überflugtrajektorie folgen. Die Verwendung von Antennen mit vollständig elektronisch steuerbaren Pointing ist besonders wartungsfreundlich und wird deshalb oft im Satelliten, als auch im Terminal eingesetzt. ESAs werden in der Regel durch ein diskretes Pointing realisiert. Das bedeutet, dass der Beam nur in diskreten Schritten gelenkt werden kann. Die Ursache hierfür ist, dass die verwendeten Phasenschieber, Variable Gain Controller (VGA) und True-Time-Dealy (TTD) Glieder, nur in diskreten Schritten steuerbar sind. Daraus folgt wiederum, dass es nur eine begrenzte Menge an verfügbaren Pointingvektoren gibt. Eine ideale kontinuierliche Verfolgung der Überflugtrajektorie ist demnach ausgeschlossen. Die Fehlaustrichtung des Beams führt dazu, dass der Satellit, bzw. das Terminal nicht in Hauptstrahlrichtung, d. h. im Zentrum des Beams, liegen. Der Antennengewinn ist im Zentrum des Beams am größten und nimmt zur Seite hin ab. Es entsteht demzufolge ein Verlust im Antennengewinn.

Aus der endlichen Menge von einstellbaren Pointingvektoren folgt die Antennen Coverage. Die Coverage beschreibt die Verteilung des Antennengewinns über den von einer Antenne ausgeleuchteten Bereich (Service Area). Die Coverage erhält man, indem die Antennenrichtdiagramme aller Pointingvektoren übereinandergelegt werden.

In der Praxis befinden sich innerhalb eines bestimmten Antennenabdeckungsreichs mehrere Bodenstationen. In dieser Arbeit wird jedoch davon ausgegangen, dass alle Benutzerterminals in einem Cluster liegen. Das bedeutet, dass sich alle Terminals auf denselben geografischen Koordinaten befinden, bzw. die Entfernungen zwischen den Terminals sind sehr gering im Vergleich zu der großen Entfernung zwischen dem Satelliten und der zentralen Position der Terminalgruppe. Die Entfernungen zwischen dem LEO-Satelliten und den einzelnen Terminals der Gruppe ist daher nahezu identisch. Daraus folgt, dass auch der Pfadverlust im freien Raum nahezu gleich ist. Außerdem wird angenommen, dass alle Verbindungen den gleichen durchschnittlichen SNR haben, was das analytische Problem auf den Fall eines einzelnen Nutzers reduziert. Das ist eine gültige Annahme für Systeme mit einer sehr genauen

## 1. Einleitung

Beam-Steuerung und kleinen Beam-Footprints.

Das Antennenpointing und die mathematische Beschreibung werden in Abschnitt 2.1.1.2 eingeführt. Des Weiteren zeigt Abschnitt 2.1.3 die Berechnung der Antennen Coverage.

### 1.3.3 Antennengewinn

Es wurde bereits erwähnt, dass durch eine Fehlausrichtung des Pointingvektors eine Schwankung des Antennengewinns entsteht. Die Schwankungen des Antennengewinns sind in ihren Auswirkungen teilweise mit den Fading-Effekten in terrestrischen Kanälen vergleichbar. Allerdings wird die Arbeit zeigen, dass die Antennengewinnschwankungen mit dem statistischen Fading nichts gemein hat. Ferner beruhen die Schwankungen zum Großteil auf deterministischen Ursachen. Dennoch wird später ein Berechnungsmodell vorgeschlagen, dass die Antennengewinnschwankungen ebenfalls als statistische Zufallsgröße interpretiert. Das hat den Vorteil, dass sich der Rechenaufwand erheblich reduziert, weil eine exakte Berechnung aller deterministischer Ursachen sehr komplex ist. Zusätzlich wird in der Arbeit auch ein exaktes Berechnungsmodell vorgestellt, um die Ergebnisse des statistischen Modells vergleichen und einordnen zu können. Allgemein können zwei verschiedene ESA-Schwankungseffekte identifiziert werden:

- (i) eine schmalbandige/langsame Schwankung des Antennengewinns, auch als Scan-Loss bezeichnet und
- (ii) eine breitbandige/schnelle Schwankung, hervorgerufen durch nicht-ideales Beam-Tracking.

Der sogenannte Scan-Loss beschreibt den Verlust der Aperturverstärkung, wenn der Strahl von der Normalen, bzw. der Hauptstrahlrichtung ( $\theta_\ell = 0^\circ$ ), weggelenkt wird [16, 17]. Das bedeutet, der Scan-Loss führt zu einer Degradation des Antennengewinns, je größer der Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$  des Beams ist, z. B. bei der Verfolgung des Satelliten während eines Überflugszenarios. Der breitbandige Schwankungseffekt erinnert an die Fading-Effekte in der terrestrischen Kommunikation. Der Grund dafür ist, dass Phased Array Antennen in der Regel durch eine begrenzte Anzahl von Pointingvektoren realisiert werden, die sich aus der begrenzten Pointingauflösung der Antennen bzw. aus der begrenzten Auflösung der digital steuerbaren Phasenschieber ergeben [18–20]. Dies führt immer zu einer nicht optimalen Ausrichtung des Strahls [21]. Der Effekt des Energieverlustes, der durch die Fehlausrichtungen der Antennenbeams (z. B. aufgrund von Mobilität oder Hardwarebeschränkungen wie der geringen Auflösung der Phasenschieber) verursacht wird, ist bei terrestrischen Line-of-Sight (LOS) Kommunikationskanälen bereits bekannt [22, 23]. Die Autoren haben gezeigt, dass dieses Phänomen zu einer erheblichen Verschlechterung der Qualität des empfangenen Signals führt. Für LEO-Satellitenumgebungen wurde das Problem jedoch bisher nicht untersucht. Während des LEO-Überflugs wählt die Systemsteuerung den am besten geeigneten Strahlenvektor (Pointingvektor) aus, der möglichst optimal auf die Position des Nutzers oder des Endgeräts ausgerichtet ist und somit

eine bestimmte Zielfunktion maximiert. Diese Zielfunktion kann das mittlere SNR oder die maximale Datenrate über alle Nutzerterminals im Versorgungsgebiet sein. Sowohl der Scan-Loss-Effekt als auch der Antennengewinnschwankungseffekt sind deterministisch und zeitinvariant.

Der Scan-Loss kann durch Verwendung eines festen Offsets in der Sendeleistungsregelung als Funktion des aktuellen Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$  kompensiert werden. Eine andere Methode ist die Verwendung einer adaptiven Gruppenantenne mit elektronisch gesteuerten space-fed Linsen, wie in [24] vorgeschlagen. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird von einer idealen Scan-Loss-Kompensation ausgegangen. Der Effekt wird deshalb nicht weiter berücksichtigt.

Es wird vielmehr gezeigt, dass die diskrete Ausrichtung von Phased Array Antennen einen erheblichen Einfluss auf die Leistung von LEO-Systemen hat. Aufgrund der begrenzten Ausrichtungsaufösung kann der effektive Antennengewinn nicht als konstanter Faktor betrachtet werden, sondern ist eine veränderliche Größe. Dies wiederum führt zu Schwankungen des Signalleistungspegels auf der Empfängerseite, was einen Abfall der Datenrate zur Folge hat. Es empfiehlt sich daher, diesen Effekt bereits in der Systemplanungsphase sowie später bei der Echtzeit-Signalverarbeitung in Überflugsituationen zu berücksichtigen. Nur wenn die Systemingenieure die statistischen Eigenschaften der Antennengewinnschwankung kennen, können sie entsprechend reagieren. Beispielsweise sind die Sendeleistungsregelung oder ACM bewährte Techniken, um mit der zeitabhängigen Verstärkungsdegradation umzugehen [25]. ACM verwendet normalerweise eine bestimmte SNR-Marge, um Outage-Events in schnellen Fading-Umgebungen zu vermeiden. Die Leistung des ACM-Systems kann erheblich verbessert werden, indem die SNR-Sicherheitsmarge des ACMs minimiert wird. In der terrestrischen Kommunikation haben sich dafür bereits diverse Verfahren zur Kanalvorhersage bewährt. Deshalb werden in dieser Arbeit speziell auf den Antennengewinn optimierte Algorithmen zur Vorhersage der Antennengewinnschwankung vorgeschlagen und untersucht. Mit Hilfe von Monte-Carlo Simulation wird die Leistung des ACM-Satellitensystems unter Verwendung der verschiedenen Vorhersagealgorithmen miteinander verglichen.

Das Kapitel 2.1.1.1 erklärt die Berechnung der Antennengewinne und des Antennendiagramms am Beispiel einer planaren uniformen Gruppenantenne.

### 1.3.4 Beam-Switch

Neben dem Effekt der Antennengewinnschwankung, der während eines Überflugs auftritt, muss der Antennenbeam der Satelliten- und Terminalantenne der Überflugbewegung möglichst exakt folgen. Diese Fähigkeit setzt einen ausgereiften Beam-Acquisition und Beam-Tracking Algorithmus voraus. Dabei müssen Umschalt- und Signalisierungszeiten, sowie auftretende Glitch-Effekte bei den Schaltvorgängen im Antennenfrontend beachtet werden. Der Beam-Acquisition Algorithmus hat die Aufgabe den bestmöglichen Pointingvektor aus der endlichen Menge der verfügbaren Pointingvektoren auszuwählen. Wenn die Antennensteuerung einen falschen Beam für den nächsten Beam-Switch auswählt, kann der Antennengewinn und damit auch das

## 1. Einleitung

Link Budget stark einbrechen oder ein totaler Verbindungsverlust (Outage-Event) auftreten. Wenn die Antenne den Beam umschaltet, also die Antennenkoeffizienten in den analogen Beamforming-ICs bzw. in der digitalen Beamforming Domain überschrieben werden, treten verschiedene Signalstörungen auf. Die Störungen können den Synchronisationsmechanismus im Empfänger durcheinanderbringen. Der Beam-Switch muss deshalb exakt koordiniert werden.

Das Kapitel 5 beschreibt die Auswirkungen des Beam-Switch im Detail und zeigt verschiedene Methodiken um die Empfängersynchronisation vor den Signalstörungen zu bewahren.

### 1.4 Motivation

In der Entstehungsphase eines neuen Satellitensystems befassen sich die Systemingenieure zunächst mit der groben Machbarkeit und den wesentlichen Systemparametern, wie zum Beispiel: Orbitalhöhe, Inklination, Sendeleistung, Kanalbandbreite, Trägerfrequenz und Antennendesign. All diese Parameter sind wichtig für die Anmeldung bei der International Telecommunication Union (ITU), d. h. für die Registrierung des neuen LEO-Systems für die internationale Frequenzkoordinierung. Der ITU-Registrierungsprozess dauert mehrere Jahre und wird daher bereits zu Beginn der Entwicklungsphase eingeleitet. Das bedeutet, dass wesentliche Parameter des LEO-Systems ebenfalls gleich zu Beginn der Entwicklungszeit festgelegt werden müssen. Hierfür sind valide Leistungsindikatoren erforderlich. Der Einsatz von ESAs führt dabei unweigerlich zu einem Verlust der Kanalkapazität. Um eine Fehlkonzeptionierung des Systems zu vermeiden, sollte der Verlust an spektraler Effizienz durch die Nutzung von ESAs in den Link Budget Analysen berücksichtigt werden. Hierfür wird ein vereinfachter statistischer Ansatz vorgeschlagen, der den Verlust an ergodischer spektraler Effizienz als eine wichtige Kennzahl modelliert. Der Autor hat in [26] gezeigt, dass sich der Verlust an ergodischer spektraler Effizienz in vergleichbarer Weise auch auf realistische MODCODs niederschlägt, die häufig sehr nah am Shannon Limit operieren. Damit ist der Verlust an spektraler Effizienz ein guter Performanceindikator, wenn es um die Abschätzung der LEO-Systemleistung für verschiedene Parameterkonfigurationen geht.

Des Weiteren kann das erlangte Wissen über das Verhalten des Antennengewinns von ESAs bei Überflügen verwendet werden, um mittels verschiedener Strategien den auftretenden Verlust zu kompensieren oder zu mindern. Hierfür sind speziell auf die LEO-Anwendung optimierte Algorithmen zur Kanalprädiktion, Beam-Acquisition und Beam-Tracking notwendig, wie sie in den Kapiteln 4 und 5 vorgestellt werden.

### 1.5 Beiträge

Neben der möglichst optimalen Wahl der Systemparameter, besteht die größte technische Herausforderung darin, den Antennenstrahl bzw. Beam so zu gestalten, dass er den Satelliten zwischen seinem Auf- und Untergang über dem Horizont

kontinuierlich nachführt [1]. Im Wesentlichen sollen die folgenden Punkte in dieser Dissertation gezeigt werden:

- ESA-Anwendungen induzieren bei der Strahlnachführung, bzw. auch Tracking genannt, zwangsläufig Schwankungen des Antennengewinns. Das hat wiederum Auswirkungen auf das Link Budget des Satellitensystems.
- Die Antennengewinnschwankung, welche durch die diskrete Ausrichtung von Beamforming-Antennen verursacht wird, ist ein bisher wenig untersuchtes Problem und sollte in zukünftigen LEO Link Budget Analysen berücksichtigt werden. Es wird darauf eingegangen, welche LEO-Designparameter einen Einfluss haben und wie diese Variablen quantifiziert werden sollten.
- Die Antennengewinnschwankung ist dem terrestrischen Fading-Effekt in seiner Wirkung ähnlich und verursacht einen signifikanten Verlust an Kanalkapazität. Es wird dargelegt, wie der Kapazitätsverlust durch numerische Simulationen für jedes beliebige LEO-System abgeschätzt werden kann.
- In der Praxis sind ausgefeilte Algorithmen zur Kanalvorhersage, zur Beam-Acquisition und zum Beam-Tracking notwendig, um die Schwankungen bestmöglich zu kompensieren.
- Bekannte Kompensationsmethoden für terrestrische Fading-Kanäle, z. B. Kanalvorhersage und ACM, funktionieren auch für die Antennengewinnschwankung. Es werden verschiedene Vorhersagealgorithmen diskutiert und der daraus resultierende zusätzliche SNR-Margin im Link Budget bestimmt.
- Welche praktischen Herausforderungen und Effekte bei der Umsetzung und Implementierung von Beam-Acquisition, Beam-Tracking und Beam-Switching auftreten und zu beachten sind.

## 1.6 Struktur der Dissertation

Die vorliegende Arbeit widmet sich der detaillierten Untersuchung von Beamforming-Antennen in LEO-Satellitensystemen und den damit verbundenen Herausforderungen in Bezug auf die Signalverarbeitung und die Kanalschätzung. Die Dissertation ist wie folgt aufgebaut:

Kapitel 2 legt das Fundament für das Verständnis des Gesamtsystems, indem es das Systemmodell für LEO-Satellitenkommunikationssysteme und das zugehörige Signalmodell umfassend beschreibt. Dieses Kapitel führt die Leserschaft an die mathematischen und physikalischen Grundlagen heran, die für die Berechnungen der nachfolgenden Themen von Bedeutung sind.

In Kapitel 3 wird auf die aus diskreten Beamforming resultierenden Kapazitätsverluste eingegangen und eine tiefgehende numerische und statistische Analyse dieses Phänomens präsentiert. Es wird aufgezeigt, wie Beamforming-Antennen das übertragene Signal und die spektrale Effizienz beeinflussen können.

## 1. Einleitung

Kapitel 4 behandelt weiterführende Strategien zur Kompensation der durch Beamforming verursachten Kapazitätsverluste. Es werden verschiedene Algorithmen für die Kanalvorhersage vorgestellt und deren Fähigkeiten und Grenzen diskutiert.

Herausforderungen in der praktischen Umsetzung sind Gegenstand von Kapitel 5. Dieses Kapitel befasst sich mit dem Beam-Switching, der Beam-Acquisition und dem Beam-Tracking. Die Schwierigkeiten, die sich in der praktischen Implementierung dieser Technologien ergeben, werden hier eingehend betrachtet und erläutert.

Das Kapitel 6 widmet sich der praktischen Umsetzung zweier Beam-Acquisition Algorithmen. Im ersten Fall wird für eine analoge Gruppenantenne mit stehendem DVB-S2(X) Träger eine Antennensteuerung entworfen. Hierfür wird eine analoge Richtungsschätzung verwendet. Im zweiten Fall wird eine voll-digitale Richtungsschätzung für einen hybriden Beamformer umgesetzt. Das System verwendet eine Burst-Kommunikation.

Das abschließende Kapitel 7 fasst die wichtigsten Erkenntnisse der Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf mögliche zukünftige Forschungsrichtungen. In diesem Kapitel wird reflektiert, inwieweit die Ergebnisse der Arbeit zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit von LEO-Satellitensystemen beitragen und welche weiteren Schritte notwendig sind, um die Herausforderungen der Satellitenkommunikation zu überwinden.

## 1.7 Publikationen zu dieser Dissertation

M. Krondorf, R. Wünsche, und D. Ehnert, „On the impact of phased array beam forming antennas on leo satellite downlink capacity,“ in *38th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2021)*, Hybrid Conference, Arlington, VA, USA, 2021, S. 119-124.

R. Wünsche und M. Krondorf, „Neural network based leo phased array antenna gain loss prediction,“ in *2022 14th International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, Romania, Jun. 2022, S. 1-6.

R. Wünsche und M. Krondorf, „Memory based compensation of phased array beamforming antenna gain loss in leo satellite systems using fourier series,“ in *IEEE International Symposium ELMAR*, Zadar, Croatia, 2022, S. 137-142.

R. Wünsche, M. Krondorf, und T.-J. Liang, „Dummy based blind beam acquisition and switching strategy for dvb-s2x applications in leo satellite environments,“ in *IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, Genoa, Italy, 2023, S. 221-226.

R. Wünsche, M. Symmank, und M. Krondorf, „Capacity loss mitigation due to phased array antennas in multi-satellite scenarios,“ in *40th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2023)*, Bradford, UK, 2023, S. 127-132.

## 1.7 Publikationen zu dieser Dissertation

R. Wünsche, M. Krondorf, und A. Knopp, „Investigations of Channel Capacity Loss in LEO Satellite Systems Using Phased Array Beamforming Antennas,“ in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 60, Nr. 4, S. 5373-5394, Aug. 2024.



## Kapitel 2

# Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

Um den Einfluss des schwankenden Antennengewinns während eines Überflugs zu untersuchen, wird zunächst in Abschnitt 2.1 ein geeignetes Systemmodell definiert. Des Weiteren wird in Kapitel 2.2 das Signalmodell eines LEO- Satellitenkanals beschrieben. Auf dieser Basis werden in den folgenden Kapiteln numerische Überflugsimulationen durchgeführt und ausgewertet.

### 2.1 System Modell

In diesem Kapitel wird die Modellierung einer phasengesteuerten Antennengruppe betrachtet. Dabei wird auf die charakteristischen Merkmale einer ESA eingegangen und das Verhalten in einem LEO-Satellitensystem untersucht. Darüber hinaus wird die Antennen Coverage aus den Antennenrichtdiagrammen abgeleitet und die mathematische Modellierung einzelner LEO-Überflugszenarien hergeleitet.

Das vorgestellte Systemmodell basiert vollständig auf der Annahme einer sphärischen Erdoberfläche und eines kreisförmigen Orbits. Die Analyse verwendet insgesamt drei verschiedene Koordinatensysteme (engl. Coordinate system, kurz CS). Für die bessere Unterscheidbarkeit werden die Koordinatensysteme wie folgt benannt: CS, CS' und CS''. Die jeweiligen Koordinaten werden durch das Symbol  $-t-$  gekennzeichnet. In den folgenden Abschnitten werden die Koordinatensysteme näher definiert.

#### 2.1.1 Phased Array Antennen Modell

In diesen Abschnitt werden typische Eigenschaften von Phased Array Antennen erörtert. In dieser Arbeit wird dargelegt, dass Phased Array Antennen einen erheblichen Einfluss auf die Kanalkapazität haben. Daher ist es notwendig, die Antennenrichtdiagramme, Beamforming-Eigenschaften und mögliche Hardwaretoleranzen, die die Systemleistung beeinflussen, genauer zu betrachten.

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

### 2.1.1.1 Antennendiagramm

Phased Array Antennen haben ein annähernd radialsymmetrisches Antennendiagramm  $C$  in Nadir Richtung. Die stetige Funktion  $C$  beschreibt die abgestrahlte Leistung in jeder beliebigen Richtung  $(\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta$  und  $\varphi)$ , normiert auf die maximale abgestrahlte Leistung in Hauptstrahlrichtung. Daher wird im Folgenden die Terminologie *Antennengewinn-Verlust* verwendet. Der tiefgestellte Index  $\ell$  beschreibt die Ausrichtung des Pointingvektors. Die Winkel ohne Index definieren die wahre Position des Kommunikationspartners. Die Nomenklatur findet sich in der Abbildung 2.2 wieder. Aus Gründen der Anschaulichkeit wird der Antennengewinn auf einer linearen Skala betrachtet. Wegen der Normierung auf den maximalen Gewinn in Strahlungsrichtung ist  $C$  nur im Bereich des Einheitsintervalls  $\mathbf{I} = [0, 1]$  definiert. Das Antennendiagramm ist eine Funktion des Abstrahlungs- und Azimutwinkels des Beam Pointingvektors  $\theta_\ell$  und  $\varphi_\ell$ , sowie des Abstrahlungswinkels  $\theta$  und des Azimutwinkels  $\varphi$  der direkten Sichtverbindung (engl. Line-Of-Sight, kurz LOS) zwischen der Tx- und Rx-Antenne. Das Antennendiagramm wird in dem Koordinatensystem  $\text{CS} = (x, y, z)$  berechnet, das in Abbildung 2.1b dargestellt ist. Der Ursprung ist die Antennenposition, d. h. der Standort des Terminals oder Satelliten. Die Funktion  $C$  gibt einen definierten Antennengewinn-Koeffizienten für jede Richtung an. Die Winkel sind durch den Torus  $\mathbb{T}$  definiert und können als das Intervall  $[0, 2\pi]$  betrachtet werden. Das Antennendiagramm der Antenne ist daher definiert als

$$C: \mathbb{T}^4 \rightarrow \mathbf{I}, \text{ mit } (\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta, \varphi) \mapsto C(\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta, \varphi). \quad (2.1)$$

Abbildung 2.1a zeigt das Koordinatensystem für die Berechnung des Antennenrichtdiagramms. Die Abbildung 2.1b illustriert zusätzlich ein Downlink-Szenario, bei dem die Satellitenantenne auf die Erde gerichtet ist. Das Zentrum des Antennenstrahls wird in Richtung  $\vec{\ell}$  gelenkt. Die Empfangsantenne des Terminals befindet sich an der Position  $\vec{x}'$ , die auch den Signalpfad  $\vec{u}$  definiert. Der Vektor  $|\vec{s}'|$  definiert den Abstand und die Richtung zwischen der Position des Empfängers  $\vec{x}'$  und dem Zentrum des Antennenbeams  $\vec{d}'$ .

Die numerische Berechnung des Antennendiagrammes für die vielen verschiedenen Beam-Pointingvektoren ist mit einem hohen Aufwand verbunden. Der Autor hat deshalb in [26] ein neuartiges, vereinfachtes Modell entwickelt, das die charakteristischen Eigenschaften einer typischen ESA approximiert und entsprechend parametrisiert. Das Modell nutzt die Rotationssymmetrie der Antennendiagramme, um mittels eines einzigen berechneten Beams, durch Verzerrung und Rotation, alle anderen Pointingvektoren herzuleiten. Damit können Antennendiagramme von Phased Array Antennen mit komplexen Formen bzw. Element-Anordnungen und Größen, anhand von wenigen Parametern konfiguriert und berechnet werden. Der Ansatz verwendet ein elliptisches Antennenstrahlungsmodell, welches auf dem bekannten kreisförmigen Antennenrichtdiagramm von Parabolantennen basiert [27]. Im Folgenden wird allerdings aus Gründen der Allgemeingültigkeit das etwas aufwendigere, voll umfängliche Antennendiagramm einer planaren ESA verwendet. Das Antennendiagramm ist

gegeben durch [28]

$$C(\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta, \varphi) = g_{\max}(\theta_\ell) \cdot \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{Ele}}-1} \sum_{m=0}^{M_{\text{Ele}}-1} |\mathbf{A}_{[n,m]}| e^{j(d_x^{\text{rel}} n (\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_\ell \cos \varphi_\ell) + d_y^{\text{rel}} m (\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_\ell \sin \varphi_\ell))} \right|^2 \quad (2.2)$$

Die Variablen  $M_{\text{Ele}}$  und  $N_{\text{Ele}}$  beschreiben die Anzahl von Strahlungselementen der planaren Gruppenantenne in x- und y-Richtung. Die Amplituden der einzelnen Antennenelemente sind gegeben durch  $\mathbf{A}_{[n,m]}$ . Der Elementabstand im Verhältnis zur Wellenlänge  $\lambda_0$  ist für die x- und y-Richtung gegeben durch  $d_x^{\text{rel}}$  und  $d_y^{\text{rel}}$ . Berechnet wird er mittels

$$d_x^{\text{rel}} = \frac{2\pi d_x}{\lambda_0} \quad \text{und} \quad (2.3)$$

$$d_y^{\text{rel}} = \frac{2\pi d_y}{\lambda_0}. \quad (2.4)$$

Nach (2.2) ist das Antennenrichtdiagramm einer planaren Gruppenantenne in Hauptstrahlrichtung ( $\theta_\ell = 0^\circ$ ) rotationssymmetrisch. Die Antenne hat in diesem Fall den höchsten Gewinn und die schmalste Half-Power-Beam-Width (HPBW). Mit wachsendem Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$  nimmt die HPBW zu und der Antennengewinn ab. Der maximale Antennengewinn wird durch den einheitslosen Faktor  $g$  gebildet. Er berechnet sich in Abhängigkeit vom Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$  zu [16, 17]

$$g_{\max}(\theta_\ell) = \cos(\theta_\ell)^Q. \quad (2.5)$$

Die Reduktion des Gewinns mit zunehmendem Abstrahlungswinkel wird als Scan-Loss bezeichnet und weist eine kosinusförmige Roll-off-Charakteristik auf. Für ein ideales Gruppenantennenelement ist der Scan-Loss gleich der in Abstrahlungsrichtung projizierten Verkleinerung der Apertur, die mit  $\cos(\theta_\ell)$  variiert [17, 29]. Der Exponent  $Q$  ist ein positiver reellwertiger Entwurfsparameter, der mit  $Q = 1.3$  gewählt wird. Der Parameter ist so gewählt, dass er das Strahlungsverhalten einer gegebenen ESA aus rechteckigen Microstrip-Patch Antennen bestmöglich widerspiegelt. In Abbildung 2.2 ist das resultierende Antennendiagramm nach (2.2) für zwei Abstrahlungswinkel dargestellt. Zum einen für die Hauptstrahlrichtung und zum anderen für den maximalen Abstrahlungswinkel. Der maximale Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell^{\text{max}}$  definiert den sogenannten Antennen-Scanbereich, der  $2\theta_\ell^{\text{max}}$  entspricht. In den nachfolgenden Untersuchungen wird ein uniformes planares Array (UPA), mit 1024 Strahlungselementen ( $32 \times 32$ ) verwendet. Der Elementabstand beträgt  $d_x^{\text{rel}} = d_y^{\text{rel}} = 0.5$  und die Amplituden sind für alle Elemente gleich. Bei Phased Array Antennen kann das Antennendiagramm durch die individuelle Wahl der Phasen- und Amplitudenwerte für die einzelnen Elemente beeinflusst werden. Speziell die Manipulation der Amplitudenwerte, sogenanntes Tapering, wird häufig zur Strahlformung verwendet, um zum Beispiel Nebenkeulen gezielt zu unterdrücken [13, 17]. Die Nebenkeulen sind im gegebenen Satellitensystem nicht relevant, weil davon ausgegangen wird, dass die

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

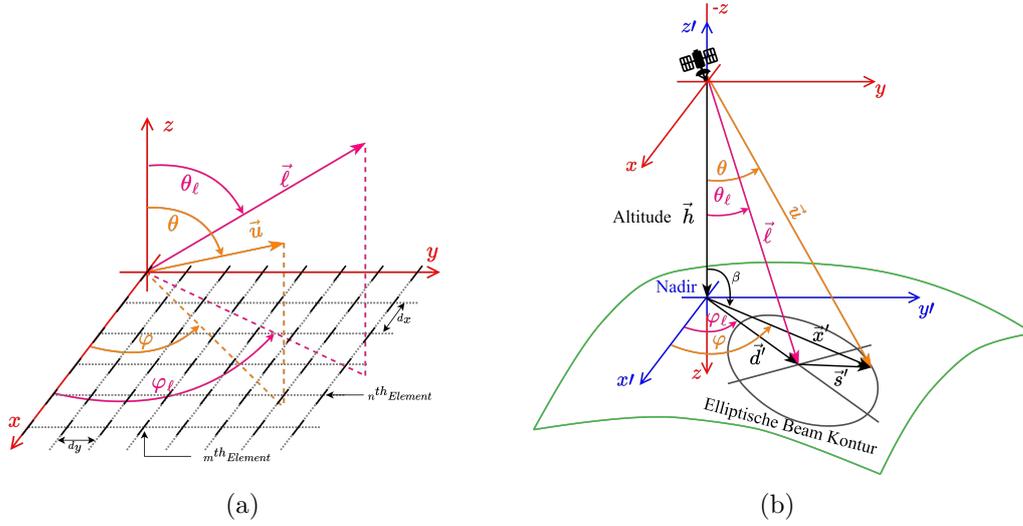


Abbildung 2.1: Koordinatensystem zur Berechnung einer UPA (a) und LEO-Satelliten-Downlink-Geometrie unter der Annahme einer kugelförmigen Erde (b).

Hauptkeule kontinuierlich auf die exakte Position des Satelliten bzw. des Terminals ausgerichtet ist. Durch das Beam-Tracking befindet sich die Richtung des verfolgten Ziels immer sehr nah an der Richtung Hauptkeule. Das Tapering hat demzufolge keinen Einfluss auf die hier durchgeführten Untersuchungen und wird an dieser Stelle vernachlässigt.

### 2.1.1.2 Beampointing

Zur Analyse der Antennen Coverage in der Service Area wird zunächst das Antennendiagramm  $C$  auf der Kugeloberfläche der Erde oder der Umlaufbahn abgebildet. Dazu wird ein zweites Koordinatensystem  $CS' = (x', y', z')$  eingeführt, das auch in Abbildung 2.1b dargestellt ist. Der Ursprung befindet sich in der Nadir-Position der Sendeantenne. Die Transformation zwischen  $CS$  und  $CS'$  erfolgt durch Translation mit  $|\vec{h}|$  und Spiegelung der  $x$ - $y$ -Ebene. Die Transformationsmatrix ist gegeben durch

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & |\vec{h}| \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Damit lässt sich die folgende Transformationsvorschrift aufstellen

$$\chi_1^0: \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{T} \cdot \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

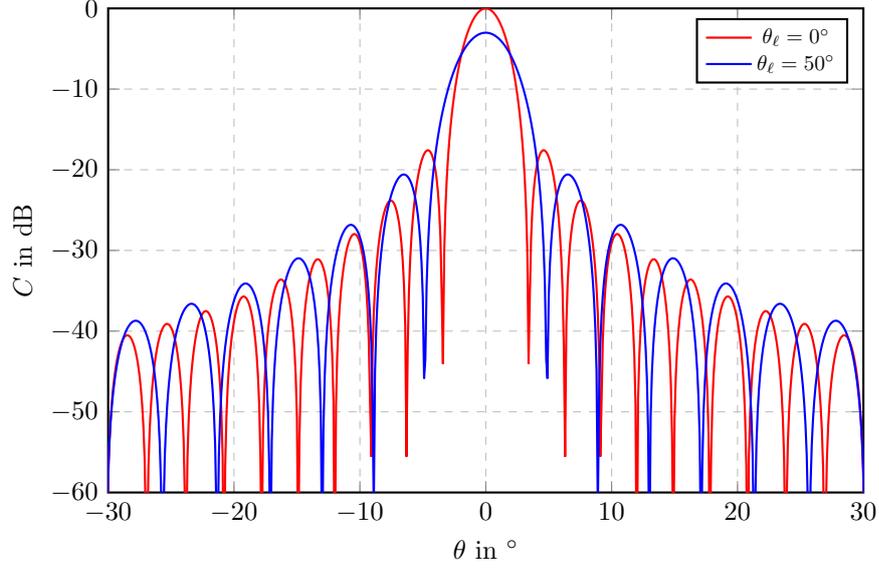


Abbildung 2.2: Charakteristisches Antennendiagramm der phasengesteuerten Gruppenantenne  $C(\theta)$  für verschiedene Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$ , mit  $\varphi_\ell = 0^\circ$  und  $\varphi = 0^\circ$ ; In Anlehnung an [26].

Die Höhe der Umlaufbahn  $|\vec{h}|$  ist ein gegebener Systemparameter. Hier wird eine Höhe von 400 km angenommen. Die meisten ESAs verwenden digital steuerbare analoge Phasenschieber, bei denen die Phasenverschiebung nur in diskreten Schritten variiert werden kann. Infolgedessen kann der Strahl selbst auch nur in diskreten Schritten eingestellt werden. Die realisierbare Steuerungsaufösung, d. h. die feinste Abstufung zwischen zwei Strahlpositionen, hängt von der Anzahl der Bits des Phasenschiebers und der Anzahl der strahlenden Elemente in der gesamten Gruppe ab [30]. Ein digitaler 6-bit Phasenschieber, kann demnach die Phase in  $\Delta\Phi = 360/2^6 = 5.625^\circ$  diskreten Schritten steuern. Aus (1.12) folgt demnach eine Richtungsauösung von  $\Delta^\circ = 1.79^\circ$ . Der maximale resultierende Pointingfehler aufgrund der diskreten Pointingauösung und der tatsächlichen Position des Kommunikationspartners beträgt daher  $\Delta^\circ/2 = 0.9^\circ$ . Anstelle von Phasenschiebern, verwenden breitbandige ESAs True-Time-Delay (TTD) Glieder. Auch diese analogen Bauteile können nur Zeitverzögerungen innerhalb von diskreten Schritten realisieren. Dies resultiert in diskreten Beamforming. Phased Array Antennen verwenden eine Menge  $\mathbf{P}$  diskreter Pointingvektoren  $\vec{d}$  mit der Kardinalität  $N_{\text{dpv}}$ . Jedes Element  $\vec{d} \in \mathbf{P}$  wird durch einen Punkt auf der Sphäre ( $\mathcal{S}^2$ -Oberfläche) dargestellt. Diese Punkte können frei positioniert werden, um ein Gitter auf  $\mathcal{S}^2$  zu bilden. Die Hüllkontur des Gitters stellt die Service Area der Antenne dar. Damit gilt  $\mathbf{S}_A \subset \mathcal{S}^2$ . In dieser Arbeit wird für die weiteren Berechnungen ein kreisförmiges Gitter aus Pointingvektoren mit gleichmäßiger Winkelverteilung angenommen, wie es in Abbildung 2.3 gezeigt ist. In der Realität begrenzen Hardwaretoleranzen die Steuerungsgenauigkeit der Beamforming-Antenne. Daher wird jedem Pointingvektor ein zufälliger normalverteilter Pointing-Offset mit geringer Varianz zugewiesen. Das ist eine vernünftige Annahme für realistische Gruppenantennen [31–34]. Damit ist

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

jeder Beam von einer zufälligen Fehlausrichtung in x- und y-Richtung betroffen. Die gewählte Standardabweichung für den Fehler beträgt  $\sigma = 0.03^\circ$ . Der maximale absolute Beam-Pointingfehler innerhalb der  $3\sigma$ -Region beträgt also  $0.127^\circ$ . Dieser Gesamtbetrag des Phasenfehlers wird durch mehrere Effekte verursacht:

- Variation der Satellitenlage und der Position in der Umlaufbahn,
- mechanische Vibrationen oder Bewegungen,
- Ungenauigkeit der Antennenmontage auf der Satelliten-/Terminalplattform,
- Fertigungstoleranz der Leiterplatten oder Antennen können dazu führen, dass die physikalischen Dimensionen und Eigenschaften nicht exakt den Spezifikationen entsprechen,
- begrenzte Richtungsauflösung durch die digitalen Phasenschieber bzw. TTD-Glieder und
- thermische Einflüsse auf das Antennensystem.

Die mechanischen Fehler können durch eine Kalibrierung kompensiert werden, aber die anderen zufälligen Fehler, einschließlich der thermischen Einflüsse, bleiben bestehen. Die getroffenen Annahmen über die Pointingfehler basieren auf Schätzungen und Datenblättern der Systemkomponenten eines LEO-Systems, dass dieser Dissertation zu Grunde liegt.

Die beschriebenen Fehlerquellen führen dazu, dass der tatsächliche Pointingvektor von dem eigentlich konfigurierten, gewünschten Pointingvektor abweicht. Darüber hinaus kann der Beam-Acquisition und Beam-Tracking Algorithmus zu Fehlern führen, wenn aufgrund von ungenauer Positions- bzw. Richtungsbestimmung von Anfang an ein falscher Pointingvektor gewählt wird. Kanalrauschen und Signalverzerrungen beeinflussen die Algorithmen genauso, wie Berechnungslatenzen und Signallaufzeiten zwischen der Bodenstation und dem Satelliten. Da sich der Satellit jedoch kontinuierlich weiterbewegt, läuft die Schätzung der tatsächlichen Position immer etwas hinterher. Das Neuausrichten des Beams (Switching) benötigt ebenfalls zusätzliche Zeit. In den folgenden Untersuchungen zum theoretisch vorhergesagten Kapazitätsverlust wird in Kapitel 3 und 4 von einer idealen Beam-Acquisition, einem idealen Beam-Tracking, sowie einem verzögerungsfreien Beam-Switching ausgegangen. Das Kapitel 5 befasst sich anschließend mit einer praktischen Realisierung der Acquisition-, Tracking- und Switching-Strategie.

### 2.1.1.3 Beam Footprint und Projektion

Der Footprint eines Beam-Pointingvektors beschreibt das auf die Erdoberfläche bzw. in den Orbit projizierte Antennenrichtdiagramm. Um eine hohe Genauigkeit zu erreichen, wird hierfür das sphärische Erdmodell angenommen. Im folgenden Kapitel wird daher mit der sphärischen Geometrie gearbeitet. Um die Rechenkomplexität zu verringern, kann bei niedrigen Orbitalhöhen die Erdoberfläche und die Umlaufbahn als

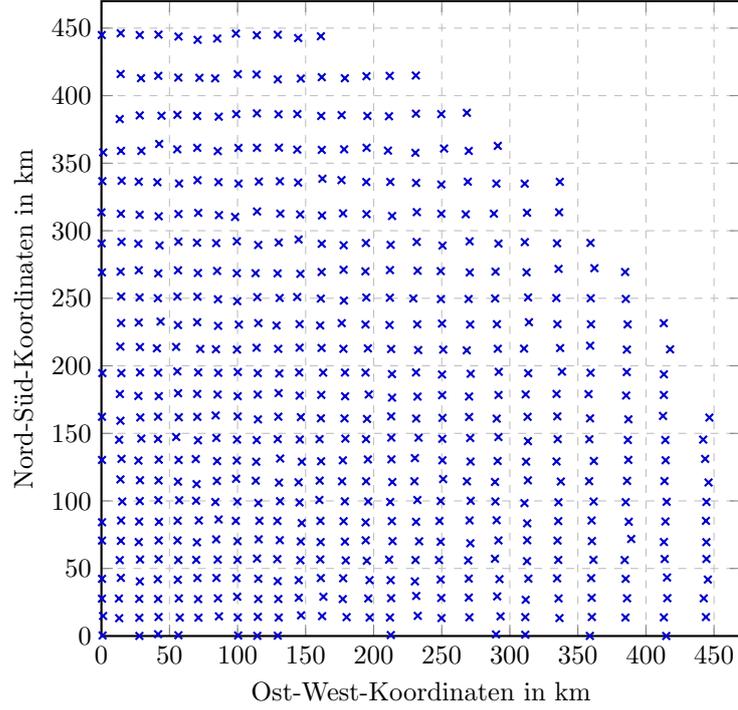


Abbildung 2.3: Detaillierter Ausschnitt der kreisförmigen, gleichmäßigen Verteilung des Pointingvektor-Gitters auf der Erdoberfläche mit einer Winkelauflösung von  $2^\circ$  und zusätzlicher Pointingfehler; In Anlehnung an [26].

flache Ebenen angenähert werden. Diese Vereinfachung und deren zugrundeliegende Geometrie hat der Autor in [21] näher beschrieben. Zusätzlich wurde auch ein exaktes sphärisches Modell definiert, welches die Umlaufbahn der LEO-Satelliten als Kreisbahn approximiert und mit der Kugelgestalt der Erde arbeitet [21]. In den folgenden Berechnungen wird dieses sphärische Modell verwendet.

Für die Analyse der Antennenabdeckung (Coverage) und der Satellitenüberflüge wird das gegebene Antennendiagramm  $C(\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta, \varphi)$  aus (2.1) zunächst auf die Ebene der Service Area  $\mathbf{S}_A$  abgebildet. Dazu werden vier sphärische Koordinatentransformations-Funktionen  $\Upsilon_{\theta_\ell}$ ,  $\Upsilon_{\varphi_\ell}$ ,  $\Upsilon_\theta$  und  $\Upsilon_\varphi$  definiert. Diese Funktionen dienen zur Berechnung der Winkel  $\theta_\ell$ ,  $\varphi_\ell$ ,  $\theta$  und  $\varphi$  von den gegebenen User Positionen  $\vec{x}' = (x'_{[x]}, x'_{[y]}, x'_{[z]})$ ,  $\vec{x}' \in \mathbf{S}_A$  und dem diskreten Beam-Pointingvektor  $\vec{d}' = (d'_{[x]}, d'_{[y]}, d'_{[z]})$ ,  $\vec{d}' \in \mathbf{P}$ . Nach Abbildung 2.1b können die Funktionsausdrücke für  $\Upsilon_{\theta_\ell}$ ,  $\Upsilon_{\varphi_\ell}$ ,  $\Upsilon_\theta$  und  $\Upsilon_\varphi$  mit Hilfe der sphärischen Trigonometrie gefunden werden. Alternativ kann bei bekannten Koordinaten auch die Koordinatentransformation (2.7) angewendet werden. Für den Beam-Pointingvektors  $\vec{\ell} = (\ell_{[x]}, \ell_{[y]}, \ell_{[z]})$  und die LOS-Verbindung zwischen Tx- und Rx-Antenne  $\vec{u} = (u_x, u_y, u_z)$  ergibt sich

$$\vec{\ell} = \chi_1^0(\vec{d}'), \quad (2.8)$$

$$\vec{u} = \chi_1^0(\vec{x}'). \quad (2.9)$$

Die Azimutwinkel  $\varphi_\ell$ ,  $\varphi$  und die Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$ ,  $\theta$  ergeben sich dann aus der

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

sphärischen Koordinatentransformation

$$\Upsilon_{\theta_\ell}: \quad \theta_\ell = \arccos\left(\frac{\ell_{[z]}^2}{\sqrt{\ell_{[x]}^2 + \ell_{[y]}^2 + \ell_{[z]}^2}}\right), \quad (2.10)$$

$$\Upsilon_\theta: \quad \theta = \arccos\left(\frac{u_{[z]}^2}{u_{[x]}^2 + u_{[y]}^2 + u_{[z]}^2}\right), \quad (2.11)$$

$$\Upsilon_{\varphi_\ell}: \quad \varphi_\ell = \arctan2(\ell_{[y]}, \ell_{[x]}), \quad (2.12)$$

$$\Upsilon_\varphi: \quad \varphi = \arctan2(u_{[y]}, u_{[x]}). \quad (2.13)$$

Die Funktionskomposition von (2.1),  $(\Upsilon_{\theta_\ell}, \Upsilon_\theta, \Upsilon_{\varphi_\ell}, \Upsilon_\varphi)$  und (2.8) bzw. (2.9) liefert den Antennenkoeffizienten für jeden gegebenen Positionspunkt  $\vec{x}'$  in der Service Area  $\mathbf{S}_A$  durch

$$C \circ (\Upsilon_{\theta_\ell} \circ \chi_1^0(\vec{d}), \Upsilon_\theta \circ \chi_1^0(\vec{x}'), \Upsilon_{\varphi_\ell} \circ \chi_1^0(\vec{d}), \Upsilon_\varphi \circ \chi_1^0(\vec{x}')): \mathbf{P} \times \mathbf{S}_A \rightarrow \mathbf{I}, \text{ mit} \quad (2.14)$$

$$(\vec{d}, \vec{x}') \mapsto C(\Upsilon_{\theta_\ell}(\chi_1^0(\vec{d})), \Upsilon_\theta(\chi_1^0(\vec{x}')), \Upsilon_{\varphi_\ell}(\chi_1^0(\vec{d})), \Upsilon_\varphi(\chi_1^0(\vec{x}'))).$$

Mithilfe der Gleichung (2.14) kann nun für jeden beliebigen Punkt eines gegebenen Überfluggebietes, d. h. für beliebige  $\vec{u}$ , der Antennengewinn des  $i$ -ten Beam-Pointing-Vektors bestimmt werden. Wenn alle berechneten Punkte in eine Ebene projiziert werden, z. B. Beispiel auf die Erdoberfläche oder in die Umlaufbahn, so entsteht ein elliptisches Muster gemäß Abbildung 2.4b. Die Abbildung 2.4a zeigt das zugehörige Antennendiagramm des Beam-Pointing-Vektors. Das elliptische Muster kann als Kegelschnitt des Antennenbeams auf der gekrümmten Erdoberfläche verstanden werden. Die genaue Form von  $C(\vec{d}, \vec{x}')$  hängt in der Praxis natürlich von der konkreten Antennencharakteristik und der Orbitalhöhe ab. In Abschnitt 2.1.3 wird die Projektion und Analyse der daraus entstehenden Antennen Coverage im Detail beschrieben.

### 2.1.2 Überflug Geometrie

Für die Systembetrachtung eines LEO-Satellitensystems ist die Modellierung von unterschiedlichen Überflugzenarien von großer Bedeutung. Das liegt vor allem daran, dass jeder Satellitenüberflug zu einem zeitvarianten Verlauf verschiedener Kenngrößen in der Link Budget Berechnung führt. Bei der Betrachtung einzelner Satellit-Terminal Links ist lediglich ein kleiner Ausschnitt der Umlaufbahn von Interesse. Im Folgenden wird sich daher auf die Modellierung eines relativ kleinen geografischen Gebietes beschränkt. Gemeint ist das Gebiet, in welchem das Terminal und der Satellit eine direkte Funkverbindung haben. In ihrer einfachsten Form kann die Umlaufbahn eines LEO-Satelliten als Kreis mit dem Erdmittelpunkt als Ursprung beschrieben werden. Der Satellit bewegt sich mit einer bestimmten Umlaufzeit um die Erde. Während einer Orbitalperiode befindet sich der Satellit für eine bestimmte Zeit in der Sichtlinie (LOS) zu einer bestimmten Bodenstation. Dies wird als Überflugzenario oder Überflugereignis bezeichnet. Der Überflugpfad beschreibt die Flugbahn des Satelliten durch die Service Area des Terminals. Unter der Annahme einer kugelförmigen Erde kann die LEO-Satellitenbahn als Great-Circle modelliert werden. Ein

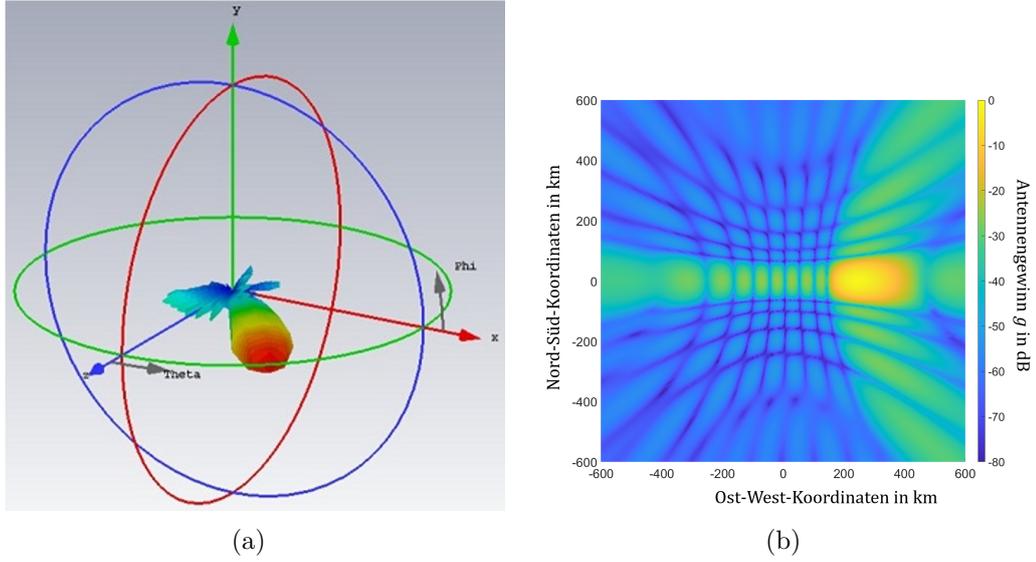


Abbildung 2.4: Darstellung des dreidimensionalen Antennendiagramms (a) und des in die Service Area projizierten Antennendiagramms (b) mit einem Beam-Pointingvektor von  $\theta_\ell = 40^\circ$  und  $\varphi_\ell = 0^\circ$ .

einzelnes Überflugeignis wird dann durch die Geodäte beschrieben. Eine Geodäte ist ein Abschnitt eines Great-Circles und definiert den kürzesten Weg zwischen zwei Punkten auf der  $\mathcal{S}^2$ . Zur Berechnung der Bahnpunkte  $\vec{x}_{wp}''$  auf einem Great-Circle in der Service Area wird ein drittes Koordinatensystem  $\text{CS}''$  verwendet. Der Ursprung ist der Erdmittelpunkt, wie in Abbildung 2.5 gezeigt. Die Wegpunkte des Orbits  $\vec{x}_{wp}''$  können mit der folgenden Funktion berechnet werden

$$\Omega: \mathbb{T}^4 \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbf{S}_A, \text{ mit } (\theta_A'', \varphi_A'', \alpha_A'', \lambda_{wp}'', r'') \mapsto \vec{x}_{wp}''. \quad (2.15)$$

Die Winkel  $\theta_A''$  und  $\varphi_A''$  beschreiben den Breitengrad bzw. den Längengrad der Position an der der Satellit in der Service Area eintrifft. Breitengrad und Längengrad sind in einem sphärischen Koordinatensystem mit dem Erdmittelpunkt als Ursprung angegeben. Der Winkel  $\alpha_A''$  stellt den Ankunftswinkel des Satelliten dar. Gemeint ist der Winkel zwischen dem Überflugpfad und dem jeweiligen Längengrad. Der zentrale Winkel zwischen dem berechneten Wegpunkt und dem Ankunftspunkt wird durch  $\lambda_{wp}''$  beschrieben. Diese Parameter sind in Abbildung 2.5 skizziert. Der Wegpunkt der Flugbahn im Orbit bzw. auf der Erde kann in Kugelkoordinaten als  $\vec{x}_{wp}'' = (\theta_{wp}'', \varphi_{wp}'', r'')$  ausgedrückt werden. Der Erd- oder Orbitradius ist dabei gegeben durch  $r''$ . Der Breitengrad  $\theta_{wp}''$  und der Längengrad  $\varphi_{wp}''$  können mit Hilfe der sphärischen Trigonometrie bestimmt werden, wie in [21] beschrieben. Mit (2.15) können die äquidistanten diskreten Überflugwegpunkte  $\vec{x}_{wp}''[k]$  berechnet werden. Dazu werden  $\theta_A'', \varphi_A'', \alpha_A'', r''$  festgelegt und  $\lambda_{wp}'' = k \Delta\lambda_{wp}''$  definiert. Die Überflugwegpunkte können in kartesischen Koordinaten innerhalb des Koordinatensystems  $\text{CS}'$  ausgedrückt werden. Die Transformationsfunktion  $\chi_{\frac{1}{2}}$  von  $\text{CS}''$  nach  $\text{CS}'$  erhält man durch die Translation des Ursprungs. Der Ursprung von  $\text{CS}''$  ist der Erdmittelpunkt und der

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

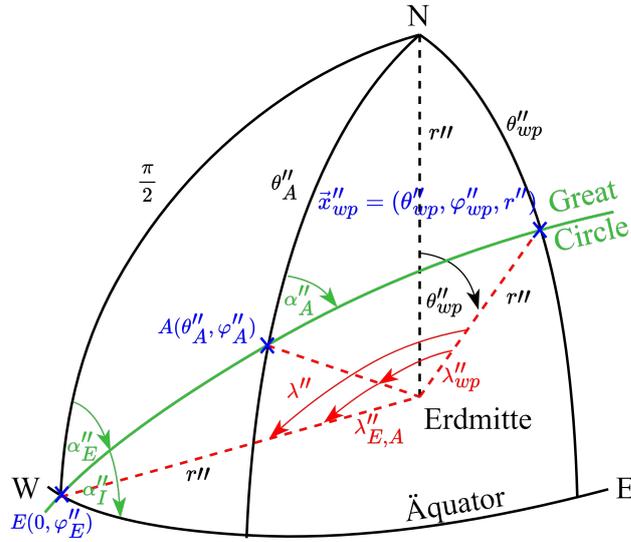


Abbildung 2.5: Geodäte zwischen einem Punkt und einem beliebigen weiteren Wegpunkt auf dem Great-Circle; In Anlehnung an [26].

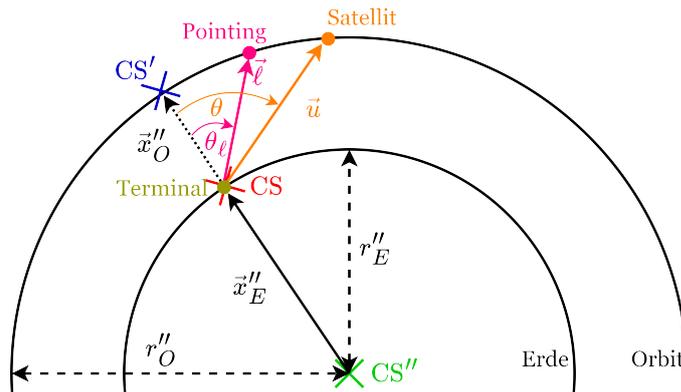


Abbildung 2.6: Winkel und Vektordefinition der drei Koordinatensysteme CS, CS' und CS'' im Uplink-Szenario.

Ursprung von CS' ist die Nadir-Position der Antenne. Daher erhält man  $\vec{x}'$  aus einem beliebigen gegebenen  $\vec{x}''$  durch

$$\chi_2^1: \mathbb{T}^2 \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbf{S}_A \text{ mit } (\theta'', \varphi'', r'') \mapsto \begin{pmatrix} r'' \sin(\theta'') \cos(\varphi'') \\ r'' \sin(\theta'') \sin(\varphi'') \\ r'' \cos(\theta'') \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x''_{\text{Nadir}} \\ y''_{\text{Nadir}} \\ z''_{\text{Nadir}} \end{pmatrix}. \quad (2.16)$$

Die Abbildung 2.6 zeigt die Beziehungen der drei definierten Koordinatensysteme für ein Uplink-Szenario.

### 2.1.3 Antennen Coverage

Die Antennen Coverage beschreibt den geografischen Bereich (Service Area), in dem sich das abgestrahlte Signal ausbreitet. Dies hängt eng mit dem Antennendiagramm

der Antenne und den Beamforming-Koeffizienten zusammen. Durch (2.14) wird eine Projektion des Antennendiagramms auf die Erdoberfläche bzw. in die Umlaufbahn beschrieben. Der Antennengewinn wird demzufolge für einen beliebigen gegebenen Beam-Pointingvektor  $\vec{d}_{(i)}^T$  auf die Service Area abgebildet. Wiederholt man den Projektionsprozess für alle definierten diskreten Pointingvektoren  $\vec{d}^T \in \mathbf{P}$ , so erhält man

$$\begin{aligned} (C \circ (\Upsilon_{\theta_{\ell_i}}, \Upsilon_{\theta} \circ \chi_1^0, \Upsilon_{\varphi_{\ell_i}}, \Upsilon_{\varphi} \circ \chi_1^0)(\vec{x}')) = \\ C(\Upsilon_{\theta_{\ell_i}}(\chi_1^0(\vec{d}_{(i)}^T)), \Upsilon_{\theta}(\chi_1^0(\vec{x}')), \Upsilon_{\varphi_{\ell_i}}(\chi_1^0(\vec{d}_{(i)}^T)), \Upsilon_{\varphi}(\chi_1^0(\vec{x}'))), \end{aligned} \quad (2.17)$$

mit fixiertem  $\vec{d}_{(i)}^T \in \mathbf{P}$ ,  $i = 1, \dots, N_{\text{dpv}}$ . Durch Superposition von allen  $N_{\text{dpv}}$  berechneten Antennenbeams  $C(\theta_{\ell_{(i)}}, \varphi_{\ell_{(i)}}, \theta, \varphi)$ , kann die Antennen Coverage abgeleitet werden. Die LEO-Beam-Acquisition wählt nun aus der gegebenen Menge von diskreten Pointingvektoren  $\mathbf{P}$ , zu jeder Zeit den optimalen Antennenbeam aus. Dies kann mathematisch modelliert werden, indem die Maximum-Norm für alle diskreten Pointingvektoren  $\vec{d}_{(i)}^T$  an einem bestimmten Standort (Punkt)  $\vec{x}'$  berechnet wird. Unter Berücksichtigung von (2.17) erhalten wir

$$\begin{aligned} C_{\max}: \mathbf{S}_A \rightarrow \mathbf{I} \text{ mit } C_{\max}(\vec{x}') = \\ \max_{i=1 \dots N_{\text{dpv}}} (C \circ (\Upsilon_{\theta_{\ell_{(i)}}}, \Upsilon_{\theta} \circ \chi_1^0, \Upsilon_{\varphi_{\ell_{(i)}}}, \Upsilon_{\varphi} \circ \chi_1^0)_{(i)}(\vec{x}')). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Aus diesem Ansatz folgt unmittelbar, dass von einer idealen Beam-Acquisition ausgegangen wird. Das heißt, dass immer der stärkste Pointingvektor  $\vec{d}_{(i)}^T$  ausgewählt wird. Die Einzelheiten des Verfahrens werden in [21] erläutert. Der Autor hat in [35] diese Annahme genauer untersucht und Herausforderungen in der praktischen Implementierung beschrieben. Dazu betrachtet das Kapitel 5 den Beam-Acquisition Algorithmus unter praktischen Gesichtspunkten. Die Antennen Coverage ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Die Form und Kontur der Antennengewinn-Koeffizienten ist eine Funktion des Antennendiagramms für einen bestimmten Pointingvektor und der Höhe der Umlaufbahn. Aufgrund der geometrischen Verzerrung während der Projektion ergibt sich ein elliptisches Muster bei großen Abstrahlungswinkeln. Direkt in der Hauptstrahlrichtung ( $\theta_{\ell} = 0^\circ$ ) ist das Antennenrichtdiagramm jedoch kreisförmig. Zusätzlich verursacht die Phased Array Antenne selbst eine Elliptisierung des Strahls, wenn sie von der Hauptachse weggelenkt ( $\theta_{\ell} > 0^\circ$ ) wird. Probleme entstehen durch die Winkeldifferenz  $\Delta^\circ$  zwischen benachbarten Beam-Pointingvektoren. Wenn  $\Delta^\circ$  groß ist, kann es zu Outage-Events beim Handover zwischen benachbarten Beam-Pointingvektoren kommen. Dadurch wird die Kanalkapazität stark begrenzt. Besonders in der Nähe der Hauptstrahlrichtung wird dieser Effekt kritisch, da die Öffnungswinkel (HPBW) der Beams bei kleinen Abstrahlungswinkeln ebenfalls klein sind, wie es in Abbildung 2.2 beobachtet werden kann.

In den vorangegangenen Betrachtungen wurde nur die Satelliten-Beamforming-Antenne berücksichtigt. Die zweite Antenne im Boden Terminal wurde als ideal angenommen, d. h. der Beam-Pointingvektor ist immer perfekt auf den Satelliten

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

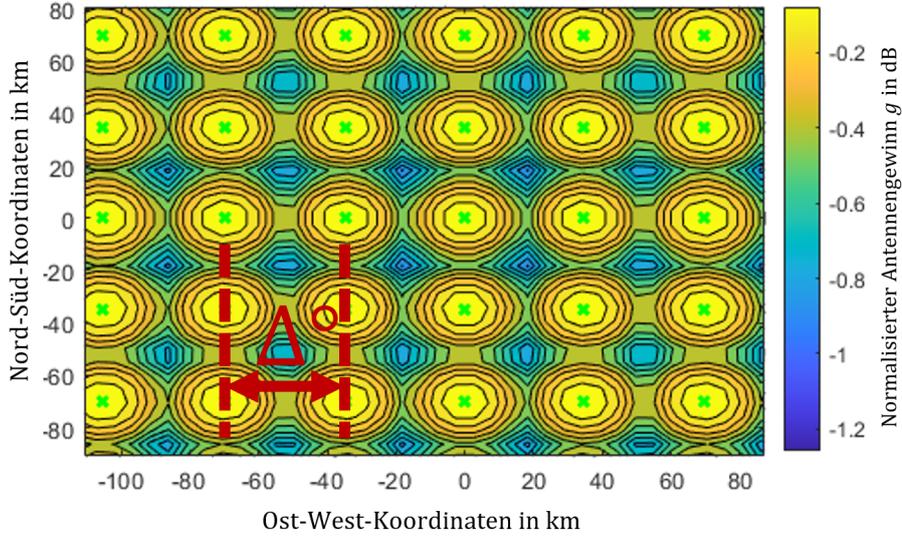


Abbildung 2.7: Darstellung der normierten Antennen Coverage einer diskreten Beamforming Antenne mit einer Pointingvektor-Auflösung von  $\Delta^\circ$  in deren Service Area; In Anlehnung an [26].

ausgerichtet und folgt diesem ohne Delay. Um beide Phased Array Antennen als nicht ideal zu modellieren, wird die Coverage beider Antennen, sowie die Überflüge für die Terminal- und die Satellitenantenne getrennt untersucht. Erst im Anschluss werden beide Funktionen kombiniert, um das Verhalten des Gesamtsystems mit zwei nicht idealen, d. h. mit diskreten Beam-Pointingvektoren zu erhalten. Der Vorgang wird auch in [36] beschrieben.

Um den Antennengewinn des Satelliten zu erhalten, wird der Satellitenstandort fixiert und das Nutzerendgerät (Terminal) bewegt sich innerhalb der Service Area des Satelliten relativ auf der Erdoberfläche, wie im schwarz dargestellten Fall in Abbildung 2.8. In diesem Szenario ist die Antenne des Benutzerterminals als ideal definiert. Der Autor hat das vollständige Verfahren in [21] erläutert.

Ein gleiches Verfahren wird verwendet, um eine nicht-ideale Antenne am Terminal zu simulieren. Dabei wird das Terminal in der mittleren Nadir-Position fixiert und der Satellit bewegt sich innerhalb der Service Area der Terminalantenne auf seiner Umlaufbahn. Daraus ergibt sich der zeitliche Verlauf des Antennengewinns für das Terminal, wie er im magenta dargestellten Fall in Abbildung 2.8 abgebildet ist.

Der endgültige Antennengewinn für das gesamte System innerhalb der Service Area wird dann unter Berücksichtigung von (2.18) ermittelt

$$C_{max}^{\text{Sys}} = C_{max}^{\text{Sat}} C_{max}^{\text{Term}}. \quad (2.19)$$

Die Antennen Coverage im Versorgungsgebiet des Satelliten ist dabei definiert als  $C_{max}^{\text{Sat}} \left( \chi_2^1(\vec{x}''_O) \right)$ . Und die Antennen Coverage des Terminals ist gegeben durch  $C_{max}^{\text{Term}} \left( \chi_2^1(\vec{x}''_E) \right)$ . Die Variablen  $\vec{x}''_E$  und  $\vec{x}''_O$  definieren die Position auf der  $S^2$  Erd-

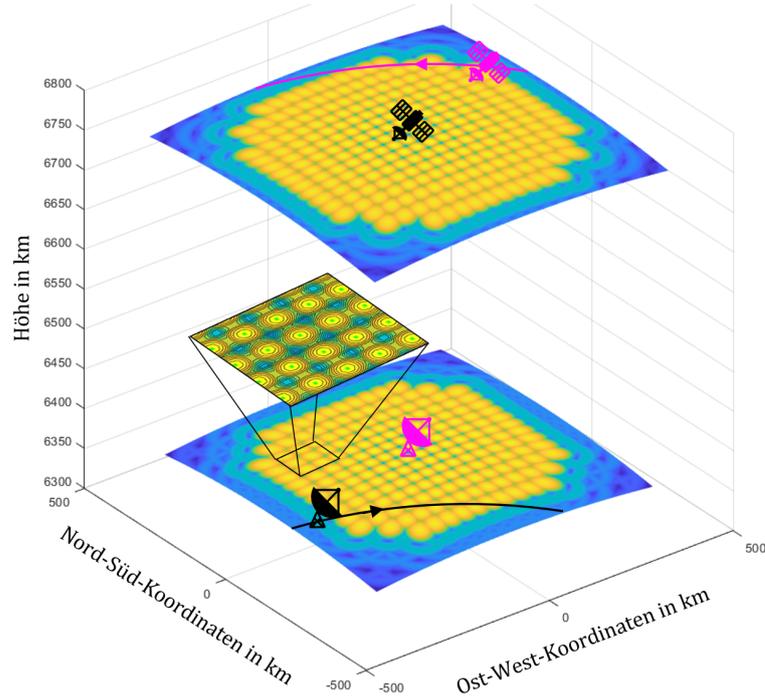


Abbildung 2.8: Darstellung eines LEO-Satelliten Überflugevents, mit der Flugbahn des Satelliten (magenta) in der Service Area der Terminalantenne und der aus der relativen Bewegung des Terminals resultierenden Flugbahn (schwarz) innerhalb der Service Area der Satellitenantenne; In Anlehnung an [36].

oberfläche und  $\mathcal{S}^2$  Umlaufbahn im Orbit. Die Transformation der Koordinaten vom Koordinatensystem  $CS''$  in  $CS'$  erfolgt mittels (2.16). Aufgrund der Modellierung des relativen Überflugs ergeben sich beide Koordinaten zueinander durch die Beziehung

$$\vec{x}_E'' = \frac{r_E''}{r_O''} \vec{x}_O'' \cdot \mathbf{R}_z'', \quad (2.20)$$

wobei  $r_E''$  den Erdradius und  $r_O'' = r_E'' + |\vec{h}|$  den Radius der Umlaufbahn definiert und  $\mathbf{R}_z''$  ist die Rotations-Matrix

$$\mathbf{R}_z'' = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.21)$$

Dadurch wird der Standort um  $\pi$  um die  $z''$ -Achse gedreht, wodurch die relative Bewegung des Benutzerterminals kompensiert wird, wie in Abbildung 2.8 gezeigt [36]. Aus (2.20) und (2.16) ergibt sich dann für (2.19) der folgende Ausdruck

$$C_{max}^{Sys}(\vec{x}_O'') = C_{max}^{Sat} \left( \chi_2^1(\vec{x}_O'') \right) C_{max}^{Term} \left( \chi_2^1 \left( \frac{r_E''}{r_O''} \vec{x}_O'' \cdot \mathbf{R}_z'' \right) \right). \quad (2.22)$$

### Generierung der Antennen Coverage aus aufgezeichneten Überflügen

Anstatt die System Coverage zu berechnen, kann die Coverage auch aus einer zuvor aufgezeichneten Reihe von Überflügen generiert werden. Das geht zum Beispiel innerhalb der Kalibrierungsphase kurz nach dem Satellitenstart. Diese Methode ist am besten geeignet, wenn nicht alle Parameter des LEO-Satellitensystems bekannt sind. Die einzige Information, die benötigt wird, ist der Satellitenstandort und die Antennengewinn-Koeffizienten der Antenne am jeweiligen Standort. Die Antennengewinn-Koeffizienten können mit Hilfe des gemessenen SNRs des empfangenen Signals bestimmt werden. Dafür wird die zuvor betrachtete Link Budget Berechnung aus (1.8) und (1.9) verwendet. Durch Mittelwertbildung aus vielen aufgezeichneten Überflügen können Unsicherheiten aufgrund zufälliger Einflüsse, wie zum Beispiel Regen, Wolken, usw. ausgeblendet werden. Es ist zu beachten, dass sich auf diese Weise nur die Coverage des Gesamtsystems  $C_{max}^{Sys}$  bestimmen lässt, weil in der SNR-Messung der Übertragungstrecke immer der Einfluss beider Antennen zusammen beobachtet wird. Die Koeffizienten der Antennen Coverage werden dann durch Interpolation der aufgezeichneten Überflugereignisse in ein einheitliches Gitter abgebildet. Der Interpolationsfehler hängt vom Abtastintervall der Messung ab. In einer numerischen Simulation wird diese Methode für ein beispielhaftes LEO-System untersucht. Die Höhe des LEO-Orbits beträgt 400 km, der Inklinationwinkel  $45^\circ$ . Die HPBW der Antennen beträgt  $3^\circ$  und die Pointingauflösung  $2^\circ$ . Die vollständigen verwendeten Systemparameter sind in der Tabelle 3.2 abgedruckt. Die Abbildung 2.9 veranschaulicht den logarithmischen Fehler der Antennengewinn-Koeffizienten in dB, der entsteht, wenn die Antennengewinn-Coverage aus  $N_{\text{flyover}}$  aufgezeichneten Überflugereignissen rekonstruiert wird. Der Graph tendiert zu einem maximalen Fehler von 0.5 dB bei 5000 Überflugszenarien. Die Abtastperiode der Messung beträgt 250 ms. Die Genauigkeit kann bei einer höheren Abtastauflösung, d. h. bei einer Messperiode von weniger als 250 ms, weiter erhöht werden.

## 2.2 Signal Modell

Für die Analyse der Systemperformance wird das Verhalten der LEO-Satelliten und deren Antennen während zahlreicher Überflugszenarien untersucht. Dafür werden die berechneten Antennengewinne in der Service Area aus Kapitel 2.1.3 auf die berechneten Überflugpfade aus Kapitel 2.1.2 abgebildet. Auf diese Weise ergibt sich der Verlauf des Antennengewinns während eines Überflugs. Ein wesentliches Merkmal der diskreten Strahlsteuerung ist die starke zeitliche Variation des effektiven Antennengewinns, wie es die farbkodierte Karte der Antennengewinne in Abbildung 2.7 zeigt. Die Funktion des Antennengewinns über die Zeit  $g(t)$ , kann basierend auf den hergeleiteten Wegpunkten beschrieben werden. Denn aus Kapitel 2.1.2 ist bekannt, dass LEO-Satelliten eine kreisförmige Umlaufbahn beschreiten und dabei eine gleichförmige Bewegung ausführen. Daher kann die Zeit  $\Delta T$  zwischen zwei Wegpunkten auf der Umlaufbahn  $\vec{x}_{wp}''[k]$  durch ihren Winkelabstand  $\Delta\lambda_{wp}''$  und den gegebenen

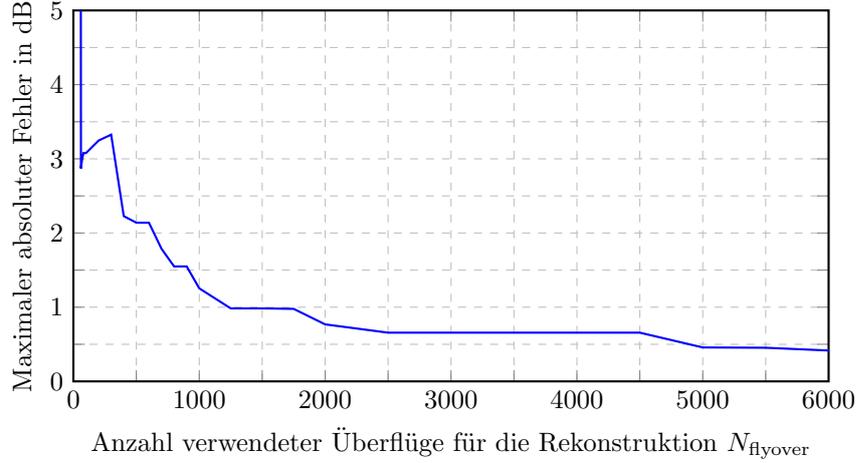


Abbildung 2.9: Maximaler absoluter Fehler der aus mehreren Überflügen hergeleiteten Antennen Coverage in der Service Area über die Gesamtzahl der zufälligen Überflüge, die zur Erzeugung der Abdeckung verwendet wurden; In Anlehnung an [26].

Radius  $r''$  berechnet werden

$$\Delta T = \frac{\Delta \lambda''_{wp}}{2\pi} \sqrt{\frac{(r'')^3}{G M_E}}. \quad (2.23)$$

Die Parameter sind in Abbildung 2.5 dargestellt. Die Gravitationskonstante ist durch  $G$  definiert und die Masse der Erde ist durch  $M_E$  gegeben. Aus praktischen Gründen wird  $g(t)$  im Folgenden als zeit-diskret abgetastete Funktion beschrieben, da der Empfänger in der Regel auch das SNR mit zeit-diskreter Auflösung misst. Die aufgezeichneten SNR-Werte können zur direkten Abschätzung der Antennengewinn-Koeffizienten verwendet werden. Aus (2.23) erhalten wir die Funktion  $\tau$  im zeit-diskreten Bereich

$$\tau: k \Delta T = \frac{k \Delta \lambda''_{wp}}{2\pi} \sqrt{\frac{(r'')^3}{G M_E}}, \quad (2.24)$$

mit dem Abtastindex  $k \in \mathbb{N}$ . Der Antennengewinn des Überflugpfads auf  $C_{max}^{\text{Sys}}$  kann durch Auswertung der Funktionskomposition von (2.19), (2.16) und (2.15) für einen gegebenen Ankunftspunkt  $A$  und mehrere Zentralwinkel-Schritte  $\lambda''_{wp}$  am Great-Circle berechnet werden

$$\begin{aligned} C_{max}^{\text{Sys}} \circ \chi \circ \Omega: \mathbb{T}^4 \times \mathbb{R}^+ &\rightarrow \mathbf{I} \text{ mit } (\theta''_A, \varphi''_A, \alpha''_A, \lambda''_{wp}, r'') \\ &\mapsto C_{max}^{\text{Sys}} \left( \chi_2^1(\Omega(\theta''_A, \varphi''_A, \alpha''_A, \lambda''_{wp}, r'')) \right). \end{aligned} \quad (2.25)$$

Dazu kann für jeden Punkt  $\vec{x}''_{wp}[k]$  auf der Geodäte mit einem gegebenen zugehörigen Zeitwert  $t$  der Winkelabstand  $\Delta \lambda''_{wp}$  berechnet werden. Daher wird die Umkehrfunktion von  $\tau$  verwendet

$$\tau^{-1}: \lambda''_{wp} = \frac{2\pi t}{\sqrt{\frac{(r'')^3}{G M_E}}}, \quad (2.26)$$

## 2. Mathematisches Modell eines LEO-Satellitensystems

mit  $\lambda''_{wp} = k \Delta \lambda''_{wp}$  für jeden beliebigen Zeitwert  $t = k \Delta T$ . Unter Verwendung von (2.25) und (2.26) können die äquidistanten diskreten Wegpunkte  $\bar{x}''_{wp}[k]$ , die im Abstand von  $\Delta \lambda''_{wp}$  liegen, direkt auf ihre entsprechenden Zeitpunkte  $t = k \Delta T$ , abgebildet werden

$$g: \mathbb{R} \rightarrow \mathbf{I} \text{ mit } t \mapsto C_{max}^{\text{Sys}} \left( \chi_2^1(\Omega(\theta''_A, \varphi''_A, \alpha''_A, \tau^{-1}(t), r'')) \right). \quad (2.27)$$

In der Praxis wird mit  $\Delta T$  das feste Messintervall für die Antennengewinn- bzw. Antennenverlustwerte  $g$  festgelegt. Es sollte gleich dem ACM-Aktualisierungsintervall gesetzt werden. Der Antennengewinn-Koeffizient  $g$  wird im Folgenden als dimensionslos betrachtet und beschreibt die effektive Antennengewinnschwankung. Weiterhin wird angenommen, dass alle durch  $g(t)$  beschriebenen Überflugereignisse zufällig und unabhängig sind. Sie werden nur durch den Inklinationswinkel  $\alpha''_I = \pi/2 - \alpha''_E$  definiert. Der Inklinationswinkel beschreibt den Ankunftswinkel an der Service Area.

Aufgrund der Tatsache, dass die Überflugereignisse von Natur aus quasi-zufällig sind, wird im folgenden Abschnitt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) zur Analyse der Antennengewinnstatistik verwendet. Darüber hinaus wird der gesamte Shannon-Kapazitätsverlust, der durch das diskrete Beampointing hervorgerufen wird, anhand der PDF geschätzt. Sei  $y(t)$  das Up- bzw. Downlink-Signal auf der Empfängerseite

$$y(t) = \sqrt{P_{\text{loss}}(t)g(t)} x(t) e^{j(2\pi(f_c + f_D)t + \phi(t))} + n(t), \quad (2.28)$$

wobei  $x(t)$  das Sendesignal mit der Leistung  $\sigma_X^2$  beschreibt. Der Verlust  $P_{\text{loss}}(t)$  nach (1.4) gibt den Pfadverlust einschließlich der atmosphärischen Dämpfung und der Wittereinflüsse an. Der zeitliche Verlauf der kombinierten Antennengewinn-Koeffizienten  $g(t)$  des Senders und Empfängers ist gemäß (2.27) gegeben und  $n(t)$  stellt das AWGN dar. Die Frequenz des Trägers  $f_c$ , die Dopplerfrequenz  $f_D$  und die Phasenverschiebung  $\phi(t)$  haben keinen Einfluss auf die Leistung des empfangenen Signals. Damit haben die Frequenz- und Phasenkomponenten auch keinen Einfluss auf die SNR-Berechnung. Unter der Annahme einer AWGN-Leistung von  $\sigma_N^2$  lässt sich das SNR des Signals zu einem bestimmten Zeitpunkt  $t$  wie folgt beschreiben

$$\gamma(t) = g(t) \frac{P_{\text{loss}}(t)\sigma_X^2}{\sigma_N^2} = g(t)\gamma_0. \quad (2.29)$$

Das SNR zum Zeitpunkt  $t$  wird demzufolge durch zwei Komponenten definiert. Das mittlere lokale SNR ist durch  $\gamma_0$  gegeben, wenn die Antennengewinn-Koeffizienten  $g$  zunächst vernachlässigt werden. Das mittlere lokale SNR  $\gamma_0$  beschreibt einen schmalbandigen Prozess, d. h. die zeitlich langsame Veränderung des SNR in einem typischen flachen Fading Kanal einer SATCOM LOS-Verbindung. Die zweite Komponente beschreibt den Prozess  $g(t)$  und ist ein breitbandiger Prozess. Er weist also eine hohe zeitvariante Änderung auf. Beide Prozesse überlagern sich.

## Kapitel 3

# Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

Die in Kapitel 2 beschriebene Schwankung des Antennengewinns wirkt sich unmittelbar auf das SNR des Empfangssignals aus. Das nicht ideale Pointing der ESAs beeinflusst die Datenrate des LEO-Kommunikationssystems und führt unweigerlich zu einem Kapazitätsverlust. In diesem Kapitel wird der Kapazitätsverlust näher analysiert. Zunächst werden numerische Berechnungen und Monte-Carlo Simulationen verwendet um zu zeigen, wie die zeitvariante Schwankung des Antennengewinns durch ACM in der Praxis so behandelt wird, dass Verbindungsabbrüche (engl. Outage-Events) vermieden werden. Darüber hinaus kann der Antennengewinnschwund als stochastischer Prozess betrachtet werden. Dies vereinfacht die Berechnungen zu den Kapazitätsverlusten und ermöglicht dennoch präzise Vorhersagen für die Link Budget Betrachtungen und allgemeine Systemanalyse.

### 3.1 Numerische Analyse von Satellitenüberflügen

In diesem Kapitel wird der Kapazitätsverlust anhand von Monte-Carlo Überflugsimulationen untersucht. Die Ergebnisse dieser Simulationen wurden vom Autor in [26] erstmalig veröffentlicht. Der Kapazitätsverlust wird durch eine ACM Simulation unter praktischen Gesichtspunkten untersucht. ACM ist ein Begriff, der in der drahtlosen Kommunikation verwendet wird, um die Anpassung von Modulation und Codierung an die Bedingungen auf der Funkstrecke zu bezeichnen, z. B. Pfadverluste, Interferenzen, Mehrwegeausbreitung und Abschattung. Mit ACM kann die Datenrate skaliert werden, womit die Robustheit der Datenübertragung angepasst werden kann. In der Praxis stehen dem ACM eine endliche Anzahl möglicher Modulationsarten und Codierraten (MODCOD) zur Verfügung und damit auch eine endliche Menge möglicher spektraler Effizienzen. Man kann aus den möglichen MODCODs Tupel der Form  $[S_{(n)}, \gamma_{(n)}]$  bilden. Dabei gibt  $S_{(n)}$  die spektrale Effizienz des  $n$ -ten MODCODs an. Das  $n$ -te MODCOD zeigt beim SNR  $\gamma_{(n)}$  eine Frame-Fehlerrate  $E_{\text{FER}}$  (engl. frame error rate, kurz FER) die kleiner ist als  $P_{\text{FER}}$ . Die Variable  $P_{\text{FER}}$  ist dabei die Wahrscheinlichkeit eines Paketverlusts, die vom Betreiber des LEO-Kommunikations-

### 3. Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

systems gerade noch toleriert wird. Für die Definition des Tupels  $[S_{(n)}, \gamma_{(n)}]$  kann man also formal definieren, dass

$$[S_{(n)}, \gamma_{(n)}] \text{ mit } E_{\text{FER}}(S_{(n)}, \gamma_{(n)}) \leq P_{\text{FER}} \quad \forall \gamma \geq \gamma_{(n)}. \quad (3.1)$$

Insbesondere kann die theoretisch postulierte Shannon-Kapazität nur durch ein ACM Verfahren erreicht werden, da ein einzelnes MODCOD nur eine fixe spektrale Effizienz hat. Das ACM-Schema muss demnach die MODCODs in Abhängigkeit des SNR auf Empfängerseite auswählen, so dass die instantane Datenrate maximiert wird.

$$n = \max_k (\gamma_{(k)} \text{ mit } \gamma \geq \gamma_{(k)}). \quad (3.2)$$

In den hier durchgeführten Simulationen wird das in Tabelle 3.1 gegebene ACM-Schema des DVB-S2 Standards angewandt. Bei der Verwendung von Phased Array Antennen in LEO-Satellitensystemen wird die breitbandige SNR-Schwankung hauptsächlich durch die Schwankung des Antennengewinns  $g(t)$  verursacht, wobei die Vermeidung von Verbindungsabbrüchen durch ACM realisiert wird. Man definiert ein sogenanntes Outage-Event (kurzzeitiger Verbindungsabbruch), wenn innerhalb des ACM Messintervalls  $\Delta t_{\text{ACM}}$  der instantane SNR  $\gamma$  unter  $\gamma_{(n)}$  fällt und sich damit die Frame-Fehlerrate stark erhöht. Da das ACM-System auf das SNR im Empfänger reagieren muss, indem ein für den jeweiligen SNR Bereich geeignetes MODCOD im Sender eingestellt wird, ist eine ständige Observierung des Empfängers nötig. Dieser muss dem Sender ständig mitteilen, ob das Signal empfangen und fehlerfrei decodiert werden kann. Es ist offensichtlich, dass dieser Signalisierungsaufwand mit einem Processing- und Laufzeit-Delay einhergeht. Häufig werden spezielle Algorithmen für die Kanalprädiktion eingesetzt, die das zu erwartende SNR vorhersagen sollen, um so bereits früher auf Schwankungen zu reagieren. Aber auch diese Schätzalgorithmen unterliegen einer gewissen Fehlertoleranz. Deshalb ist ein zusätzlich aufgeprägter SNR-Margin unabdingbar. Der Margin führt dazu, dass der SNR-Schwellenwert für die Anpassung des MODCODs herabgesetzt wird. Dies kann als eine Worst-Case-Annahme interpretiert werden. Dadurch können Schätzfehler und unerwartete starke Schwankungen kompensiert werden, ohne dass diese zu einem Verbindungsabbruch führen. Der Nachteil davon ist allerdings, dass der Sender immer ein weniger effizientes, aber dafür robusteres, MODCOD für die Übertragung auswählt. Für die nachfolgenden Untersuchungen wird zunächst davon ausgegangen, dass ein ideales-ACM vorliegt. Das bedeutet Processing- und Laufzeit-Verzögerungen werden nicht berücksichtigt. Darüber hinaus wird ein fehlerfreier Kanalprädiktions-Algorithmus verwendet. In Kapitel 4 werden dann verschiedene Prädiktionsmethoden vorgestellt und evaluiert. Außerdem wird die Signallaufzeit und das Processing-Delay berücksichtigt.

Für die Berechnungen wird das in Kapitel 2 aufgestellte System und Signal Modell verwendet. Die Systemparameter des LEO-Kommunikationssystems sind durch die Tabelle 3.2 gegeben. Diese Konfiguration entspricht einer realistischen LEO-Applikation. Da die exakten Antennendiagramme nicht für die Veröffentlichung bestimmt sind, wurde das in Kapitel 2.1.1 eingeführte Standardmodell eines uniformen planaren

Tabelle 3.1: DVB-S2 MODCOD Definition und Performance nach [37]

Mode	Spektrale Effizienz	Ideal SNR (dB) for FEC-FRAME length = 64800
QPSK 1/4	0.490243	-2.35
QPSK 1/3	0.656448	-1.24
QPSK 2/5	0.789412	-0.30
QPSK 1/2	0.988858	1.00
QPSK 3/5	1.188304	2.23
QPSK 2/3	1.322253	3.10
QPSK 3/4	1.487473	4.03
QPSK 4/5	1.587196	4.68
QPSK 5/6	1.654663	5.18
QPSK 8/9	1.766451	6.20
QPSK 9/10	1.788612	6.42
8PSK 3/5	1.779991	5.50
8PSK 2/3	1.980636	6.62
8PSK 3/4	2.228124	7.91
8PSK 5/6	2.478562	9.35
8PSK 8/9	2.646012	10.69
8PSK 9/10	2.679207	10.98
16APSK 2/3	2.637201	8.97
16APSK 3/4	2.966728	10.21
16APSK 4/5	3.165623	11.03
16APSK 5/6	3.300184	11.61
16APSK 8/9	3.523143	12.89
16APSK 9/10	3.567342	13.13
32APSK 3/4	3.703295	12.73
32APSK 4/5	3.951571	13.64
32APSK 5/6	4.119540	14.28
32APSK 8/9	4.397854	15.69
32APSK 9/10	4.453027	16.05

Arrays verwendet. Die Parameter HPBW, Scan-Loss und Pointingauflösung stellen das Antennenmodell in ausreichender Abstrahlung nach. Der Inklinationwinkel ist willkürlich gewählt und hat ohnehin keinen Einfluss auf die Systemperformance, da nur ein sehr kleiner geografischer Ausschnitt um das Terminal (Service Area des Terminals) betrachtet wird. In der Monte-Carlo Simulation werden mehrere tausend zufällige Überflüge generiert und anschließend analysiert. Die Abbildung 3.1 zeigt den zeitlichen Verlauf des normierten SNR-Verlustes von einem zufällig generierten Überflug in blau. Bei bekanntem Rauschlevel und Pfadverlust kann direkt auf den Antennengewinn geschlussfolgert werden. Wenn der schmalbandig zeitvariante Prozess des Freiraum-Pfadverlusts  $P_{\text{loss}}(t)$  vernachlässigt wird, kann nach (2.29) das SNR des empfangenen Signals und damit auch die spektrale Effizienz direkt aus den Antennengewinn-Koeffizienten geschlussfolgert werden. Das Vernachlässigen von  $P_{\text{loss}}(t)$  ist eine gültige Annahme, weil dieser Effekt durch die Regelung der Sendeleistung sehr gut ausgeglichen werden kann. Die grüne Kurve zeigt demzufolge den effektiven Antennengewinn den das ACM-System in der Praxis nutzt. Die in Tabelle 3.1 definierten MODCODs stellen eine Quantisierung des spektralen Effizienzbereichs dar. Aufgrund dieser Quantisierung kann das ACM-System der blauen Kurve nicht kontinuierlich folgen. Die resultierende Kurve ist demnach ebenfalls

### 3. Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

Tabelle 3.2: Satelliten und Terminal Parameter

Parameter	LEO-Satellit	User Terminal
Orbitalhöhe $ \vec{h} $	400 km	-
Inklinationswinkel $\alpha_I''$	45°	-
Antennendiagramm $C(\theta_\ell, \varphi_\ell, \theta, \varphi)$	Definiert durch (2.2) und (2.5), mit $ A_{m,n}  = 1$ , $d_x^{rel} = d_y^{rel} = 0.5$ und $Q = 1.3$	
Antennen Scan-Loss	0 dB bei $\theta_\ell = 0^\circ$ (-3 dB bei $\theta_\ell = 50^\circ$ )	0 dB bei $\theta_\ell = 0^\circ$ (-3.5 dB bei $\theta_\ell = 55^\circ$ )
Antennen Scan-Bereich $2\theta_{\ell_{max}}$	100° ( $\theta_{\ell_{max}} = 50^\circ$ )	110° ( $\theta_{\ell_{max}} = 55^\circ$ )
Antennen HPBW	3°×3° bei $\theta_\ell = 0^\circ$ (5°×4° bei $\theta_\ell = 50^\circ$ )	3°×3° bei $\theta_\ell = 0^\circ$ (5°×4° bei $\theta_\ell = 55^\circ$ )
Antennen-Pointingauflösung	2° in $x$ -Richtung und 2° in $y$ -Richtung	

quantisiert. Auf diese Weise kann jedem Zeitpunkt des Überflugs ein MODCOD, bzw. eine feste spektrale Effizienz, zugeordnet werden. Daraus folgt die ergodische spektrale Effizienz  $S_{erg}$ . Die ergodische spektrale Effizienz ist der stochastische Mittelwert der instantanen spektralen Effizienz über zufällige Überflugszenarien. Im Verhältnis zur maximal erreichbaren spektralen Effizienz des ACM-Systems (also bei idealen Pointing) lässt sich der spektrale Effizienz-Verlust in % wie folgt bestimmen

$$\Delta S = 100 \frac{S_{ACM} - S_{erg}}{S_{ACM}}. \quad (3.3)$$

Ideales Pointing meint, dass sich die Beams der beiden Antennen kontinuierlich und ohne Zeitverzögerung auf die exakte Position ausrichten. Darüber hinaus wurde im Folgenden zunächst von einem idealem ACM ausgegangen. Das bedeutet, dass der Antennengewinn zu jedem Zeitpunkt bekannt ist und das MODCOD ohne zeitliche Verzögerungen immer auf den optimalen Wert wechseln kann. In der Simulation wurde ein AWGN-SNR von 16 dB angenommen, was der im DVB-S2 Standard definierten MODCOD-Schwelle von 32APSK  $9/10$  entspricht. Dieser MODCOD ist gleichzeitig auch der effizienteste Modus im DVB-S2 [37], mit einer spektralen Effizienz von 4.45 Bit/s/Hz. Aufgrund der diskreten Ausrichtung beträgt der simulierte durchschnittliche SNR-Verlust gegenüber einer idealen Antenne ohne diskretes Pointing -1.58 dB. Daher ergibt sich das durchschnittliche SNR zu 14.42 dB. Gemäß (3.3) wird nun der theoretische spektrale Effizienzverlust für das beobachtete SNR bei einer Pointingauflösung von  $\Delta^\circ = 2^\circ$  auf 6.97 % berechnet. Die Simulation wurde ebenfalls für zwei weitere Rauschpegel wiederholt. Die Ergebnisse für alle drei Rauschpegel sind in Tabelle 3.3 aufgeführt. Die Abbildung 3.2 veranschaulicht den spektralen Effizienzverlust zwischen dem DVB-S2 Standard und der numerischen ACM-Simulation unter Berücksichtigung der Pointing-Beeinträchtigungen durch Phased Array Antennen (nicht-ideales Pointing) unter idealer Vorhersage der Antennengewinne (ideales ACM).

### 3.1 Numerische Analyse von Satellitenüberflügen

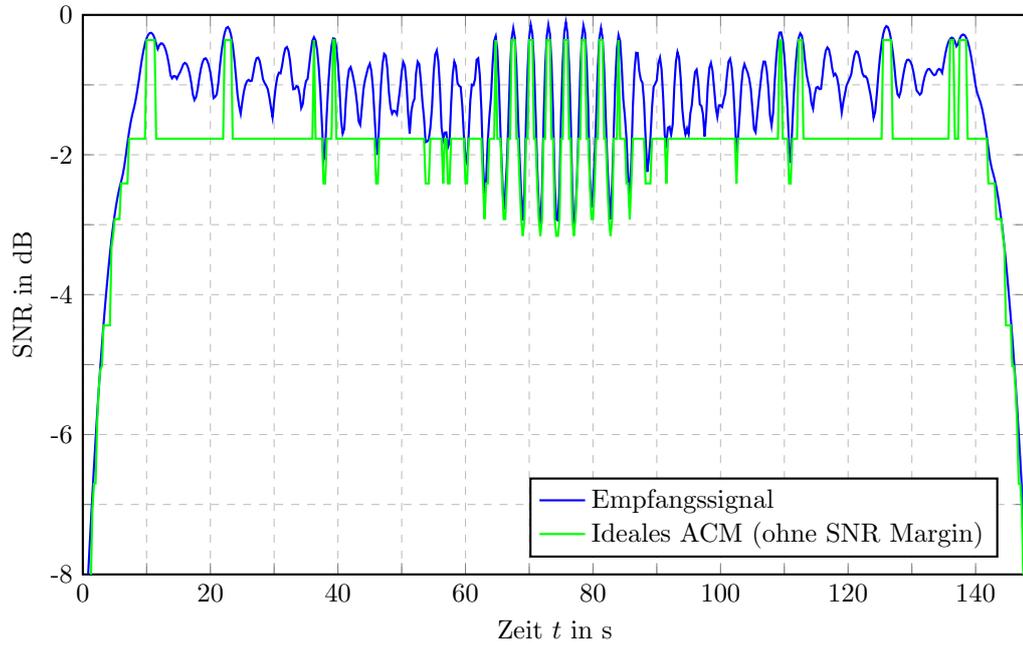


Abbildung 3.1: ACM-Simulation eines zufälligen Überflugs mit idealer Kanalschätzung und ohne Einfluss von Processing-Delay und Signalisierungslaufzeit.

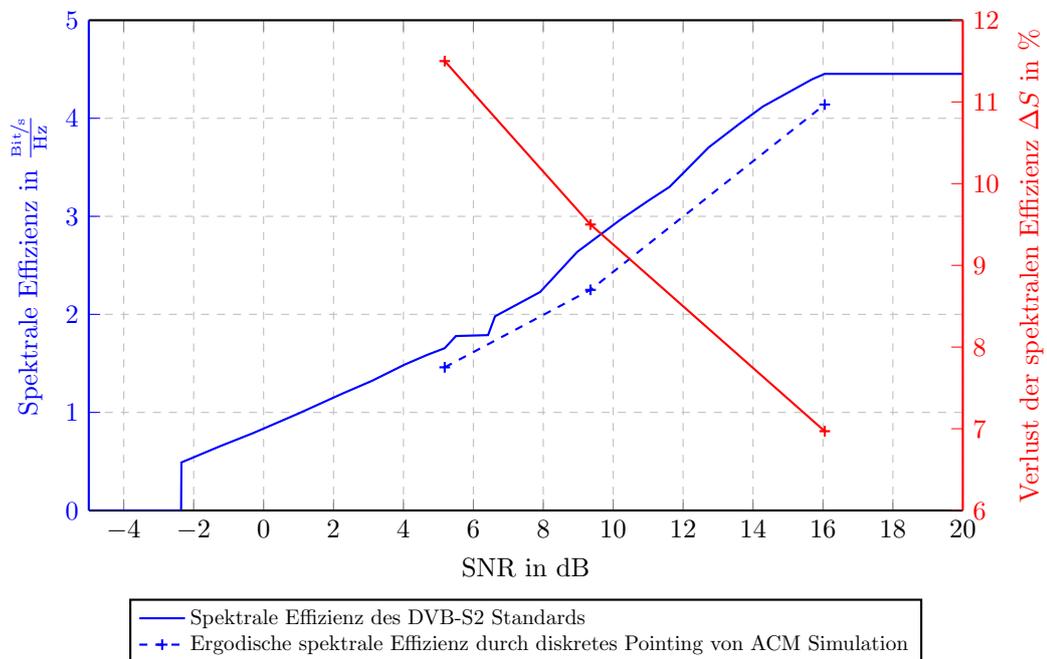


Abbildung 3.2: Vergleich der spektralen Effizienzverluste bei diskretem Pointing nach DVB-S2-Standard und Monte-Carlo ACM-Simulation mit  $\Delta^\circ = 2^\circ$  und einem Öffnungswinkel in Hauptstrahlrichtung von  $3^\circ \times 3^\circ$ ; In Anlehnung an [26].

### 3. Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

Tabelle 3.3: System Performance bei idealem ACM

SNR Margin	AWGN = 16 dB		AWGN = 9.4 dB		AWGN = 5.2 dB	
	Mittlere ergo- dische spektrale Effizienz	Spek- traler Effizienz Verlust $\Delta S$	Mittlere spektrale Effizienz	Spek- traler Effizienz Verlust $\Delta S$	Mittlere spektrale Effizienz	Spek- traler Effizienz Verlust $\Delta S$
0.0 dB	$4.14 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	6.97 %	$2.25 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	9.5 %	$1.46 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	11.50 %

## 3.2 Statistische Analyse von Satellitenüberflügen

Anstelle der numerischen Untersuchung aus dem vorangegangenen Kapitel, kann der Kapazitätsverlust auch als ein stochastischer Prozess betrachtet werden. Damit lassen sich Aussagen über den Verlust der ergodischen spektralen Effizienz des Systems treffen. Es drängt sich hier zunächst die Frage auf, weshalb solch eine Betrachtung sinnvoll ist, wo doch alle praktisch relevanten MODCODs von der theoretischen Shannon-Kapazität abweichen. Der Grund hierfür ist, dass diese Art der Berechnung mit wesentlich weniger Rechenaufwand verbunden ist, wobei dennoch genaue Ergebnisse erzielt werden. Ein weiteres Argument für diesen Ansatz ist, dass zu Beginn eines LEO-Systemdesign-Prozesses nur der Beweis der groben Machbarkeit und die Festlegung wesentlicher Systemparameter im Vordergrund stehen. Solche Systemparameter sind zum Beispiel: Orbit, Inklination, Sendeleistung, Trägerfrequenzen, Kanalbandbreiten und grobe Anforderungen an die Antennen. All diese Parameter sind wichtig für ein ITU-Filling, d. h. für die Anmeldung des neu zu entwerfenden LEO-Systems für die internationale Frequenzkoordinierung. Der Antrag dauert in der Regel mehrere Jahre und wird daher bereits sehr früh zu Beginn der Projektphase gestellt. Deshalb müssen die notwendigen Parameter bereits zu Beginn definiert werden und das funktioniert ausschließlich, wenn belastbare Performance-Kennzahlen vorliegen. Der Verlust in der spektralen Effizienz durch den Einsatz von ESA ist ein solcher Performance-Indikator. Des Weiteren wird der folgende Abschnitt veranschaulichen, dass sich der relative Verlust in der ergodischen spektralen Effizienz in realistischen ACM Systemen auf die gleiche Weise verhält. Als Vergleichswert dient an dieser Stelle allerdings nicht die spektrale Effizienz der MODCODs, sondern die Shannon-Kapazität des Kanals. Beide Schwellenwerte liegen in der Praxis nah beieinander. Der Autor hat in [21] erstmalig den stochastischen Ansatz vorgeschlagen und in [26] diesen Ansatz erfolgreich durch die DVB-S2 Wellenform verifiziert.

Sei die spektrale Effizienz  $S$  eine Funktion des mittleren lokalen SNR  $\gamma_0$  und des Antennengewinn-Koeffizienten  $g$ , dann lässt sich diese durch die folgende Funktion definieren

$$S(g) = \log_2(1 + g(t)\gamma_0), \quad (3.4)$$

wobei  $S_0 = S(1)$  als die spektrale Effizienz einer idealen Antenne definiert ist, gemessen in Bit/s/Hz. Da  $g$  der effektive Verlust der kombinierten Antennengewinne ist, wird er im Einheitsintervall  $0 \leq g \leq 1$  oder in der entsprechenden logarithmischen Skala  $10 \log_{10}(g)$  definiert.

### 3.2 Statistische Analyse von Satellitenüberflügen

Normalerweise variiert das Link Budget, aber der Freiraum-Pfadverlust  $P_{\text{loss}}$  und damit  $\gamma_0$  sind deterministische Werte für gegebene Überflugzeitpunkte  $t$ . Sie werden nur durch die LEO-Systemparameter bestimmt. Im Folgenden wird der Antennengewinn-Koeffizient  $g$  jedoch als statistisch unabhängig von den Pfadverlusten im freien Raum betrachtet. Daher hat der Autor in [21] vorgeschlagen, den Koeffizienten  $g$  als zusätzlichen zufälligen Dämpfungsfaktor im LEO Link Budget zu verwenden, der aus einem stochastischen Prozess stammt. Es wurde gezeigt, dass der Prozess dieser willkürlichen Schwankung des Antennengewinns nur durch seine statistischen Eigenschaften definiert werden kann. Deshalb wird zunächst die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p_G(g)$  (engl. Probability density function, kurz PDF) definiert. Wie bereits postuliert, vermindert die Schwankung des Antennengewinns schließlich die ergodische Shannon-Spektraleffizienz

$$S_{\text{erg}} = \int_0^1 \log_2(1 + g\gamma_0) p_G(g) dg, \quad (3.5)$$

die als probabilistischer Mittelwert der gegebenen Antennengewinnschwankung-PDF  $p_G(g)$  beschrieben wird.

Da die wahre PDF  $p_G(g)$  nicht bekannt ist, kann sie nur durch die im Folgenden beschriebene empirische PDF angenähert werden. Die empirische PDF wird mittels Monte-Carlo Simulation ermittelt. Unter der Annahme, dass der stochastische Prozess der Antennengewinnschwankung ein stationärer Zufallsprozess ist, kann die PDF für jedes beliebige Überflugereignis aus einer Monte-Carlo-Überflugsimulation abgeleitet werden. Weiterhin kann unter der Annahme von Ergodizität, die PDF für ein zufälliges Überflugereignis gleich der PDF für einen beliebigen Punkt innerhalb der Service Area der Antenne gesetzt werden. Abbildung 3.3 zeigt ein entsprechendes Beispiel für die empirisch hergeleitete PDF.

Die Form der PDF hängt von den Parametern des LEO-Systems (Orbitalhöhe, Antennenrichtdiagramm, Scan-Loss, usw.) und insbesondere von der Dichte  $\Delta^\circ$  und der Verteilung der Beam-Pointingvektoren ab. Der spektrale Effizienzverlust kann als wichtiger Indikator für die Performance eines gegebenen Pointingvektor-Setups herangezogen werden. Daher wird der spektrale Effizienzverlust  $\Delta S$  als die prozentuale Differenz zwischen  $S_{\text{erg}}$  und  $S_0$  definiert

$$\Delta S = 100 \frac{S_0 - S_{\text{erg}}}{S_0}. \quad (3.6)$$

Die Abbildung 3.4 zeigt den Verlust der spektralen Effizienz auf Basis von (3.5) für  $\Delta^\circ = 2^\circ$  und einen Beam-Öffnungswinkel von  $3^\circ$ . Auf diese Weise überlagern sich die Footprints benachbarter Beams, wodurch Outage-Regionen reduziert werden. Die Shannon-Kapazität beschreibt die maximal theoretisch erreichbare Kanalkapazität, wenn ideale Antennen ohne diskrete Pointingeigenschaften verwendet werden, wie z. B. mechanisch nachgeführte Parabolantennen, ohne tracking Delay. Die blaue gestrichelte Kurve stellt die maximal erreichbare Effizienz dar, wenn diskret ausgerichtete Phased Array Antennen verwendet werden. Die rote Kurve zeigt den daraus resultierenden Verlust an spektraler Effizienz gegenüber dem Shannon-Limit. Im Durchschnitt

### 3. Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

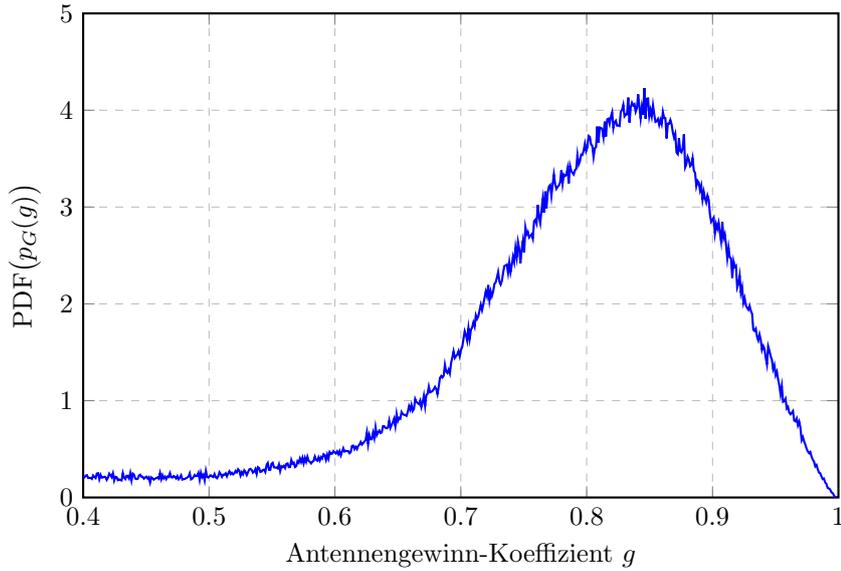


Abbildung 3.3: Beispielpdf des LEO-Antennengewinn-Phänomens für einen beliebigen Punkt in der Service Area; In Anlehnung an [26].

beträgt der Verlust 11.1 % in dem gegebenen SNR-Intervall von  $-5$  bis  $20$  dB. In Tabelle 3.4 sind einige weitere Verlust-Werte angegeben, die sich auf den diskreten Winkelabstand  $\Delta^\circ$  der Pointingvektoren beziehen. Das Verhältnis zwischen der Dichte des Pointingvektors und dem Öffnungswinkel der Antenne hat einen erheblichen Einfluss auf den Gesamtverlust in der spektralen Effizienz [18]. Alle Werte innerhalb der Tabelle 3.4 haben die in Tabelle 3.2 gegebenen Systemparameter verwendet.

Tabelle 3.4: Shannon-Kapazitätsverlust

$\Delta^\circ$	Anzahl der Pointingvektoren für die gegebene Service Area		Durchschnittlicher Verlust an spektraler Effizienz $\Delta S$ mit $\gamma_0 = [-5; 20]$ dB	Verlust an spektraler Effizienz $\Delta S$ mit $\gamma_0 = 16$ dB	Verlust an spektraler Effizienz $\Delta S$ mit $\gamma_0 = 9.4$ dB	Verlust an spektraler Effizienz $\Delta S$ mit $\gamma_0 = 5.2$ dB
	Satellit	Terminal				
2°	2189	2708	11.1 %	6.2 %	9.2 %	11.9 %
3°	988	1213	22.4 %	13.5 %	19.9 %	24.9 %
4°	536	692	38.7 %	25.8 %	36.2 %	43.1 %
5°	345	425	53.4 %	39.5 %	51.1 %	58.8 %
6°	249	305	65.4 %	52.2 %	64.6 %	71.0 %
7°	185	224	75.2 %	65.5 %	75.1 %	79.5 %
8°	141	176	82.7 %	75.7 %	82.7 %	85.9 %

Man beachte, dass sowohl  $g$  als auch  $P_{\text{loss}}$  deterministische Werte für eine bestimmte Zeit  $t$  und bestimmte Koordinaten der Bodenstation sind. Aus der Kapazitätstheorie von drahtlosen terrestrischen Mobilfunksystemen wurde jedoch die Annahme verwendet, dass  $g$  ein stationärer Schwankungs-Effekt im Zeitbereich  $t$  als auch im Bereich des Terminal Standorts ist. Diese vernünftige Annahme entfernt die Zeit- und Ortsvariablen aus den Gleichungen und führt zu (3.5) und (3.6).

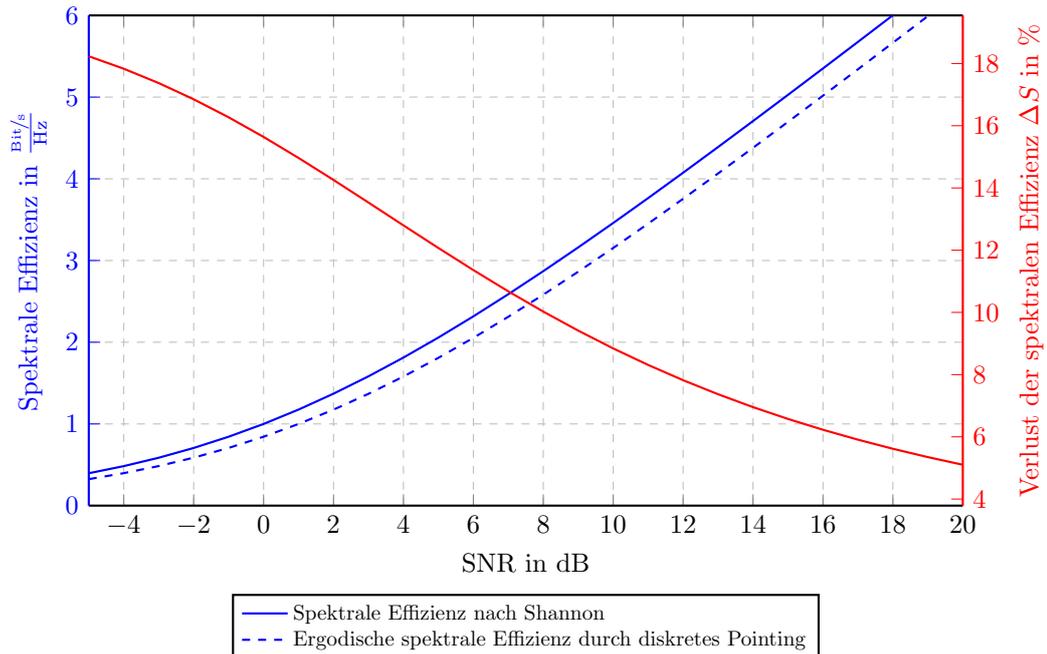


Abbildung 3.4: Vergleich des Verlusts an spektraler Effizienz bei diskreter Ausrichtung, bei  $\Delta^\circ = 2^\circ$  und einem Öffnungswinkel der Antenne in Hauptstrahlrichtung von  $3^\circ \times 3^\circ$  mit der Shannon-Kapazität; In Anlehnung an [26].

Im Vergleich zu den Ergebnissen aus Abschnitt 3.1, wo anhand von realistischen numerischen ACM-Simulationen sehr ähnliche Ergebnisse erzielt wurden, ist festzuhalten, dass dies eine gültige Annahme ist und der stochastische Ansatz sehr genaue Performance-Ergebnisse liefert.

Im Vergleich zu den statistisch hergeleiteten Werten aus Tabelle 3.4 und Abbildung 3.4 passen die Monte-Carlo simulierten Werte gut für den idealen ACM Fall (ideale Kanalschätzung und MODCOD Umschaltung ohne Verzögerung), wie in Abbildung 3.5 gezeigt wird. Die spektrale Effizienz der ACM-Simulation ist niedriger als mittels des statistischen Ansatzes vorausgesagt (blaue Kurven). Dies ist auf den Kodierungsverlust des hier betrachteten DVB-S2-Standards zurückzuführen. Der relative Verlust (rote Kurven) für beide Ansätze stimmt jedoch überein. Berechnet wurde der relative Verlust mittels der Gleichungen (3.3) und (3.6). Demnach bildet der statistische Ansatz eine gute Näherung zur aufwendigeren numerischen Berechnung. Die Näherung setzt eine möglichst effiziente Umsetzung der MODCODs voraus. Für die meisten verfügbaren Kommunikationsstandards trifft dies jedoch zu. Vor allem in der frühen Phase des Systemdesigns sind kleine Toleranzfehler in der Berechnungsgenauigkeit vertretbar, weil es ohnehin nur um die grobe Machbarkeit des Satellitensystems geht. Mithilfe der zu erwartenden spektralen Effizienz und der erforderlichen Datenrate, können im Anschluss die Systemparameter: Bandbreite, Frequenzband, Sendeleistung, usw. abgeleitet werden. Diese Abschätzungen sind wichtig, weil sie für die Anmeldung des Satellitensystems bei der ITU benötigt werden. Dieser Prozess dauert oft mehrere Jahre, weshalb er bereits zu Beginn der

### 3. Kapazitätsverlust durch Beamforming-Antennen

Entwicklung mit belastbaren Daten angestoßen wird.

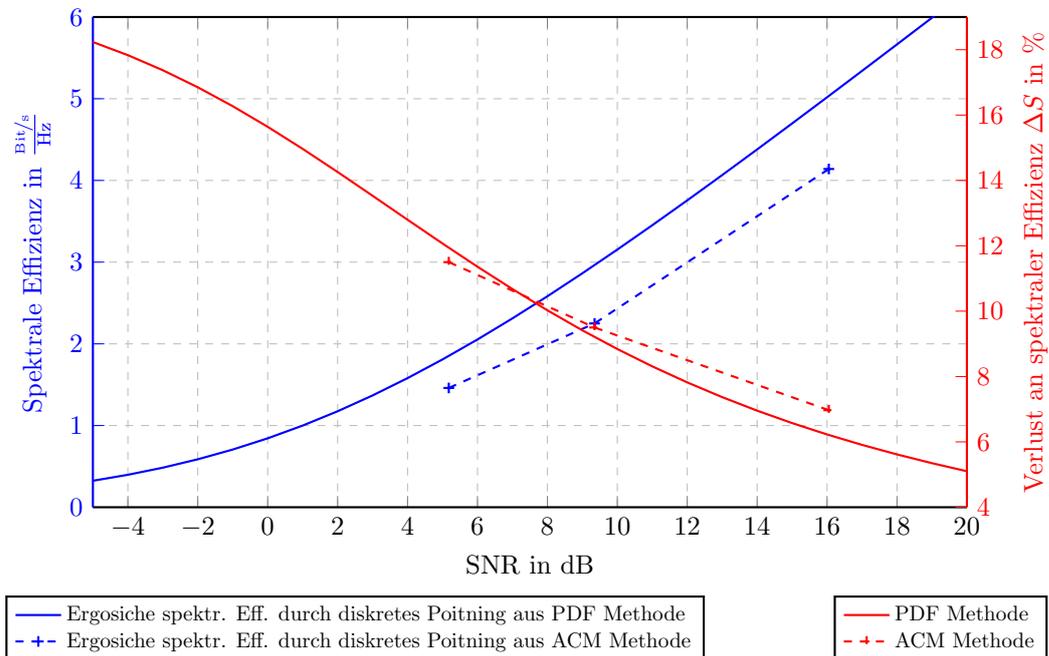


Abbildung 3.5: Vergleich des Verlusts der spektralen Effizienz aus der Monte-Carlo ACM-Simulation (Abschnitt 3.1) und aus dem statistischen Ansatz (Abschnitt 3.2), mit  $\Delta^\circ = 2^\circ$  und einem Öffnungswinkel des Beams von  $3^\circ \times 3^\circ$  in Hauptstrahlrichtung; In Anlehnung an [26].

## Kapitel 4

# Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

Im vorangegangenen Kapitel wurde gezeigt, dass nicht-ideales Pointing zu einem erheblichen Verlust in der spektralen Effizienz führt. Dabei wurden zunächst nur ideale Annahmen berücksichtigt. In der Praxis muss mit einem zusätzlichen weiteren Verlust gerechnet werden, wenn praktische Einflüsse in die Berechnungen mit einbezogen werden. Konkret bezogen sich die Untersuchungen aus Kapitel 3.1 ausschließlich auf ein ideales ACM-System. Ein ideales ACM-System meint in diesem Kontext ohne Berücksichtigung von in der Praxis auftretenden Signalisierungslaufzeiten, Latenzen und Rechenlaufzeiten für die Schätzung der Signal Qualität, sowie ohne Einbeziehung von Schätzfehler in der Kanalprädiktion. Die Signalisierungslaufzeit und die Berechnungszeit wird allgemein unter der ACM-Updatezeit  $\Delta t_{\text{ACM}}$  zusammengefasst. Im zugrunde liegenden LEO-Kommunikationssystem liegt diese bei 250 ms.

Im folgenden Kapitel werden verschiedene Methoden zur Schätzung der Antennengewinn-Koeffizienten vorgestellt und im Sinne der ACM-Performance evaluiert. Der Verlust in der spektralen Effizienz  $\Delta S$  nach (3.3) ist hier wieder der entscheidende Indikator. Unabhängig von der gewählten Methode zur Antennengewinnschätzung muss hierbei immer die statistische Genauigkeit der Vorhersagen betrachtet werden, um daraus Rückschlüsse auf die Fehlerwahrscheinlichkeit des Algorithmus zu ziehen. Die Fehlerwahrscheinlichkeit ist demzufolge der Gütefaktor des gewählten Schätzalgorithmus. Da kein Algorithmus ein absolutes Wissen über die Beschaffenheit des zeitvarianten Kanals hat, ist die Genauigkeit der einzelnen Methoden von den zugrunde liegenden Informationen für die Berechnung abhängig. Die Antennengewinnschätzung unterliegt demzufolge einer gewissen Toleranz, die von den Systemingenieuren mit einkalkuliert werden muss. Dies geschieht durch den sogenannten SNR-Margin, wie in Abbildung 4.1 veranschaulicht. Der gemessene SNR  $\gamma$ , definiert durch (3.2) das MODCOD  $[S_{(n)}, \gamma_{(n)}]$ . Um die Wahrscheinlichkeit eines Outage-Events zu verringern, wird das gemessene SNR um den Margin  $\gamma_{\text{marg}}$  reduziert, was zu  $\hat{\gamma}$  führt

$$\hat{\gamma} = \frac{\gamma}{\gamma_{\text{marg}}}, \text{ bzw. im logarithmischen } \hat{\gamma} = \gamma - \gamma_{\text{marg}}. \quad (4.1)$$

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

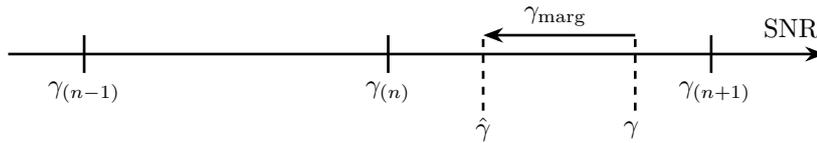


Abbildung 4.1: Grafische Darstellung des ACM-Margins.

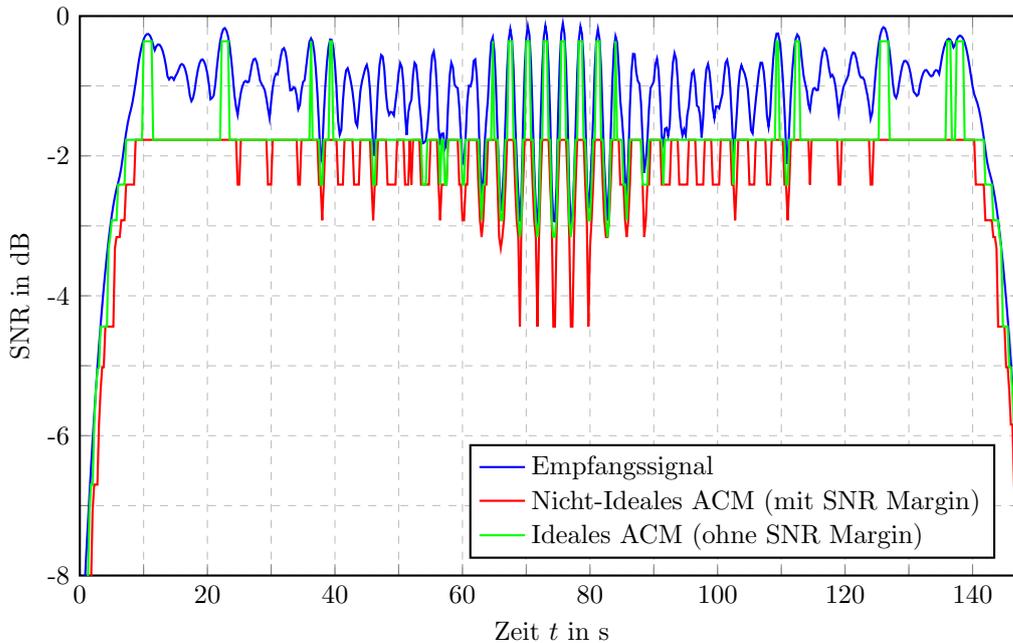


Abbildung 4.2: ACM-Simulation eines zufälligen Überflugs mit nicht-idealer Kanalschätzung und mit Einfluss von Processing-Delay und Signalisierungslaufzeit; In Anlehnung an [26].

Wenn  $\hat{\gamma}$  den Schwellenwert  $\gamma_{(n)}$  unterschreitet, wird das ACM-System auf ein niedrigeres, robusteres MODCOD wechseln. Im Gegensatz dazu wird bei der Überschreitung von  $\gamma_{(n+1)}$  auf ein höheres MODCOD, also eines mit einer höheren spektralen Effizienz, gewechselt. Die Abbildung 4.2 zeigt den zeitlichen Verlauf der Antennengewinn-Koeffizienten eines zufälligen Überflugszenarios, unter Vernachlässigung des Freiraum-Pfadverlusts  $P_{\text{loss}}(t)$ . Aus dem Antennengewinn kann nach (2.29) direkt auf das SNR  $\gamma$  des empfangenen Signals geschlossen werden. Durch die Berücksichtigung eines zusätzlichen Margins entsteht die rot dargestellte Kurve des nicht-idealen ACM. Im Vergleich zum idealen ACM (grün) fallen die Werte geringer aus. Es ist daher offensichtlich, dass auch die spektrale Effizienz unter einem großen SNR-Margin leidet. Das Ziel muss demzufolge der Entwurf eines Kanalschätzers sein, der einen möglichst kleinen Margin ermöglicht.

In den folgenden Abschnitten sollen zunächst zwei Arten von Schätzmethoden für den Antennengewinn vorgestellt werden. Zum einen die positionsbasierten Schätzer und zum anderen die messwertbasierten Schätzer. Im Anschluss werden alle Methoden miteinander verglichen. Alle Schätzalgorithmen berechnen den in der Zukunft

liegenden Antennengewinn-Koeffizienten  $g(t + \Delta t_{\text{ACM}})$ . Ein kleinerer Wert als die ACM-Updatezeit  $\Delta t_{\text{ACM}}$  ist nicht sinnvoll, da das ACM-System ohnehin keine Zeit mehr hätte, um auf die geschätzte Kanaländerung zu reagieren. Bei den folgenden Untersuchungen werden die Freiraumdämpfung und alle atmosphärischen Einflüsse ignoriert. Der Freiraum-Pfadverlust ist ein schmalbandiger Prozess. Er wird durch ACM und Sendeleistungsregelung kompensiert. Dies gilt auch für alle atmosphärischen Dämpfungseffekte. Außerdem wird davon ausgegangen, dass ein ideales flaches Fading-Kanalmodell gemäß (2.28) verwendet wird. Ohne Verlust der Allgemeingültigkeit, wird in den folgenden Erläuterungen zur Kanalvorhersage angenommen, dass AWGN die Messungen von  $g(t)$  nicht verfälscht.

Neben der Kanalprädiktion zur Kompensation der Antennengewinnschwankung, kann auch die Anzahl der Pointingvektoren und damit die Granularität der Pointingauflösung  $\Delta^\circ$  erhöht werden. In LEO-Systemen ist dies typischerweise bereits durch die Verwendung von Satellitenkonstellationen gegeben. Im Anhang A wird deshalb der Fall untersucht, dass zu jedem Zeitpunkt zwei Satelliten in LOS zum User Terminal sind. Beide Satelliten sind durch Inter-Satellite Links miteinander verbunden, so dass es für das Terminal keinen Unterschied macht, bei welchem Satelliten es sich einwählt. Die Anzahl der möglichen Pointingvektoren hat sich demnach verdoppelt. Hierbei entsteht allerdings ein größerer Signalisierungs- und Routingaufwand, der an dieser Stelle nicht näher untersucht wurde. Die Herausforderungen auf Logical Link Control (LLC) und Media Access Control (MAC) Ebene eröffnen viel Raum für umfassende zukünftige Untersuchungen und werden an dieser Stelle deshalb außen vorgelassen.

### 4.1 Positionsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren

Die positionsbasierten Algorithmen beruhen auf einem Speicher, bzw. einer Look-Up-Table (LUT). Diese Methoden nutzen die Eigenschaft, dass die Schwankung des Antennengewinns zum Großteil deterministisch ist. In der LUT werden zuvor aufgezeichnete Antennengewinn-Koeffizienten bezüglich ihrer Positionen in der Umlaufbahn und am Boden abgespeichert. Im Betrieb werden dann die aktuellen Koeffizienten, basierend auf der aktuellen Position, aus dem Speicher abgerufen. In [38] hat der Autor zwei positionsbasierte Methoden beschrieben. Zunächst eine Lösung die vollständig auf einen Speicher setzt. Hierbei ist eine sehr große LUT erforderlich, um mit hinreichender Auflösung die Koeffizienten zu speichern. Eine zweite speichereffizientere Lösung stellt die Fourier-Methode dar. Hier werden die LUT Einträge mit nachgelagerten Berechnungen kombiniert. Dadurch wird viel Speicher gespart, der stattdessen in Rechenaufwand abgebildet wird. Die Fourier-Reihenvorhersage wurde vom Autor in [26] weiter überarbeitet und verbessert. Das alte Modell verwendete nur diskrete Punkte für die inverse Fourier-Transformation. Der genaue Wert des Antennengewinns auf einer Kreisbahn wurde durch Interpolation zwischen lediglich zwei benachbarten Punkten ermittelt. Dies verringert die Genauigkeit und verdoppelt

## 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

den Rechenaufwand. Mit dem neuen Modell kann nun jeder Punkt direkt berechnet werden.

Die Positionen der Satellitenbahnen können mit Hilfe von GPS und TLE-Informationen (Two-Line Element Set) ermittelt werden. In der Literatur werden einige weitere Algorithmen zur Positionsbestimmung für LEO-Umgebungen vorgestellt. Diese Methoden basieren meist auf der Doppler-Ortung. In [39] wird ein Search-Least-Squares-Algorithmus für die Anfangsbestimmung verwendet. Darüber hinaus wird ein nicht rekursiver cubature-batch Filter für eine genauere Bestimmung eingesetzt. Ein weiterer Ansatz wird in [40] vorgeschlagen, bei dem die Phasen-Zeit-Methode verwendet wird, um hochgenaue Doppler-Messungen zu erzielen. Eine weitere Methode wird in [41] beschrieben, bei der ein Kalman-Filter verwendet wird, der gemessene Doppler-Verschiebungswerte von LEO-Satelliten mit Trägheitsmessungen von dreiachsigen Kreiseln und Beschleunigungsmessern kombiniert. In Kapitel 5 werden weitere Methoden zur Positionsbestimmung vorgeschlagen, die die Beamforming Informationen der Phased Array Antenne verwenden. Denn durch die geschickte Wahl der Koeffizienten für die einzelnen Antennenelemente, lassen sich Signale einer bestimmten Einfallsrichtung zuordnen.

### 4.1.1 Analytische Antennengewinnschätzung

Unter Verwendung der Gleichungen aus Abschnitt 2.1 kann die Vorhersage der Antennengewinn-Koeffizienten durch die Bestimmung der aktuellen und der zukünftigen Position des Satelliten und des Terminals durchgeführt werden. Da sich die Schwankung der Antennengewinn-Koeffizienten zum Großteil deterministisch verhalten, kann anschließend der Antennengewinn für den geschätzten neuen Standort berechnet werden. Dies funktioniert jedoch ausschließlich in Systemen, in denen GPS-Informationen oder vergleichbare Positionsinformationen verfügbar sind. Außerdem erfordert es ein hohes Maß an Rechenleistung und setzt eine genaue Kenntnis aller Systemvariablen aus Tabelle 3.2 voraus. Für einige Systeme, insbesondere in nicht zivilen Systemen, ist es allerdings nicht erwünscht, dass jeder Teilnehmer ein absolutes Wissen über das gesamte System besitzt.

Anstelle der schrittweisen Berechnung der Überflugwegpunkte und der damit assoziierten Antennengewinn-Koeffizienten, werden in den folgenden Abschnitten mehrere alternative Vorhersagealgorithmen vorgestellt und verglichen. Die Vorhersageleistung der vorgeschlagenen Algorithmen wird durch Monte-Carlo-Simulationen in einem realistischen LEO-Beispielsystem mit den gegebenen Systemvariablen aus Tabelle 3.2 ermittelt.

### 4.1.2 Speicherbasierte Antennengewinnschätzung

Der speicherbasierte Vorhersagealgorithmus verwendet numerische Vorberechnungen oder zuvor aufgezeichnete Überflugeignisse, um eine LUT der Antennengewinn-Koeffizienten im gesamten Versorgungsgebiet zu erstellen. Ausgehend von der aktuellen Position des Satelliten in seiner Umlaufbahn kann die künftige Bahnposition anhand der Satellitengeschwindigkeit und der sphärischen Geometrie berechnet werden.

## 4.1 Positionsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren

Der prognostizierte Antennengewinn-Koeffizient kann direkt aus der LUT unter Verwendung der neu berechneten LEO-Orbitposition ermittelt werden. Der auf der LUT basierende Vorhersagealgorithmus ist für Antennengewinn-Koeffizienten gut geeignet, da die Antennen Coverage zum Großteil ein deterministischer und zeitinvarianter Effekt ist. Je nach Reichweite des Versorgungsgebiets und seiner geografischen Auflösung kann die Menge der erforderlichen LUT-Einträge erheblich ansteigen. Außerdem steigen die Anforderungen an Speicher- und Rechenressourcen in Fällen mit mehreren Nutzern an.

Die beste Methode zur Erstellung einer LUT besteht darin, ein einheitliches äquidistantes räumliches Gitter zu bilden. Daraufhin wird eine Matrix mit einer festen, begrenzten geografischen Auflösung erstellt. Dann wird jeder Position in dieser Tabelle ein Antennengewinn-Koeffizient zugeordnet. Abbildung 4.3 veranschaulicht die Beziehungen zwischen Quantisierungsfehler, Gitterauflösung und Speichergröße. Zum Vergleich ist ein diskretes Referenzgitter mit einer äquidistanten Gitterauflösung von 1.2 km angegeben. Die Abtastperiode, die dieser Entfernung entspricht, beträgt 150 ms. Für ein System, das durch Tabelle 3.2 beschrieben wird, besteht die Referenz-LUT aus insgesamt 783228 Werten. Ein quantisiertes Gitter mit einer Speicherauslastung von 5.8 %, d. h. es werden nur 45427 Koeffizienten gespeichert, erreicht einen maximalen absoluten Fehler von 1.15 dB. Der mittlere Fehler beträgt  $2.44 \cdot 10^{-3}$  dB. Das numerische Simulationsergebnis für ein zufälliges Überflugereignis ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Die Genauigkeit dieser Technik hängt von der Gitterauflösung ab, die proportional zum benötigten Gesamtspeicher ist.

Der Hauptvorteil des auf dem LUT basierenden Algorithmus ist die geringe Rechenkomplexität. Allerdings kann der zugewiesene Speicherplatz sehr hoch sein. Für die im oberen Beispiel verwendete Anzahl von 783228 Koeffizienten folgt bei einer Bitbreite von 16 Bit je Koeffizienten ein Speicheraufwand von ungefähr 12.5 MBit. Eine reduzierte Gitterauflösung führt zu einem erhöhten Quantisierungsfehler. Dieser Nachteil kann durch Verwendung von zusätzlichen nachgelagerten Rechenoperationen gemildert werden. Mit nachgelagerten Rechenoperationen kann zum Beispiel eine 2D-Interpolation von mehreren benachbarten in der LUT gespeicherten Antennengewinnwerte  $g$  durchgeführt werden. Alternativ kann eine effektivere Speichermethode verwendet werden. Diese verbesserte Speichernutzung beruht auf dem Prinzip, dass die Matrix der räumlichen Antennengewinn-Koeffizienten  $g$  nicht direkt in der LUT gespeichert wird, sondern lediglich Zwischenwerte für die nachgelagerte finale Berechnung. Deswegen wird im nächsten Abschnitt 4.1.3 ein hinsichtlich der Speichergröße, effizienterer Algorithmus vorgeschlagen. Dieser beruht auf der Fourier-Reihenentwicklung. Der Ansatz kann zur Berechnung von  $g$  für eine bestimmte LEO-Orbitposition in Echtzeit verwendet werden.

### 4.1.3 Schätzung des Antennengewinns mittels Fourier-Reihen

In diesem Abschnitt wird ein zweiter speicherbasierter Prädiktionsalgorithmus vorgestellt. Dieser Ansatz verwendet zusätzliche Rechenoperationen, um die Speichereffizienz zu erhöhen. Der Autor hat diesen Ansatz erstmalig in [38] vorgestellt und in [26]

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

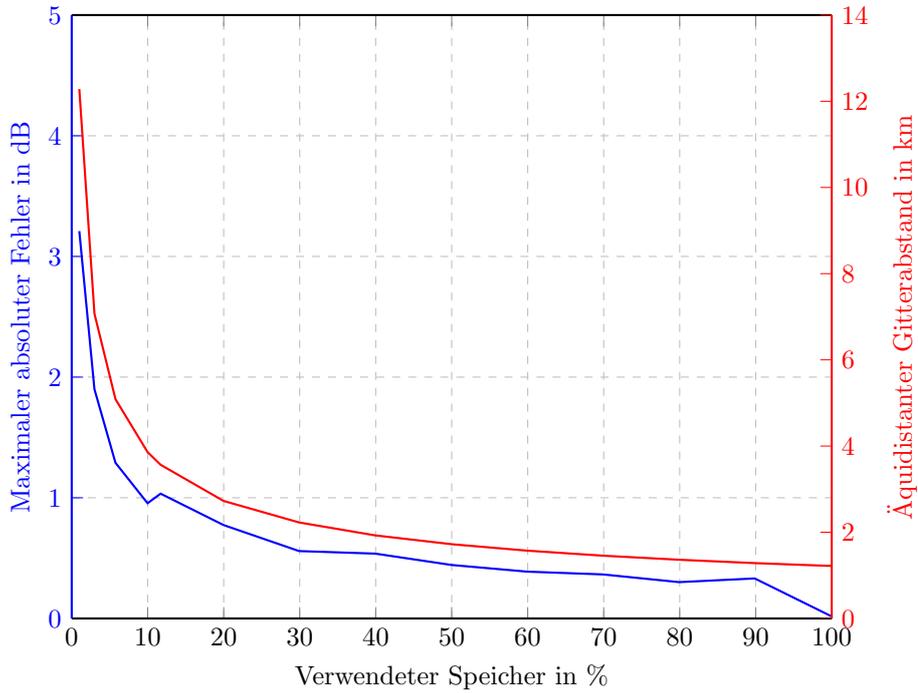


Abbildung 4.3: Maximaler absoluter Fehler der Prädiktion (blau) und damit assoziiertes Gitterabstand (rot) der Antennengewinnabdeckung im Versorgungsgebiet gegenüber dem zugewiesenen Speicherplatz; In Anlehnung an [26].

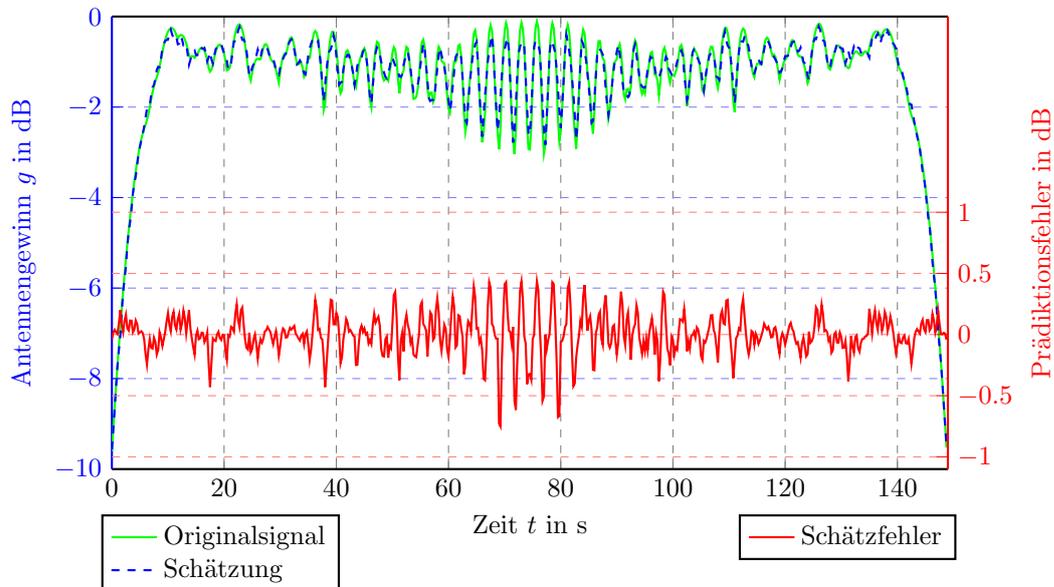


Abbildung 4.4: Vergleich der mit dem speicherbasierten LUT-Prädiktor geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).

#### 4.1 Positionsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren

weiter verfeinert. Bitte beachten Sie, dass dies nur ein Beispielalgorithmus ist und weitere existieren können.

Diese Methode basiert auf der Fourier-Reihenentwicklung und erzielt eine verbesserte Speichereffizienz durch die Verwendung von a-priori bekannten Eigenschaften der Antennen Coverage  $C_{max}^{Sys}$  in Verbindung mit einer kleinen Anzahl von Nachberechnungen [26]. Es wird davon ausgegangen, dass die diskreten Beam-Pointingvektoren regelmäßig verteilt und symmetrisch in Bezug auf eine Rotation im Servicebereich sind. Die Idee besteht darin, mehrere Kreisfunktionen  $K^{r'',s}$  mit dem Radius  $s$  zu definieren. Diese Funktionen bilden einen rotationssymmetrischen Schnitt durch die Antennen Coverage, wie in Abbildung 4.5 dargestellt. Das Koordinatensystem  $CS''$  hat seinen Ursprung im Erdmittelpunkt. Die Kreisbahn lässt sich in Kugelkoordinaten durch den Polarwinkel  $\theta''$  und die Drehung mit dem Azimutwinkel  $\varphi''$  ausdrücken. Der Polarwinkel wird durch die Transformationsfunktion definiert

$$\zeta: \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{T} \text{ mit } s \mapsto \theta''. \quad (4.2)$$

Diese Funktion liefert den entsprechenden Polarwinkel  $\theta''$  für einen beliebigen Radius  $s$ , wie in Abbildung 4.5a dargestellt. Für den bekannten Bahn- oder Erdradius  $r''$  erhält man den Polarwinkel  $\theta''$  durch

$$\theta'' = 2 \arcsin\left(\frac{s}{2r''}\right). \quad (4.3)$$

In der Praxis definiert  $s$  den euklidischen Abstand zwischen dem Nadir und der aktuellen Position. Außerdem können die Kugelkoordinaten von  $CS''$  durch die Transformationsfunktion (2.16) in  $CS'$  transformiert werden. Die Kreisfunktion erhält man dann durch Fixierung von  $r''$  und  $\theta''$  bei gleichzeitiger Drehung um den Winkel  $\varphi''$ . Mit der Funktionskomposition von (2.19), (2.16) und (4.2) erhält man die Antennengewinn-Verlust-Werte auf der Kreisbahn durch

$$K^{r'',s}: \mathbb{T} \rightarrow \mathbf{I} \text{ mit } \varphi'' \mapsto C_{max}^{Sys}\left(\chi_2^1(\zeta(s), \varphi'', r'')\right). \quad (4.4)$$

Im Folgenden wird die Funktion  $K^{r'',s}$  zu einer endlichen Fourier-Reihe der Länge  $N_{\text{Ccoeff}}$  entwickelt. Es genügt,  $K^{r'',s}$  zu den äquidistanten Gitterpunkten auszuwerten

$$\varphi''_{(k)} = \frac{2\pi k}{N_{\text{Ccoeff}}}, \quad (4.5)$$

mit  $k = 0 \dots N_{\text{Ccoeff}} - 1$ . Die Fourier-Koeffizienten lauten

$$\widehat{K}_{(n)}^{r'',s} = \frac{1}{N_{\text{Ccoeff}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{Ccoeff}}-1} K^{r'',s}(\varphi''_{(k)}) e^{j2\pi kn/N_{\text{Ccoeff}}}, \quad (4.6)$$

mit  $n = -N_{\text{Ccoeff}}/2, \dots, N_{\text{Ccoeff}}/2 - 1$ . Angenommen, die Fourier-Koeffizienten  $\widehat{K}_{(n)}^{r'',s}$  für eine endliche Anzahl bestimmter Radien  $s$ , werden in einer LUT gespeichert. Dann

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

kann die inverse Fourier-Transformation

$$K^{r'',s}(\varphi'') = \sum_{n=-N_{\text{Coeff}}/2+1}^{N_{\text{Coeff}}/2-1} \widehat{K}_{(n)}^{r'',s} e^{-jn\varphi''} \quad (4.7)$$

verwendet werden, um die Antennengewinn-Koeffizienten im Bereich der Service Area der Antenne „on the fly“, d. h. während des aktuellen Überflugs, zu ermitteln. Der Quantisierungsfehler und der zugewiesene Speicherplatz sind Funktionen des Quantisierungsgrades für die Menge der definierten Radian  $s$  und der Länge  $N_{\text{Coeff}}$  der Fouriertransformation.

Im Idealfall, d. h. ohne Berücksichtigung von Fehlern bei der Beam-Ausrichtung, ist die Kreisfunktion mathematisch gerade (bei  $\varphi'' = 0^\circ$ ). Damit erhält man für  $K^{r'',s}$  die folgende vereinfachte Gleichung

$$K^{r'',s}(\varphi'') = \widehat{K}_{(0)}^{r'',s} + 2 \sum_{n=1}^{N_{\text{Coeff}}/2-1} \widehat{K}_{(n)}^{r'',s} \cos(n\varphi''). \quad (4.8)$$

Durch den Wegfall der *Sinus*-Terme muss nur die Hälfte der Fourier-Koeffizienten in der LUT gespeichert werden und die Berechnung erfordert jetzt nur noch die Hälfte der Operationen. Da die Funktion  $K^{r'',s}$  reellwertig ist, sind auch die Fourier-Koeffizienten reellwertig. Daher sind nur reellwertige Berechnungen notwendig. Außerdem ist  $K^{r'',s}$   $\pi/2$ -periodisch, weil der Antennengewinnbereich  $\pi/2$ -rotationssymmetrisch ist. Somit ist nur jeder vierte Fourier-Koeffizient ungleich Null. Die Kreisfunktion kann jetzt durch

$$K^{r'',s}(\varphi'') = \widehat{K}_{(0)}^{r'',s} + 2 \sum_{n=1}^{N_{\text{Coeff}}/8-1} \widehat{K}_{(4n)}^{r'',s} \cos(4n\varphi''), \quad (4.9)$$

beschrieben werden. Die Multiplikation mit den Faktoren 2 und 4 können bereits vorher in die gespeicherten Fourier-Koeffizienten eingerechnet werden, bzw. durch Bit-Shift Operationen umgesetzt werden. Die Gesamtanzahl der notwendigen Multiplikationen für eine einzelne Auswertung beträgt demnach  $N_{\text{Coeff}}/4 - 2$ . In der Abbildung 4.6 werden die reellen und imaginären Fourier-Koeffizienten gezeigt.

Man beachte, dass in der Praxis die anderen Fourier-Koeffizienten  $\widehat{K}_{(n)}^{r'',s}$  aufgrund des durch Hardwaretoleranzen verursachten Pointingfehlers der Antenne nicht Null sein werden. Dieser Effekt ist auch in Abbildung 4.6 berücksichtigt. Die Coverage des Antennengewinns ist aufgrund des Beampointing-Toleranzfehlers nicht mehr gleichmäßig und verletzt somit die  $\pi/2$ -Periodizität. Wenn der Toleranzfehler beim Beampointing gering ist, d. h. eine Standardabweichung von weniger als  $0.1^\circ$  aufweist, kann dieser Einfluss ignoriert werden und die Imaginärteile der Fourier-Koeffizienten können auf Null gesetzt werden. Dadurch wird der Speicherbedarf weiter reduziert und die Kreisfunktion erhält einen Tiefpassfiltereffekt, wie in Abbildung 4.7 gezeigt.

Die Abbildung 4.8 zeigt den genutzten Speicher relativ zum äquidistanten Referenzgitter aus Abschnitt 4.1.2, für verschiedene Längen der schnellen Fourier-Transformation (FFT)  $N_{\text{Coeff}}$  und den zugehörigen Quantisierungsfehler für mehrere

#### 4.1 Positionsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren

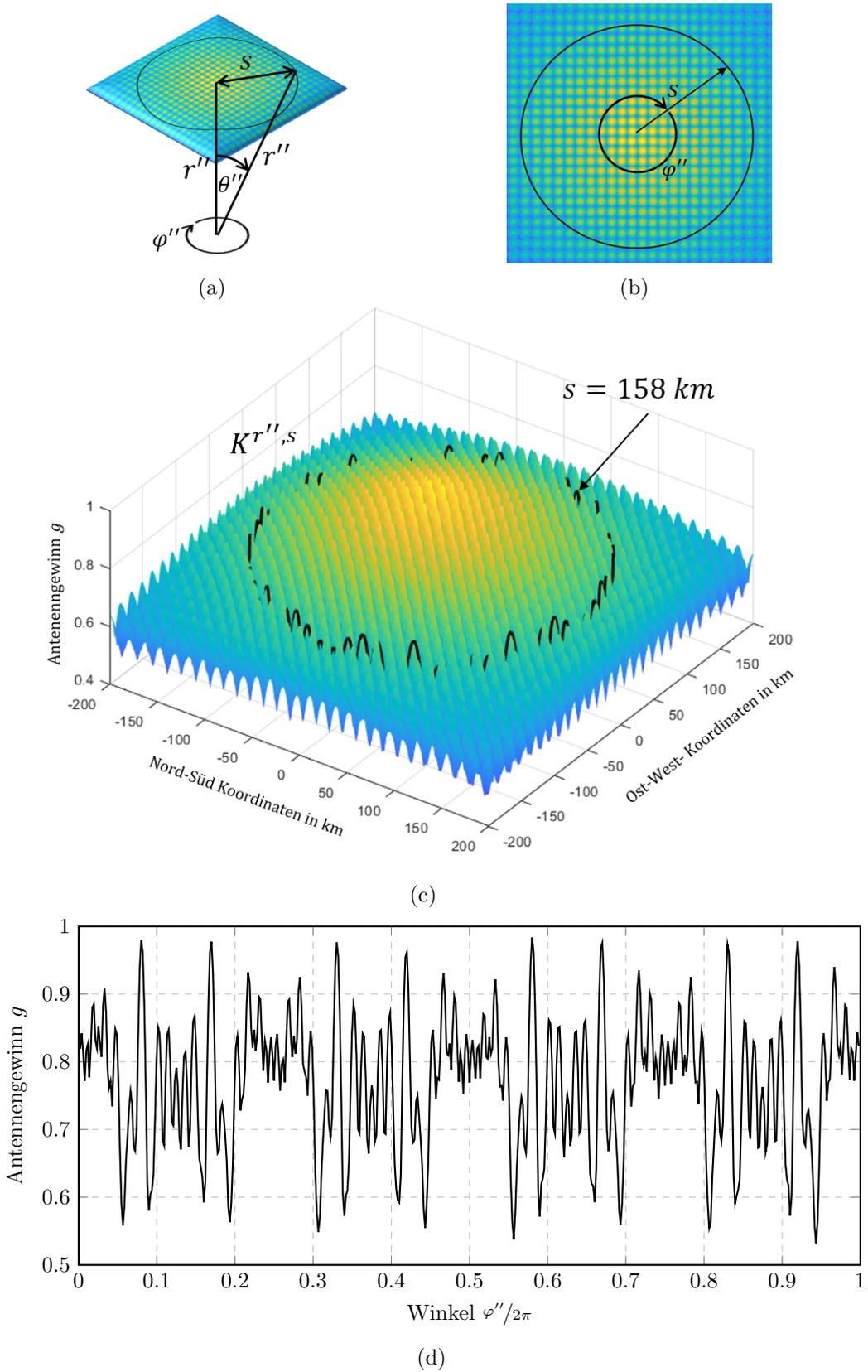


Abbildung 4.5: Darstellung des Antennengewinns  $C_{max}^{Sys}$  und der Kreisfunktion  $K$  bei einem Radius von  $s = 158$  km über  $\varphi''$ ; In Anlehnung an [26].



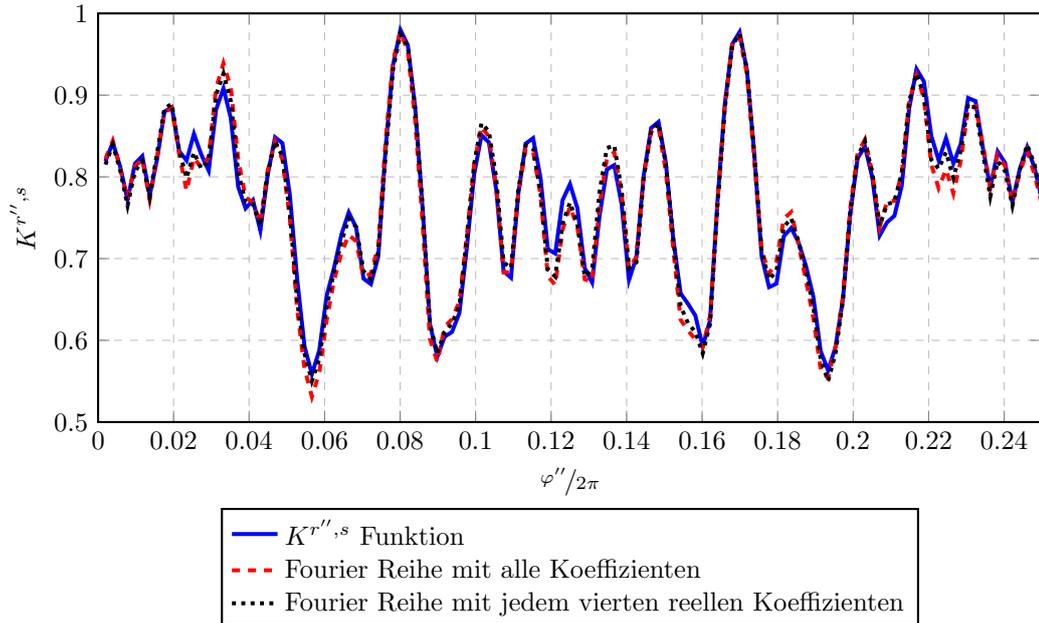


Abbildung 4.7: Ausschnitt der Kreisfunktion  $K$  mit dem Radius  $s = 158$  km und ihr Fourier-Reihen Ausdruck innerhalb der Service Area.

Anstatt die Service Area entlang des Radius zu diskretisieren, kann die Fourier-Reihe auch entlang zweier Dimensionen entwickelt werden. Dadurch erhöht sich jedoch die Anzahl der Multiplikationen auf  $N_{\text{Coeff}}^2/4$  und die zugewiesene Speichergröße verdoppelt sich.

## 4.2 Messungsbasierte Antennengewinn-Prädiktionsverfahren

Messwertbasierte Schätzmethoden verwenden die Historie der aufgezeichneten Antennengewinne bzw. des zeitlichen Verlaufs des SNRs während des aktuellen Überflugs und auch der in der Vergangenheit liegenden Überflüge. Als Vertreter dieser Kategorie werden im Folgenden der Konstant-Schätzer, der lineare Extrapolationsschätzer und ein Neuronales Netzwerk vorgestellt. Der Autor hat diese Methoden erstmalig in [36] vorgeschlagen und in [26] weiter verbessert. Dabei wurde der Trainingsprozess des Neuronalen Netzes optimiert, indem nun logarithmische Datensätze anstelle von linearen Antennengewinnwerten verwendet werden. Dadurch wird das Training zunächst schwieriger, da die logarithmischen Antennengewinnwerte nicht auf das Intervall im Bereich 0 bis 1 beschränkt sind, sondern von 0 bis  $-\infty$  variieren können. Kleine Abweichungen auf einer linearen Skala nahe Null haben jedoch zu großen logarithmischen Fehlern geführt, welche sich negativ auf die Vorhersagegenauigkeit auswirken. Weitere Untersuchungen haben außerdem gezeigt, dass durch den nun vergrößerten Wertebereich der Eingabewerte, eine höhere Anzahl von Neuronen in der ersten Schicht optimal ist. Daher wird die Konfiguration von drei Hidden-Layern mit [30, 20, 10] Neuronen anstelle von [20, 20, 20] verwendet. Es ist zu beachten, dass

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

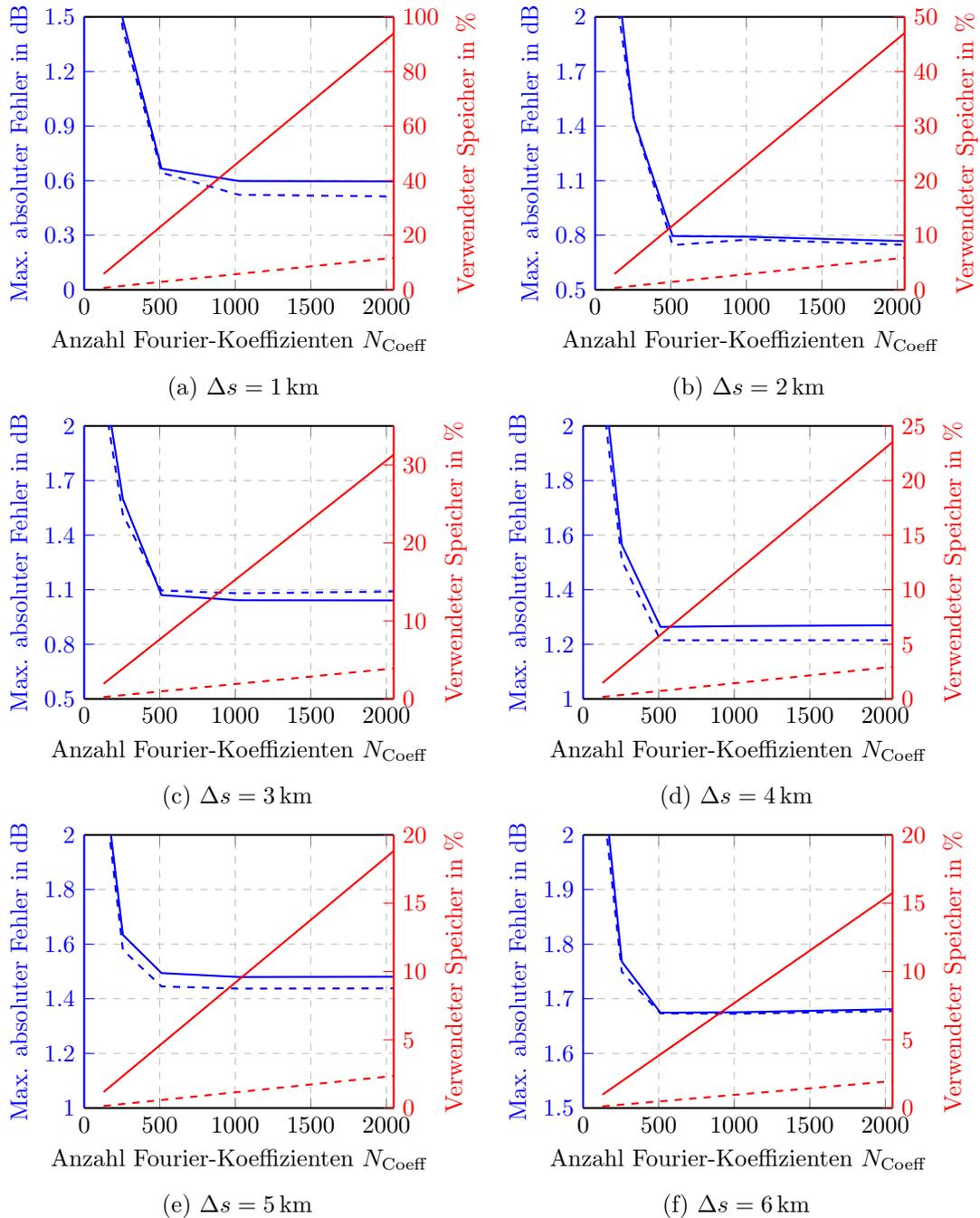


Abbildung 4.8: Maximaler absoluter Fehler und Speicherauslastung des Fourier-Serienbasierten Speichers bei Verwendung aller Fourier-Koeffizienten (durchgezogene Linie) oder jedes vierten reellen Koeffizienten (gestrichelte Linie) in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Fourier-Koeffizienten  $N_{\text{Coeff}}$ , verglichen für verschiedene  $\Delta s$ -Werte 1 km (a), 2 km (b), 3 km (c), 4 km (d), 5 km (e) und 6 km (f).

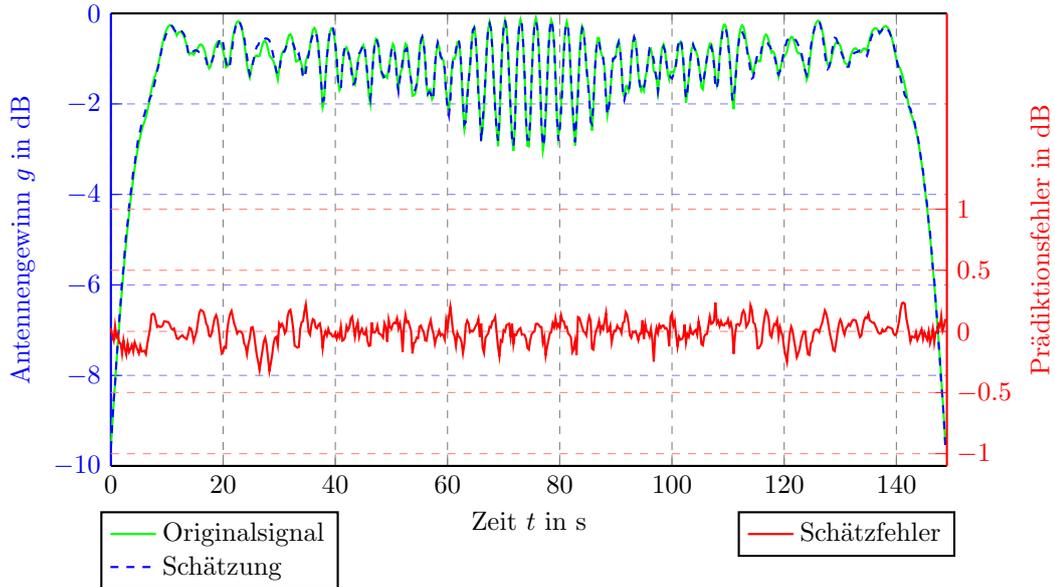


Abbildung 4.9: Vergleich der mit dem Fourier-Prädiktionsalgorithmus geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).

die Gesamtzahl der Neuronen gleich ist.

Messwertbasierte Ansätze arbeiten in Echtzeit während des LEO-Überflugs und erfordern die Fähigkeit, den Antennengewinn-Koeffizienten  $g$  an bestimmten Zeitpunkten  $t$  zu messen. Diese gemessenen Zeitpunkte sind eng mit dem ACM-Prozess gekoppelt, der ohnehin in periodischen Abständen  $\Delta t_{\text{ACM}}$  das SNR bestimmen muss. Die aufgezeichneten Werte von  $g(t)$  werden nun zur Vorhersage zukünftiger Werte von  $g(t + \Delta t_{\text{ACM}})$  verwendet.

#### 4.2.1 Konstant-Antennengewinn-Schätzer

Der konstante Kanalprädiktor ist eine bewährte Methode in typischen Fading-Umgebungen [42, 43]. Es handelt sich um einen Vorhersagealgorithmus mit geringer Komplexität, der verwendet werden kann, wenn die genaue LEO-Umlaufbahnposition unbekannt ist oder nicht genügend Rechenressourcen für die Realisierung komplexer Kanalvorhersagen zur Verfügung stehen. Dieser konstante Kanalprädiktor ist auch geeignet, wenn die Systemparameter (z. B. die ESA-Strahlungsmuster) nicht mit der erforderlichen Genauigkeit bekannt sind. Der Autor hat diesen Algorithmus bereits in [36] und [26] vorgestellt.

Der konstante Prädiktor verwendet den zuvor gemessenen Antennengewinn-Koeffizienten, bzw. SNR-Wert, als eine Voraussage für den kommenden Messwert

$$g[k = +1] = g[k = 0]. \quad (4.10)$$

Die Abbildung 4.12a illustriert diese Methode. Mit dieser Technik wird im verwendeten Simulationsmodell ein mittlerer quadratischer Gesamtfehler (Root Mean Square

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

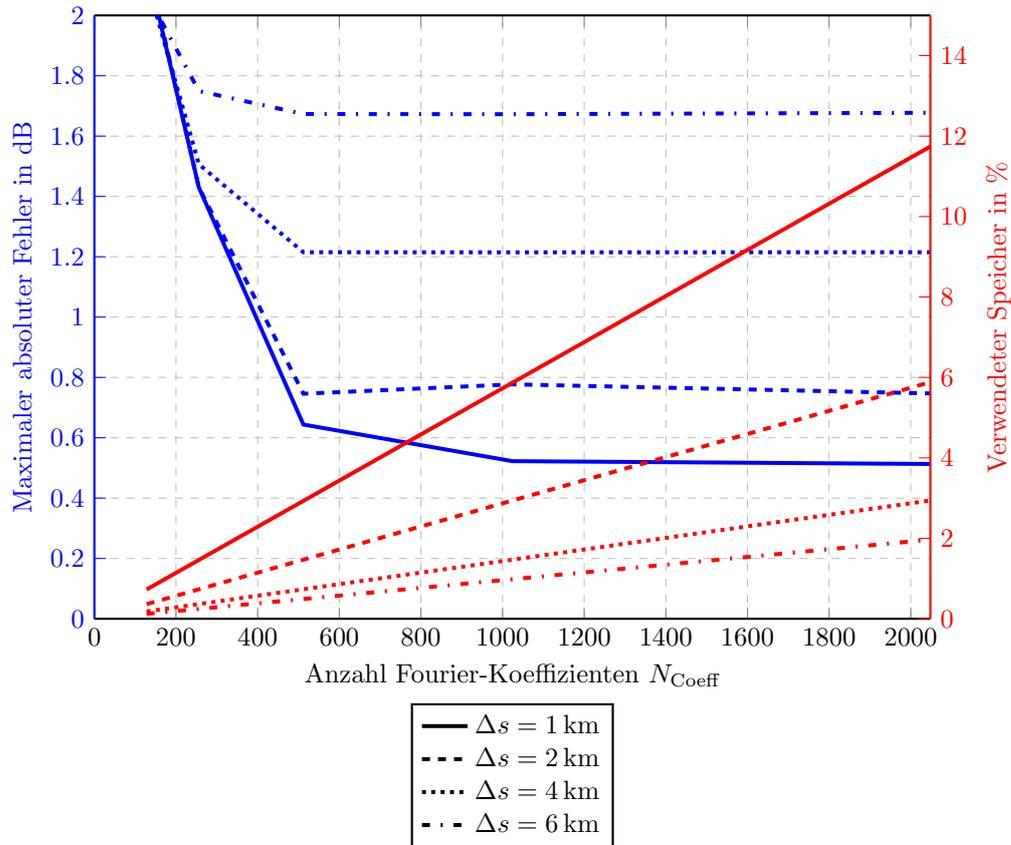


Abbildung 4.10: Maximaler absoluter Fehler und Speicherauslastung des Fourier-Serien basierten Ansatzes bei Verwendung jedes vierten reellen Koeffizienten in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Fourier-Koeffizienten  $N_{\text{Coeff}}$ , verglichen für verschiedene  $\Delta s$  Werte; In Anlehnung an [26].

Error, RMSE) von  $2.52 \cdot 10^{-1}$  dB erzielt. Im Durchschnitt ist die Genauigkeit des konstanten Prädiktors gut. Dennoch ist die Vorhersagegenauigkeit an den lokalen Extremstellen der Antennengewinnschwankung, z. B. zwischen zwei benachbarten Beam-Pointingvektoren oder in der Mitte eines Beams, deutlich geringer als bei anderen Prädiktoren. Der maximale absolute Fehler liegt bei 1.63 dB. In Abbildung 4.11 sind die vorausgerechneten Antennengewinnwerte für ein zufälliges Überflugeignis dargestellt. Der Schätzfehler für diesen Überflug ist ebenfalls in Abbildung 4.11, in rot auf der rechten Ordinate aufgetragen. Weil der Schätzfehler nahezu mittelwertfrei ist, neigt der Algorithmus nicht dazu, eher positive oder negative Vorhersagen zu tätigen.

#### 4.2.2 Linearer Extrapolationsschätzer

Ein weiterer Algorithmus mit geringer Komplexität ist der lineare Extrapolationsschätzer, der auch in Fading-Umgebungen weit verbreitet ist [42, 43]. Für diese Methode ist die Kenntnis der Systemparameter und der GPS-Position ebenfalls nicht erforderlich. Des Weiteren belegt der Algorithmus keine nennenswerten Spei-

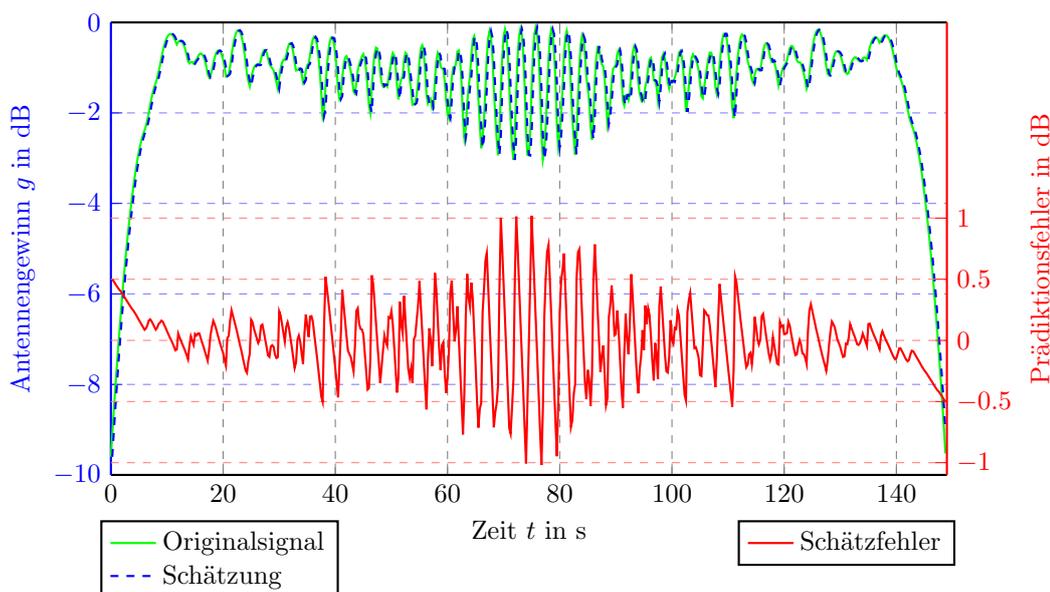


Abbildung 4.11: Vergleich der mit dem Konstant-Prädiktionsalgorithmus geschätzten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).

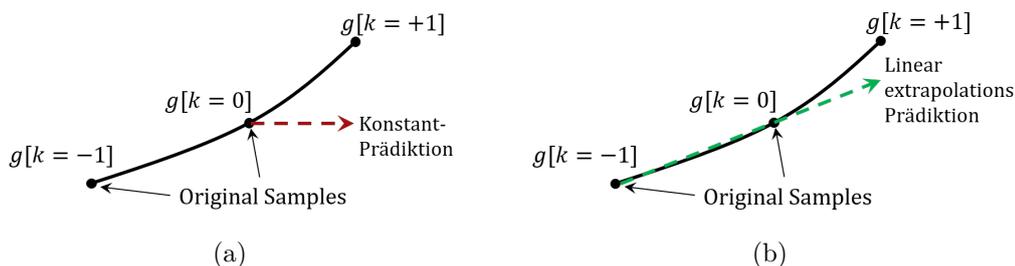


Abbildung 4.12: Funktionsweise des konstanten Vorhersagealgorithmus (a) und des linearen Extrapolationsschätzers (b).

cherressourcen in einer LUT. Lediglich eine Multiplikation und eine Subtraktion wird verwendet. Der lineare Extrapolationsalgorithmus ist durch die folgende Gleichung definiert

$$g[k = +1] = 2g[k = 0] - g[k = -1]. \quad (4.11)$$

Die Multiplikation mit dem Wert zwei kann dabei durch eine Bit-Shift Operation abgebildet werden.

Die Abbildung 4.12b illustriert diese Schätzmethode. Dabei wird der Anstieg zwischen dem letzten Sample und dem aktuellen Sample verwendet, um das nächste Sample vorherzusagen. In der Monte-Carlo Simulation erreicht dieser Schätzer insgesamt einen RMSE von  $1.84 \cdot 10^{-1}$  dB. Die durchschnittliche Vorhersagegenauigkeit ist insgesamt hoch, aber insbesondere an den lokalen Extremstellen des zeitlichen Verlaufs des Antennengewinns nimmt die Genauigkeit signifikant ab. Der maximale absolute Vorhersagefehler beträgt in der Monte-Carlo Simulation 2.30 dB. Die Extrem-

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

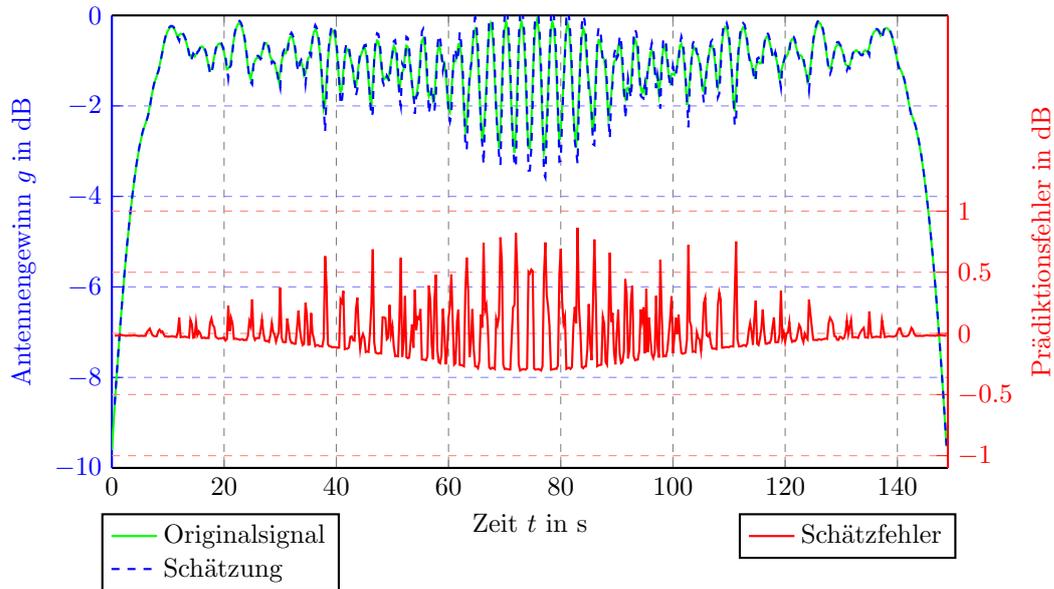


Abbildung 4.13: Vergleich der mit dem linearen Extrapolationsschätzer vorhergesagten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).

stellen der Antennengewinnschwankung sind entscheidend für die Vermeidung von Outage-Events. Im Allgemeinen wird die Genauigkeit der beiden einfachen Vorhersagealgorithmen stark von der Abtastrate der aufgezeichneten Antennengewinnwerte beeinflusst. Außerdem enthält das ACM-Aktualisierungsintervall die Signalisierungs- und Verarbeitungsverzögerungen. Die Vorhersagegenauigkeit für ein zufälliges Überflugeignis ist in Abbildung 4.13 dargestellt. Der Algorithmus liefert große positive Abweichungen an den kritischen Punkten zwischen zwei Beam-Pointingvektoren. Dies ist auf den abrupten Anstieg der Antennengewinne während des Beam-Hops zurückzuführen.

Neben dem Konstant-Schätzer und der linearen Extrapolation existieren auch weitere nicht-lineare Extrapolationstechniken mit Funktionen höherer Ordnung. Dazu zählen zum Beispiel die spline- und die kubische-Extrapolationsfunktion. Die Funktionen verwenden die letzten drei bzw. die letzten vier Samples für die Vorhersage. In einer weiteren Simulation wurde mit einem spline-Extrapolator ein maximaler Schätzfehler von 2.25 dB erzielt. An dieser Stelle wird auf die weitere Untersuchung von anderen linearen Filtern mit höherer Ordnung verzichtet. Die bisherigen Simulationen haben gezeigt, dass insbesondere an den nicht differenzierbaren lokalen Extremstellen der Überflugkurve, an denen der Pointingvektor gewechselt wird, jede dieser Schätzmethoden scheitert. Der Vollständigkeit halber zeigt die Abbildung 4.17 die Outage Wahrscheinlichkeit des spline-Extrapolators.

### 4.2.3 Schätzung des Antennengewinns mittels Neuronalem Netzwerk

Beide bisher betrachteten messwertbasierten Methoden beruhen auf linearen Filtern. In der Praxis lässt sich die Antennengewinnfunktion  $g(t)$  als stetige abschnittsweise definierte Funktion ausdrücken, die an den lokalen Extremstellen nicht differenzierbar ist. Die Funktion setzt sich aus den einzelnen Funktionstermen zusammen, die von den Antennendiagrammen der verschiedenen Pointingvektoren hergeleitet werden können. Die Antennengewinnfunktion  $g(t)$  kann daher in den Bereichen der lokalen Minima nicht durch lineare Filter abgebildet werden. Dies ergibt sich aus (2.27), (2.19) und (2.18), wo der Gesamtantennengewinn durch die Maximum-Norm der Antennendiagramme aller Beam-Pointingvektoren  $C(\theta_{\ell_{(i)}}, \varphi_{\ell_{(i)}}, \theta, \varphi)$  berechnet wird. Deshalb wird jeder analytische Vorhersagealgorithmus eine geringe Performance aufweisen.

In [36] hat der Autor vorgeschlagen, stattdessen ein nichtlineares autoregressives Neuronales Netzwerk-Modell zu verwenden. In [26] wurde das Modell vom Autor weiter verfeinert und verbessert.

Neuronale Netze eignen sich gut für Zeitreihenvorhersagen und Kanalschätzungen [44, 45]. Sie haben in früheren Studien eine sehr gute Performance für Kanalvorhersagen in Fading-Umgebungen gezeigt [46–48]. Daher wird diese Art der Kanalprädiktion im Folgenden auch in der LEO-Satellitenumgebung untersucht. Der Vorteil des Neuronalen Netzes ist das Langzeitgedächtnis und das vorher erfolgte Training. Dadurch kann das Netz viel mehr Informationen verarbeiten als die beiden linearen Filter aus den vorherigen Abschnitten. Neuronale Netze werden in der Regel aus einer Menge von Neuronen aufgebaut. Jedes Neuron hat eine skalare Eingabe  $p$  und erzeugt eine skalare Ausgabe  $a$ . Mathematisch gesehen ist ein Neuron definiert durch [49]

$$a = f_T(pw + b), \quad (4.12)$$

wobei  $f_T$  die Übertragungsfunktion, mit dem skalaren Gewicht  $w$  und dem skalaren Bias-Offset  $b$ , beschreibt. In Neuronalen Netzen wird eine bestimmte Anzahl von Neuronen in Schichten angeordnet. Es gibt insgesamt drei verschiedene Arten von Schichten. Zuerst die Eingabeschicht (engl. Input-Layer), dann eine Reihe von versteckten Schichten  $N_{\text{NN}}$  (engl. Hidden-Layer) und schließlich eine Ausgabeschicht (engl. Output-Layer), wie in Abbildung 4.14 dargestellt. Die Eingabeschicht enthält keine Neuronen und dient lediglich zur Verarbeitung des Eingabevektors  $\vec{p}$ . Die Länge des Vektors (die Anzahl der Eingabewerte) wird auch als Feedback-Delay bezeichnet. Die Eingabeschicht stellt also die Verbindung zum ersten Hidden-Layer dar. Dann führt jedes Neuron in dem Hidden-Layer eine Linearkombination durch. Das bedeutet, dass der Neuroneneingang mit der Gewichtsmatrix  $\mathbf{W}$  multipliziert und zum Bias-Vektor  $\vec{b}$  addiert wird. Schließlich liefert der Ausdruck der Übertragungsfunktion  $f_T$  das Schichtergebnis  $\vec{a}$ . Die Schichtausgabe für eine beliebige Schicht  $i$  ist also bestimmt durch

$$\vec{a}^{(i)} = f_T^{(i)}(\mathbf{W}^{(i)}\vec{a}^{(i-1)} + \vec{b}^{(i)}). \quad (4.13)$$

Der hochgestellte Index  $(i)$ , mit  $i = 1 \dots N_{\text{NN}}$  repräsentiert dabei eine bestimm-

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

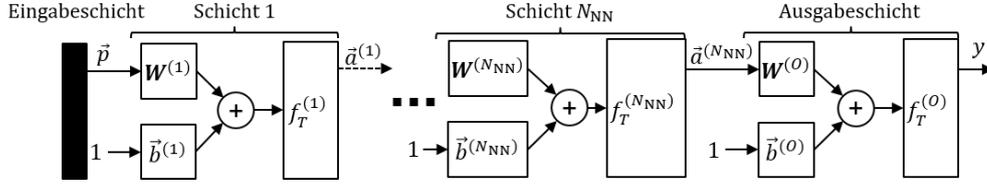


Abbildung 4.14: Schematische Darstellung eines Neuronalen Netzes mit seinen verschiedenen Schichten: Eingabeschicht, Hidden-Layer und Ausgabeschicht.

te Schicht. Die Übertragungsfunktion  $f_T$  wird üblicherweise als lineare Funktion, Schwellenwert-Funktion oder nichtlineare Sigmoid-Funktion definiert. Die Sigmoid-Funktion wird in jedem Hidden Neuron verwendet, um die Nichtlinearität des Antennengewinns zu berücksichtigen. Sie wird beschrieben durch

$$f_T^{(i)}(x) = \frac{2}{1 + e^{-2x}} - 1. \quad (4.14)$$

Die Sigmoid-Funktion erzeugt Werte im Bereich von -1 bis 1, während der Neuroeneingang von negativ bis positiv unendlich variiert. Die lineare Funktion wird verwendet, um die Ausgabeschicht zu realisieren

$$f_T^{(O)}(x) = x. \quad (4.15)$$

Bei den meisten Anwendungen werden die Zeitreihendaten als eine lange kontinuierliche Folge von Werten bereitgestellt. Bei der Arbeit mit LEO-Satellitenüberflugeignissen besteht der Datensatz allerdings aus einer hohen Anzahl von zeitlich nicht zusammenhängenden Sequenzen zuvor aufgezeichneter Antennengewinn-Koeffizienten  $g(k\Delta t_{ACM})$ , bei denen sich der Satellit in LOS zum Nutzerterminal befand. Daher muss das Training des Neuronalen Netzes iterativ für jedes Überflugeignis durchgeführt werden. Die einzelnen Überflüge werden dabei als statistisch unabhängig voneinander betrachtet.

Für praktische Zwecke sollte der Beginn eines gültigen Überflugeignisses durch einen Schwellenwertdetektor getriggert werden, der dann den Vorhersageprozess aktiviert. Die Hauptschwierigkeit besteht jedoch in der unterschiedlichen Länge der Antennengewinn-Vektoren  $g(k\Delta t_{ACM})$  pro Überflug. Beim Training eines Netzes mit einer konkurrierenden Menge von Sequenzen ist es erforderlich, dass jede Sequenz die gleiche Länge hat. Die Sequenzlänge hängt von der Dauer der LOS-Verbindung zwischen dem Terminal und dem Satelliten ab (Überflugdauer). Aus der Sicht des Trainingsalgorithmus fehlen demnach Werte am Ende der kürzeren Sequenzen. Das Training eines Neuronalen Netzes mit fehlenden Werten im Trainingssatz kann eine Herausforderung darstellen. Die Imputation ist eine geläufige Technik um dieses Problem zu lösen. Die fehlenden Werte im Datensatz werden auf Grundlage der verfügbaren Daten ergänzt. Es gibt verschiedene Arten von Imputationstechniken, wie z. B. die Mittelwert-Imputation, die Mode-Imputation, die Regressions-Imputation oder die K-Nearest-Neighbors-Imputation [50]. Bei dem Einfügen von Ersatzwerten ist unbedingt darauf zu achten, dass diese keine aussagekräftigen Informationen enthalten,

die den Trainingsprozess verzerren könnten. In dieser Arbeit wird ein Neuronales Netzwerk aus der Matlab Deep Learning Toolbox verwendet. Wie vom MathWorks Help Center empfohlen, ist die NaN-Padding-Methode für solche Fälle gut geeignet [51]. Mit NaN-Padding werden die kürzeren Datensätze am Ende mit NaN-Werten (Not a Number) aufgefüllt. Die fehlenden Werte werden nun durch eindeutige Werte (NaNs) dargestellt. Auf diese Weise ist das Neuronale Netz von Matlab in der Lage, während des Trainingsprozesses zwischen sinnvollen Werten und fehlenden Werten zu unterscheiden. Zielwerte, denen NaN-Werte zugewiesen sind, werden bei der Bewertung der Performance des Neuronalen Netzwerkes nicht berücksichtigt. Daher haben NaN-Werte keine Auswirkungen auf den Matlab-Trainingsalgorithmus. Trotz der Tatsache, dass NaN-Werte bei den Performanceberechnungen in der Matlab-Implementierung des Trainingsalgorithmus ignoriert werden, ist es wichtig, die breiteren Zusammenhänge zu berücksichtigen, in denen die Behandlung von NaN-Werten je nach verwendeter Software variieren kann. Dies kann zu Problemen mit anderen Tools oder Setups führen.

Der erste Vorhersagewert kann ausgegeben werden, sobald die Eingabeschicht  $\vec{p}$  vollständig mit aufgezeichneten Datensamples  $g(k \Delta t_{ACM})$  initialisiert ist. Der Grund dafür ist die feste Länge der statischen Eingabeschicht. Des Weiteren nutzt das Neuronale Netzwerk nur eine Teilmenge des gesamten verfügbaren Überflugdatensatzes. Dies kann als ein gleitendes Fenster über die Zeit interpretiert werden. Eine dynamische Skalierung der Größe der Eingabeschicht  $\vec{p}$  würde zu jeweils unterschiedlichen mathematischen Problemen führen, die jeweils ein eigenes, speziell konzipiertes Neuronales Netzwerk erfordern würden. Somit führt jede mögliche Länge der Eingabeschicht zu einem spezifischen Neuronalen Netzwerk, was unpraktisch erscheint. Zero Padding oder Imputation sind weitere bekannte Techniken für den Umgang mit variablen Eingabegrößen in einem statischen Neuronalen Netz [52, 53]. Bei diesen Methoden wird die Eingabeschicht überdimensioniert und zu Beginn mit Standardwerten aufgefüllt, bis genügend Daten aufgezeichnet wurden. Diese Standarddaten sind in der Regel Nullen oder Mittelwerte. In jedem Fall wirkt dies wie das Hinzufügen von Rauschen zu den aufgezeichneten Daten. Die Verwendung von NaN-Werten, wie beim Trainingsprozess ist an dieser Stelle nicht möglich, da durch die Linearkombination aller Eingabewerte mit allen Neuronen einer jeden Schicht, zwangsläufig ein NaN-Wert als Schätzung am Ausgang erscheinen wird. Denn jede mathematische Operation die NaNs involviert, resultiert in ein NaN. Mit der zeitlichen Fensterung des Überflugs, verringert sich allerdings die Qualität der Vorhersage, da zuvor bekannte Informationen nicht für nachfolgende Vorhersagen verwendet werden. Infolgedessen bietet ein hohes Feedback-Delay auch eine hohe Präzision, aber der Initialisierungsprozess erfordert mehr Zeit, bis der erste Schätzwert verfügbar ist. Es muss also ein Kompromiss zwischen einem langen Feedback-Delay und schnell verfügbaren Vorhersageergebnissen gefunden werden. Eine mögliche Strategie könnte darin bestehen, mehrere Neuronale Netze mit unterschiedlich langen Eingabeschichten zu verwenden und während eines Überflugs zwischen ihnen zu wechseln. Die Anzahl der Neuronalen Netzwerke sollte im Sinne des Ressourcenverbrauchs allerdings klein gehalten werden.

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

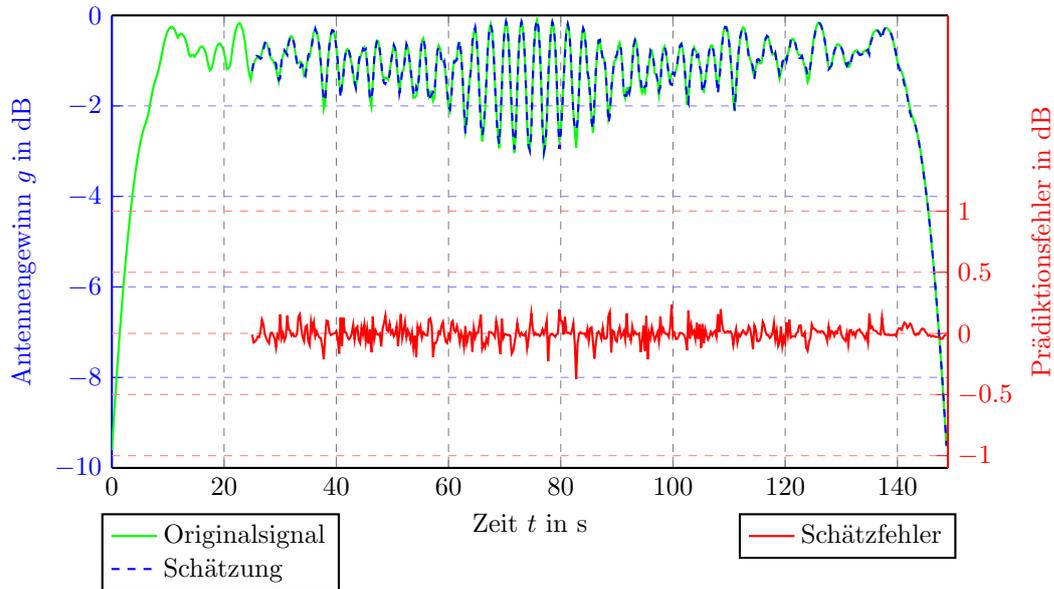


Abbildung 4.15: Vergleich der mit dem Neuronalen Netzwerk vorhergesagten Antennengewinn-Koeffizienten (blau) mit den berechneten wahren Koeffizienten (grün) und des logarithmischen Schätzfehlers (rot).

Ein weiteres Problem, dass sich auf die Vorhersagegenauigkeit auswirkt und bei diskreten Datensätzen berücksichtigt werden sollte, ist der genaue Zeitpunkt der Abtastpunkte bzw. Messzeitpunkte. Der Abtastjitter der Antennengewinn-Funktion kann durch Interpolation oder andere bekannte Kompensationstechniken überwunden werden. Hier wird von einer perfekten Abtastung der Antennengewinn-Koeffizienten ausgegangen.

Die Parameter des Neuronalen Netzes sind in drei versteckten Schichten mit [30, 20, 10] Neuronen und einer Rückkopplungsverzögerung von 100 aufgezeichneten Samples von  $g$  gegeben. Das Abtastintervall ist mit  $\Delta t_{\text{ACM}} = 250$  ms festgelegt, was alle 1.9 km der Flugbahn ein aufgenommenes Sample liefert. Für das Training werden in der folgenden Analyse 5000 zufällige Überflüge verwendet. Die Ergebnisse werden mit weiteren 1300 zusätzlichen zufälligen Überflugsituationen validiert.

Abbildung 4.15 veranschaulicht die Simulation einer Antennengewinn-Schätzung für ein zufälliges Überflugereignis. Der erste vorhergesagte Wert wird ausgegeben, sobald die ersten 100 Antennengewinn-Koeffizienten gemessen worden sind. Der absolute Vorhersagefehler für dieses Überflugereignis ist in Abbildung 4.15 rot dargestellt. Der maximale Fehler aller Überflüge liegt in dem Intervall  $[-0.62, 0.55]$  dB. Der mittlere Vorhersagefehler liegt bei etwa  $2.22 \cdot 10^{-4}$  dB, woraus abgeleitet werden kann, dass das Neuronale Netzwerk einen mittelwertfreien Schätzwert des Antennengewinns bildet. Der RMSE der vollständigen Validierungsüberflüge beträgt  $7.1 \cdot 10^{-2}$  dB, was auf eine hohe Vorhersagegenauigkeit hinweist.

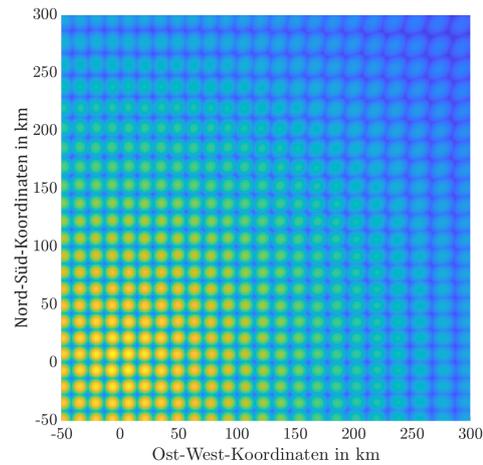
### 4.3 Vergleich der Kanalschätzer

In den vorangegangenen Abschnitten wurden mehrere Algorithmen vorgestellt. Die Algorithmen haben unterschiedliche Anforderungen in Bezug auf ihre Eingabeparameter. Daher können die Methoden in zwei Kategorien unterteilt werden: messungsbasierte und speicherbasierte Modelle. Die Systemingenieure müssen entscheiden, welcher Algorithmus verwendet werden kann, und zwar auf der Grundlage der verfügbaren Informationen über die Systemparameter in ihrer Gesamtheit, die aktuelle Position des Satelliten bzw. Terminals oder das aufgezeichnete SNR. Außerdem müssen die verfügbaren Speicher- und Rechenressourcen berücksichtigt werden. Tabelle 4.1 gibt einen Überblick über alle vorgestellten Algorithmen. Im messungsbasierten Anwendungsbereich liefert das Neuronale Netz gute Ergebnisse bei moderaten Speicher- und Rechenanforderungen. Im Bereich der positionsbasierten Algorithmen wird der Fourier-Ansatz empfohlen. Die Abbildung 4.16 illustriert die Genauigkeit der gespeicherten Antennen Coverage des Fourier-Ansatzes und des LUT-Ansatzes im Vergleich zur originalen Antennen Coverage. Der LUT-Ansatz nutzt dabei etwa 6 % der numerischen Einträge, im Vergleich zur hochauflösenden Referenz-Antennen Coverage. Der Fourier-Reihen Ansatz nur die Hälfte, d. h. etwa 3 % der Speichereinträge. Der konstante Prädiktor und der lineare Extrapolationsprädiktor, die sich in typischen Fading-Umgebungen gut bewährt haben, erzielen nur eine geringe Performance und werden für die Antennengewinn-Vorhersagen im beschriebenen Kontext nicht empfohlen. Eine analytische numerische Berechnung ist ebenfalls nicht geeignet, da die Antennensteuerung häufig nicht alle Systemparameter mit ausreichender Genauigkeit kennt. Wie in Abschnitt 2.1.1.2 beschrieben, wird die Antennennachführung allerdings durch den Pointingfehler des Beams beeinflusst. Die Genauigkeit der speicherbasierten Algorithmen verschlechtert sich, wenn der zufällige Pointingfehler zu groß ist. Außerdem erhöht sich der Prädiktionsaufwand, wenn mehrere Satelliten oder mehrere Nutzer berücksichtigt werden sollen. An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Liste der Kanalschätzer nicht vollständig ist und weitere, unter Umständen bessere, Algorithmen existieren können.

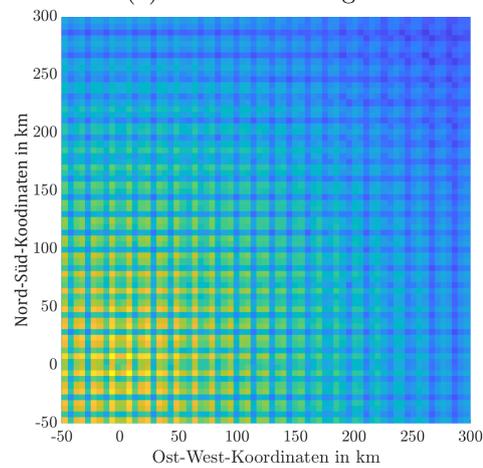
#### Numerische Ergebnisse

Die Abbildung 4.17 zeigt die Outage Wahrscheinlichkeit für einen gegebenen festen SNR-Margin eines zufälligen Überflugs für alle in Abschnitt 4.1 und 4.2 vorgestellten Vorhersagealgorithmen. Das Diagramm zeigt die Wahrscheinlichkeit für einen Vorhersagefehler des Antennengewinns in dB. Ein zu großer Fehler des Schätzalgorithmus kann zu einem Informationsverlust führen. Durch eine fehlerhafte Schätzung wird möglicherweise ein nicht optimaler MODCOD eingestellt, wodurch die spektrale Effizienz nicht voll ausgereizt wird oder das gegebene SNR nicht mehr für den fehlerfreien Empfang ausreicht. In diesem Fall kann ein Informationsverlust auftreten. Es ist daher wichtig, dass der Schätzalgorithmus korrekt funktioniert und keine zu großen Fehler produziert. Da in der Praxis kein Schätzalgorithmus absolut fehlerfrei ist, wird im ACM ein SNR-Margin vorgehalten. Der Margin geht von einer Worst-Case

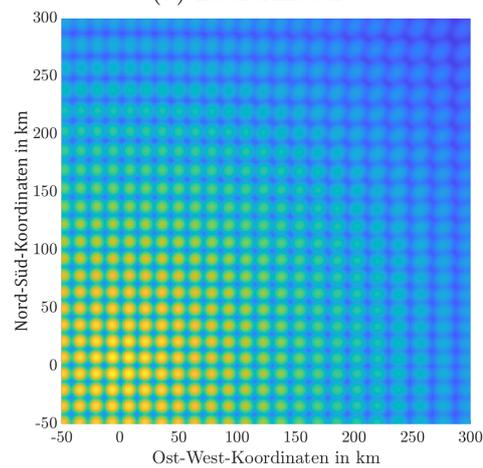
#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts



(a) Referenzcoverage



(b) LUT Ansatz



(c) Fourier-Reihen Ansatz

Abbildung 4.16: Vergleich der speicherbasierten Ansätze mit der hoch aufgelösten Referenzcoverage (a). Die Antennengewinn-Coverage wurde mittels des LUT Ansatzes (b), und des Fourier-Reihen Ansatzes (c) vollständig wieder hergestellt. Beide Speicher verwenden in diesem Beispiel lediglich 5.8% der Ressourcen im Vergleich zur Referenzcoverage in (a).

Tabelle 4.1: Anforderungen der Kanalschätzer

Kanalschätz Methode	Beschreibung	Alle Systemparameter notwendig	Positionsbestimmung notwendig	SNR Messung notwendig	Rechenanforderungen	Speicheranforderungen	Genauigkeit
Analytische Berechnung	Basiert auf numerischen Berechnungen	Ja	Ja	Nein	Hoch	Gering	Hoch
LUT	Based on LUT	Nein	Ja	Nein	Gering	Hoch	Mittel
Fourier-Reihe	Basiert auf Fourier-Reiheentwicklung	Nein	Ja	Nein	Mittel	Mittel	Hoch
Konstant-schätzer	Nutzt einen vergangenen SNR Wert	Nein	Nein	Ja	Gering	Gering	Gering
Linear Extrapolation	Nutzt zwei vergangene SNR Werte	Nein	Nein	Ja	Gering	Gering	Gering
Neuronales Netzwerk	Nutzt Langzeitgedächtnis	Nein	Nein	Ja	Mittel	Mittel	Hoch

Schätzung aus und unterstellt dem Schätzer bei jeder Schätzung einen Fehler gemacht zu haben. Mittels einer Offset-Korrektur wird nun der SNR-Schwellenwert des MODCODs so angepasst, dass auch bei einem hohen Schätzfehler der Empfang der Informationen sichergestellt werden kann. Der tatsächliche Schätzfehler ist natürlich unbekannt, deswegen wird an dieser Stelle mit Wahrscheinlichkeiten gearbeitet. Der konstante und der lineare Extrapolationsprädiktor, die in typischen terrestrischen Fading-Umgebungen weit verbreitet sind, zeigen die schlechteste Genauigkeit. Auch die Extrapolation mittels spline-Funktion führt zu hohen Schätzfehlern und damit zu einem hohen Margin. Die speicherbasierte LUT schneidet ein wenig besser ab. Das Neuronale Netzwerk und die Fourier-Methode zeigen jedoch deutliche Vorteile im Hinblick auf eine geringe Ausfallwahrscheinlichkeit.

Der simulierte Durchsatz ist in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die Ergebnisse werden mit einer idealen Vorhersagemethode verglichen, bei der von einem Prädiktionsfehler von Null ausgegangen wird. Deshalb wird kein zusätzliches festes SNR-Margin benötigt. Die ideale Vorhersage bezieht sich auf die ergodische spektrale Effizienz  $S_{\text{erg}}$  von (3.5). In den Simulationen wurden drei verschiedene Rauschpegel untersucht: 16 dB, 9.4 dB und 5.2 dB. Die Ergebnisse aller drei Untersuchungen sind in Tabelle 4.2 aufgeführt. Aus den Ergebnissen in Tabelle 4.2 wird deutlich, dass der Verlust in realistischen ACM-Umgebungen, d. h. bei Berücksichtigung der ACM-Signalisierungsverzögerung und der ACM-Verarbeitungsverzögerung, deutlich höher ist. Ohne jegliche Vorhersage, was prinzipiell dem konstanten Schätzer entspricht, beträgt der simulierte Verlust etwa 21 %. Wenn jedoch die Fourier-Reihen Vorhersage angewendet wird, kann der Verlust an spektraler Effizienz noch weiter reduziert werden, so dass er fast sein theoretisches Minimum erreicht. Man beachte,

#### 4. Strategien zur Kompensation des Kapazitätsverlusts

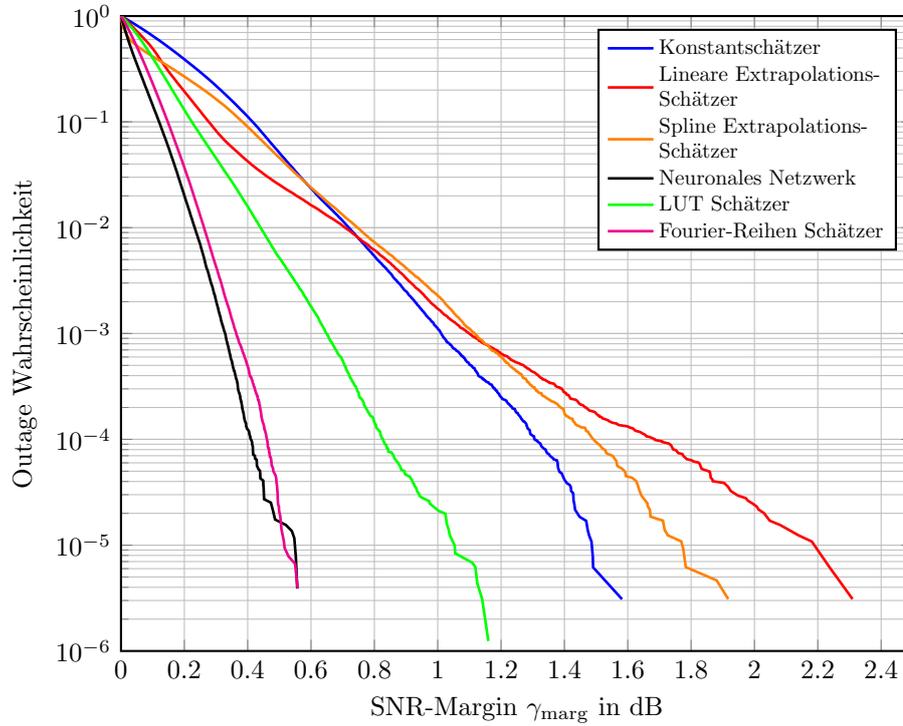


Abbildung 4.17: Outage Wahrscheinlichkeit unter Verwendung verschiedener Vorhersagealgorithmen in Abhängigkeit zum SNR-Margin.

Tabelle 4.2: System Performance

Algorithmus	Margin	AWGN = 16 dB		AWGN = 9.4 dB		AWGN = 5.2 dB	
		Mittlere spektrale Effizienz	Spektraler Effizienz Verlust $\Delta S$	Mittlere spektrale Effizienz	Spektraler Effizienz Verlust $\Delta S$	Mittlere spektrale Effizienz	Spektraler Effizienz Verlust $\Delta S$
<b>Konstant</b>	1.49 dB	$3.53 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	20.67 %	$1.78 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	28.07 %	$1.06 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	35.84 %
<b>Linear Extrapolation</b>	2.18 dB	$3.28 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	26.29 %	$1.67 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	32.7 %	$0.94 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	43.27 %
<b>Neurales Netzwerk</b>	0.55 dB	$3.79 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	14.83 %	$1.95 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	21.43 %	$1.21 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	26.70 %
<b>LUT</b>	1.05 dB	$3.68 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	17.30 %	$1.39 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	26.27 %	$1.13 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	32.04 %
<b>Fourier-Reihe</b>	0.52 dB	$4.03 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	9.44 %	$2.10 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	15.44 %	$1.35 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	18.60 %
<b>Ideales ACM</b>	0.0 dB	$4.14 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	6.97 %	$2.25 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	9.5 %	$1.46 \frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}}$	11.50 %

dass in dieser Simulation und auch in der Praxis das ACM-Schema in mehrere zusammenhängende SNR-Bereiche quantisiert wird. Jede Region unterstützt eine bestimmte Übertragungsrate. Daher hat das ACM-System nur eine endliche Anzahl von Übertragungsraten. Im Allgemeinen führen kleinere SNR-quantisierte Regionen zu einer höheren durchschnittlichen Übertragungsrate. Die Anzahl der verfügbaren Übertragungsraten ist jedoch durch die Implementierung und die Systemkomplexität begrenzt. Daher kann der in der ACM-Simulation ermittelte Verlust an spektraler Effizienz je nach Granularität der Übertragungsraten im ausgewählten SNR-Bereich höher ausfallen.



## Kapitel 5

# Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

Die Untersuchungen in den vorangegangenen Kapiteln sind für die Entwurfs- und Planungsphase von sehr großer Bedeutung. Dadurch können potenzielle Schwachstellen im Systemkonzept frühzeitig erkannt und behoben werden. Darüber hinaus hat die Schwankung des Antennengewinns einen erheblichen Einfluss auf die Systemkapazität. Die Berücksichtigung dieses Effekts verbessert die Genauigkeit der Link Budget-Analyse enorm, indem ein üblicherweise nicht beachteter Verlustfaktor einbezogen wird.

In der bisherigen Arbeit wurde immer von einer idealen Beam-Acquisition ausgegangen. Der Beam-Acquisition Algorithmus hat die Aufgabe den bestmöglichen Pointingvektor aus der endlichen Menge verfügbarer Pointingvektoren auszuwählen. Ein idealer Beam-Acquisition Algorithmus wählt zu jedem Zeitpunkt des Überflugs immer den besten Pointingvektor aus. Dabei wird keine zeitliche Verzögerung beim schätzen oder umschalten des Beams berücksichtigt. In der Praxis gibt es jedoch mehrere Herausforderungen, die die Antennensteuerung bewältigen muss, um den bestmöglichen Beam-Pointingvektor zu einem bestimmten Zeitpunkt auszuwählen. Zu diesen Herausforderungen gehören:

- die zeitliche Synchronisierung von Sender und Empfänger für gleichzeitiges Beam-Hopping,
- die Auswahl des idealen Antennenbeampaares (Sender- und Empfängerbeam),
- das Timing des idealen Umschaltzeitpunkts und
- die Berücksichtigung der Verzögerung beim Beam-Hopping, durch Signalisierungs-Overhead.

Deshalb werden die Erkenntnisse der bisherigen theoretischen Analysen in diesem Kapitel für den praktischen Entwurf einer Antennensteuerung verwendet. Mit Hilfe der Simulationen und statistischer Untersuchungen können geeignete Beam-Acquisition-Strategien, Hopping-Strategien und Tracking-Strategien implementiert werden.

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

Viele der heute betriebenen LEO-Satellitensysteme nutzen Techniken aus dem European ETSI DVB-S2(X) Standard [54]. Ursprünglich wurde der DVB-S2-Standard für geostationäre Anwendungen entwickelt [37, 55]. Der neueste DVB-S2X-Standard ist jedoch auch für den nicht-geostationären Fall geeignet [56, 57]. Im Gegensatz zu der kontinuierlichen Kommunikation mit dem DVB-S2(X) Standard, kann alternativ auch eine Burst-Kommunikation verwendet werden.

Eine der größten technischen Herausforderungen ist das Beam-Tracking und Beam-Switching während eines LEO-Überflugszenarios. Ein Beam-Switch oder ein Beam-Hop beschreibt den Prozess der Umschaltung, bzw. des Wechsels von einem Antennenbeam auf einen Anderen. Die meisten LEO-Satellitensysteme verwenden Phased Array Antennen mit Beamforming auf der Terminal- und Satellitenseite. Diese Antennen sorgen für die schnelle Nachführung und Ausrichtung des Beams. Diese ist erforderlich, um den Satelliten auf seiner Flugbahn kontinuierlich zu verfolgen. Phased Array Antennen werden häufig durch diskretes Pointing realisiert. Daher muss die Antennensteuerung zu jedem Zeitpunkt den am besten geeigneten Pointingvektor auswählen, der eine bestimmte Zielfunktion optimiert. Eine solche Zielfunktion könnte dadurch definiert sein, dass ein maximales durchschnittliches SNR über alle Nutzer in der Service Area erreicht wird [21]. Der am besten geeignete Pointingvektor wird dabei durch die Beam-Acquisition bestimmt. Daher wird die Acquisition immer vor einem Switch/Hop durchgeführt.

Zunächst werden in Abschnitt 5.1 die physikalischen Auswirkungen auf das Signal beim Umschalten des Antennenstrahls diskutiert. Darüber hinaus stellt Abschnitt 5.2 zwei allgemeine Beam-Hop-Strategien vor. Beide können mit dem in Abschnitt 5.4 vorgeschlagenen Beam-Acquisition Algorithmen verwendet werden. In Abschnitt 5.3 werden die allgemeine Struktur und die notwendigen Erweiterungen eines DVB-S2(X)-Empfängers beschrieben. Für den Sender sind keine zusätzlichen, vom Standard abweichenden, Änderungen erforderlich.

### 5.1 Signal Glitch beim Beam-Hop

Sobald die Antennensteuerung einen Beam-Hop durchführt, zeigt das empfangene Signal sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite einen *Glitch*-Effekt. Das bedeutet, dass die Signalamplitude  $a(t)$  für eine sehr kurze Zeitdauer schwankt, die Signalphase  $\varphi(t)$  springt unkontrolliert und die Trägerfrequenz  $f_c(t)$  kann einen kurzen Drift aufweisen. Dies stellt eine Herausforderung für den Empfänger dar, denn dieser muss das Signal während des Schaltzyklus stabil halten. Andernfalls verliert er die Synchronisation und müsste nach jedem einzelnen Beam-Hop eine Neusynchronisation initiieren. Das kostet jedoch wertvolle Zeit, in der keine Informationen übertragen werden können und führt unweigerlich zu einer geringeren effektiven Datenrate. Daher muss der Empfänger vor diesen Effekten geschützt werden. Der Signal Glitch tritt im Sender ebenfalls auf, allerdings ist dieser nicht von den Auswirkungen betroffen. Deshalb entsteht der Mehraufwand lediglich auf Empfängerseite. Der Empfänger muss deshalb einen nicht standardisierten *Sleep Mode* in den entsprechenden Modulen für

- die automatische Verstärkungsregelung (**AGC**),
- die Wiederherstellung der Symbolabtastzeitpunkte (Symbol Timing Recovery, **STR**), sowie
- die Zeit- und Frequenz-Synchronisierung in der Physical Layer Synchronisation (**PLSync**)

bereitstellen. Damit wird die Verstärkung, das Symbol Timing, der Trägerfrequenzversatz (CFO) und die Phase konstant gehalten und erst nach dem Beam-Hop aktualisiert. Wie in der DVB-S2X-Norm empfohlen, sollte die Umschaltung innerhalb einer Dummy-Phase erfolgen [57]. Diese Schutzzeiten, also die Dummy-Phasen, müssen zeitlich genau auf die Schaltzyklen des Rx- und Tx-Antennenbeams abgestimmt sein. Andernfalls würde dies zu Bitfehlern und Informationsverlusten führen.

## 5.2 Beam-Switch Strategie

Für einen erfolgreichen Beam-Hop müssen die Schaltvorgänge zwischen Satelliten und Endgerät genau zeitlich synchronisiert werden. Der Sender und der Empfänger können den Beam-Hop dabei gleichzeitig oder nacheinander durchführen. Es ist lediglich wichtig, dass der Empfänger den Umschaltzeitpunkt des Senders genau kennt, um seine Synchronisation aufrechtzuerhalten. Im Allgemeinen gibt es zwei mögliche Betriebsstrategien:

- Pre-scheduled oder synchrone Umschaltung und
- Data-aided oder asynchrone Umschaltung

Beim pre-scheduled oder synchronen Umschalten wird der Beam-Hop-Plan a priori in periodischen Dummy-Phasen geplant. Innerhalb dieser Zeiträume müssen die beiden Antennensteuerungen entscheiden, ob eine Strahlumschaltung erforderlich ist oder nicht. Bei der data-aided oder asynchronen Umschaltung, folgt das Umschalten der Beams einem zufälligen Muster, das durch einen Steuerbefehl oder eine spezielle Signalfolge ausgelöst wird. Eine solche Sequenz könnte zum Beispiel die Erkennung eines Dummy-Frames sein. Es ist zu beachten, dass mit dieser Methode keine regulären Dummy-Frames bei der normalen Datenübertragung erlaubt sind und stattdessen Zero-Frames verwendet werden sollten. Im data-aided Modus entscheidet die Antennensteuerung des Senders, ob ein Beam-Hop erforderlich ist. Sollte das der Fall sein, wird der Datenstrom angehalten und es werden Dummy-Frames in den Datenstrom eingefügt. Damit ist die effektive Datenrate höher, da Dummy-Perioden nur dann eingefügt werden, wenn ein Beam-Hop wirklich notwendig ist. Allerdings muss der Sender ständig den Status des Empfängers beobachten, um eine Dummy-Periode zu initiieren, wenn die Rx-Antennensteuerung einen Beam-Hop anfordert.

Der Autor hat einen entsprechenden Algorithmus für ein LEO-Satellitensystem mit ABF Antennen implementiert. In den folgenden Kapiteln werden die gewonnenen Erkenntnisse vorgestellt. Die Grundlage der Kommunikationseinheit ist ein DVB-S2(X) Modem. Aufbauend auf dem DVB-S Standard, wurde ein proprietäres Modem

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

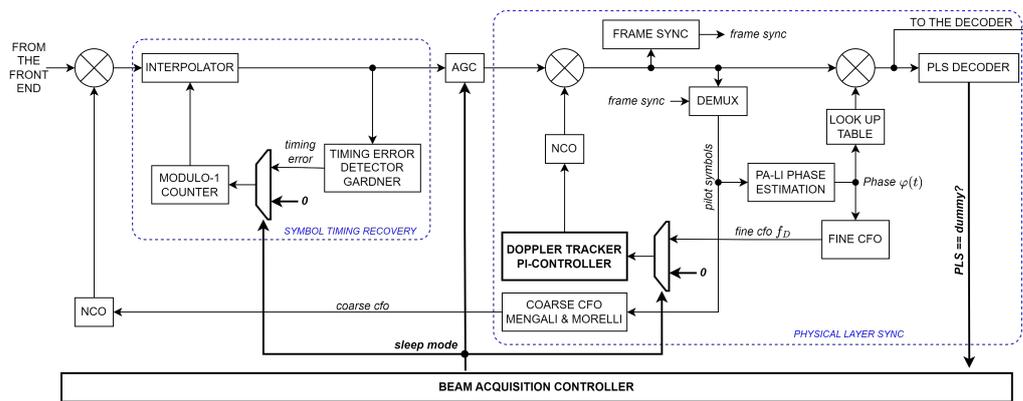


Abbildung 5.1: DVB-S2(X)-Empfängerarchitektur mit verbesserter Beam-Acquisition für LEO-Kompatibilität; In Anlehnung an [38].

entwickelt. Darüber hinaus hat der Autor numerische Simulationen und Analysen für HBF und DBF Antennen durchgeführt. Der wesentliche Unterschied bei ABF, HBF und DBF ist die verwendete Beam-Acquisition Strategie, also die Art der Richtungsschätzung, die später in Abschnitt 5.4 beschrieben wird.

### 5.3 Modifizierte DVB-S2(X) Architektur

Die Implementierungsrichtlinien für den DVB-S2(X)-Standard enthalten bereits ein allgemeines Synchronisationsschema für Empfänger [37, 57]. Die wichtigsten Teile, die für die Beam-Acquisition von Interesse sind, ist die STR, die AGC und die PLSync. Die PLSync kompensiert den CFO und den Phasenversatz. Der Coarse-CFO wird nur einmal während des Anfangszustands mit Hilfe des Mengali-Morelli-Algorithmus [58] geschätzt. Für den Fine-CFO und die Phasenkompensation wird der standardisierte Algorithmus zur Trägerphasenrückgewinnung von [37] verwendet. Die pilotengestützte lineare Phaseninterpolation wird zur Vorwärtskorrektur des verbleibenden CFO-Fehlers verwendet. Der Phasendrift zwischen zwei aufeinanderfolgenden Piloten wird verwendet, um die Fine-CFO zu tracken. Um eine LEO-Kompatibilität zu erreichen, müssen jedoch einige Erweiterungen vorgenommen werden. Die Änderungen sind in der Abbildung 5.1 fett hervorgehoben. Der Beam-Acquisition Controller (**BACtr1**) verwaltet den gesamten Prozess im Empfänger. Im Allgemeinen startet und stoppt das Modul den *Sleep Mode* des Empfängers, wenn die PLSync eine aktive Dummy-Periode erkennt. Es ist zu beachten, dass die Beamumschaltung nur während des aktiven Rx *Sleep Mode* durchgeführt wird. Der detaillierte Ablauf ist in Abschnitt 5.4 beschrieben.

Die STR re-interpoliert die korrekten Zeitabstastpunkte mit Hilfe des Gardner-Algorithmus [59]. Während der Strahlumschaltung muss der geschätzte Zeitfehler ignoriert werden, um einen *unlock* des Abtastzeit-Reglers aufgrund von Signalfehlern zu vermeiden. Die AGC sollte auch die Leistungsschätzung im *Sleep Mode* stoppen, um eine falsche Skalierung der Symbole zu vermeiden. Ansonsten würde der Symboldetektor Fehler produzieren. Außerdem wird einen Doppler-Tracker zur PLSync

hinzugefügt. Der Doppler-Tracker verwendet einen Phasenregelkreis (PLL) zweiter Ordnung, wie in [60] beschrieben. Allgemein wird der Doppler-Tracker nur bei langen Dummy-Perioden und niedrigen Baudraten  $B_{\text{BR}}$  benötigt. Ein LEO-Satellit mit der Höhe von  $|\vec{h}| = 600$  km und einer Trägerfrequenz von  $f_c = 27.5$  GHz hat beispielsweise eine maximale Dopplerrate von  $R = -8000$  Hz/s. Während einer Dummy-Periode beträgt die maximal zulässige Phasenverschiebung  $\pi$ . Der daraus resultierende maximal zulässige CFO hängt von der Anzahl der Dummy-Frames  $N_{\text{Frames}}$  in einer Dummy-Periode ab. Im Allgemeinen muss der maximal zulässige CFO immer größer sein als der CFO-Drift während der Dummy-Periode

$$\frac{\pi B_{\text{BR}}}{2\pi N_{\text{Frames}} 3330 \text{ Symbole}} > \frac{R N_{\text{Frames}} 3330 \text{ Symbole}}{B_{\text{BR}}}. \quad (5.1)$$

Die Abbildung 5.2 zeigt einige Signale aus der Hardware Description Language (HDL) Simulation einer einzelnen Dummy-Periode. Es wird gezeigt, dass der *Sleep Mode* auf *active high* geht. Die Signalamplitude zeigt den Glitch, wenn der Beam umgeschaltet wird. Der Abtastzeitfehler der STR wird auf Null gestellt. Der Abtastzeit-Interpolations-Offset läuft während der Dummy-Periode weiter. Am Ende der Dummy-Periode stimmt der Interpolations-Offset annähernd mit dem richtigen Wert überein. Darüber hinaus wird der CFO im Ruhemodus auf der Grundlage der geschätzten Doppler-Rate durch den vom Doppler-Modul verfolgten CFO aktualisiert. Die Signalphase wird im aktiven *Sleep Mode* konstant gehalten. Wenn der Empfänger den Ruhemodus verlässt, zeigt die erste Phasenschätzung die durch den Beam-Hop verursachte Phasenverschiebung.

Der Sender kann streng nach Standard [37, 57] implementiert werden. Hier gibt es nichts zu beachten. Der Sender kennt selbst die Zeitpunkte, an welchen er Dummy-Frames einfügt und kann in dieser Zeit seinen Beam-Hop entsprechend durchführen. Der beschriebene Algorithmus wurde auf einem AMD Zync Ultrascale+ RFSoc [61] FPGA implementiert und getestet.

## 5.4 Beam-Acquisition Strategie

Die einfachste Methode, den am besten geeigneten Beam auszuwählen, ist die Verwendung der Informationen über die genaue Position, der Lage und der Ausrichtung, sowohl des Benutzerterminals, als auch des Satelliten. Sollten diese Informationen jedoch nicht zur Verfügung stehen, veraltet oder ungenau sein, ist diese Vorgehensweise nicht zielführend. Dies kann der Fall sein, wenn zum Beispiel Global Positioning System (GPS), TLE, Attitude Determination and Control System (ADCS), Gyrosensordaten, usw. auf mindestens einer Kommunikationsseite ungenau oder nicht verfügbar sind, denn sowohl die Antennensteuerung des Satelliten, als auch des Terminals müssen ihre Pointingvektoren entsprechend nachführen. Obwohl jede Plattform in der Regel die Position der anderen Teilnehmer kennt, kann eine Beam-Acquire dennoch notwendig sein. Zum Beispiel können bei abnormalen Ausbreitungsbedingungen in den Atmosphärenschichten Reflexionsempfang bei Non-Line-of-Sight (NLOS) Bedingungen, sowie auch Beugungsempfang auftreten. Bei schmalen Antennenbeam-

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

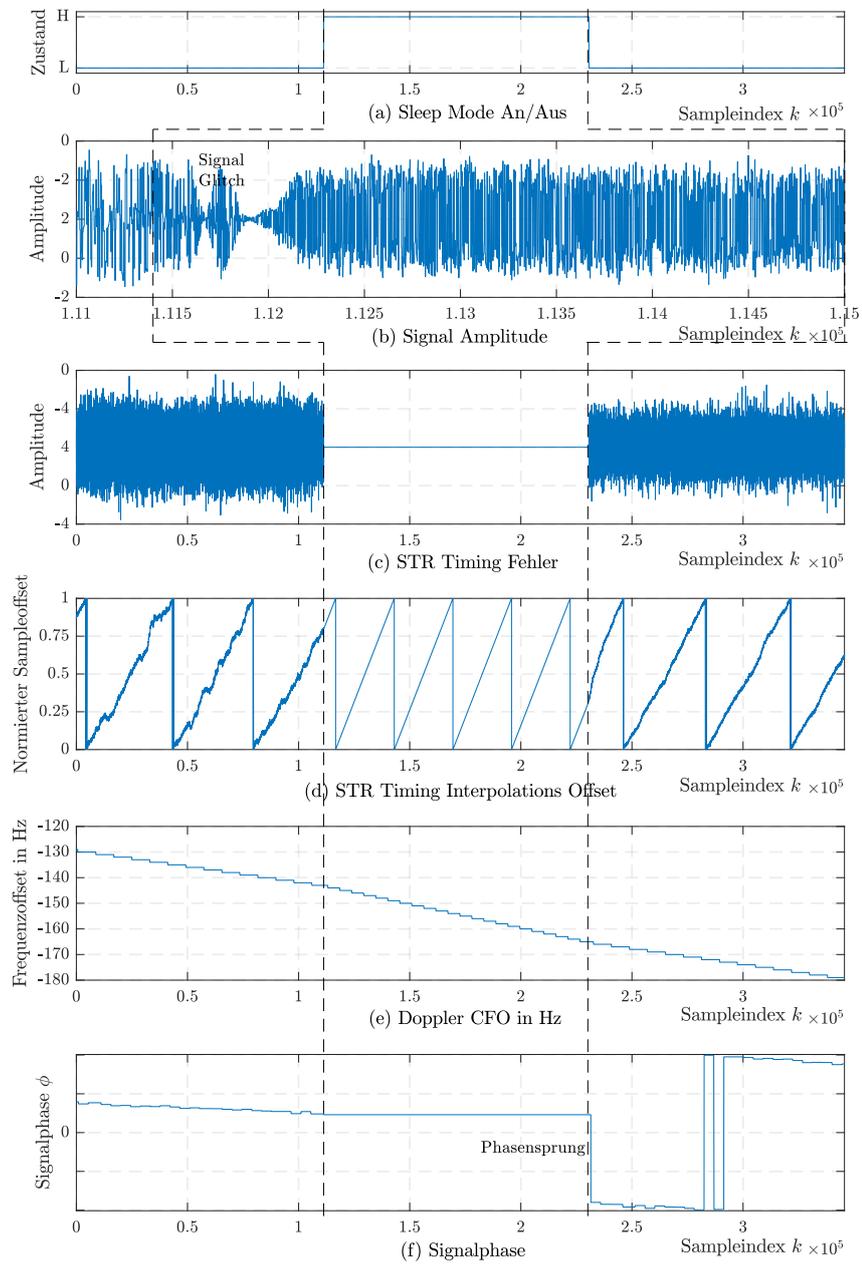


Abbildung 5.2: Zeitlicher Verlauf der digitalen Signale bei einem Beam-Switch aus HDL Simulation; In Anlehnung an [38].

Footprints können diese Effekte zu einer falschen Ausrichtung führen, wenn nur die nominelle Position des anderen Netzteilnehmers bekannt ist.

Im Allgemeinen wird Beamforming in drei Kategorien unterschieden: analoges, digitales und hybrides Beamforming. Alle Arten unterscheiden sich hinsichtlich der Komplexität im analogen und digitalen Frontend. Dadurch ergeben sich unterschiedliche Eigenschaften bezüglich Kosten, Stromaufnahme, Wärmeentwicklung, Flexibilität in der Strahlformung und Schnelligkeit des Beam-Hops. Je nach Anwendungsgebiet und Leistungsanforderungen haben auch heutzutage noch alle drei Beamforming-Arten ihre Daseinsberechtigung. In der Literatur wurden diese Unterschiede bereits mehrfach diskutiert. Im Folgenden wird sich deshalb auf eine für die Richtkommunikation wesentlichen Eigenschaft konzentriert: die Richtungsbestimmung des Empfangssignals. Denn sowohl Sender, als auch Empfänger müssen ihre Antennen zeitgleich präzise aufeinander ausrichten, um miteinander zu kommunizieren. Dies wird häufig als selbstverständlich betrachtet, erfordert aber vor allem in großen Netzwerken mit einem hohen Grad an Mobilität, einen äußerst durchdachten Algorithmus. Die gesamte Wellenform muss auf dieses System abgestimmt werden, damit die Teilnehmer ihren Medium Access miteinander koordinieren können. Während bei omni-direktionalen Funksystemen alle Nutzer interne Absprachen und Zeitallokationen zwischen zwei Teilnehmern direkt mitverfolgen können, haben in der Richtkommunikation nur die unmittelbar beteiligten Kommunikationspartner Kenntnis davon. Wenn diese Herausforderung jedoch bewältigt wird, kann die Datenrate des Gesamtsystems erheblich gesteigert werden, da durch die räumliche Trennung (Space-Division Multiple Access) der Teilnehmer eine parallele Kommunikation möglich ist. In Abschnitt 6.1 wird die Richtungsbestimmung anhand einer analogen Beamforming-Antenne beschrieben. Anschließend wird in Kapitel 6.2 und Kapitel 6.3 das Thema im Kontext von vollständig digitalen Beamforming und hybriden Beamforming betrachtet. Die Tabelle 5.1 gibt einen ersten Überblick zu den drei Arten von Beam-Acquisition Methoden. In der Tabelle sind die jeweiligen Algorithmen kurz zusammengefasst. Grundsätzlich funktioniert die Richtungsschätzung im ABF, HBF und DBF auf die gleiche Weise [62]:

- (i) Signalrichtungserkennung, z. B. durch Leistungsdetektion;
- (ii) Signalklassifikation (Störer oder Nutzsignal), z. B durch Kreuzkorrelation mit bekannter Pilotsequenz.

Dabei ist zu unterscheiden, ob die gewählte Methode für den Net-Entry Modus, oder den Tracking Modus geeignet ist. Beide Modi erfordern teils spezielle Algorithmen, weil sie für unterschiedliche Szenarien entworfen werden. Beim Net-Entry Fall, möchte ein Teilnehmer dem Netzwerk beitreten. Dabei haben beide kein Wissen übereinander, wie zum Beispiel:

- (i) Informationen über die Positionen der Teilnehmer;
- (ii) eine Frame-, Zeit-, oder Frequenzsynchronisation.

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

Sie haben demnach nicht die Möglichkeit den Net-Entry zu koordinieren. Hierfür müssen Regeln aufgestellt werden, wie das Ablaufprogramm in dem speziellen Fall auszusehen hat. Im Tracking Modus können dagegen viele Vereinfachungen getroffen werden. So ist zum Beispiel eine relativ aktuelle Position aller Teilnehmer des Netzwerkes bekannt, weil diese ständig in Kontakt sind. Aufgrund dieser Positionsinformation kann der Suchraum deutlich eingegrenzt werden. Der Tracking Algorithmus ist demzufolge wesentlich schneller in seiner Schätzung. Darüber hinaus zeigt die Tabelle 5.1 einen Vergleich bezüglich der Rechendauer, Auswirkung auf die spektrale Effizienz und Komplexität der Berechnung.

Ob eine analoge, hybride oder digitale Richtungsschätzung verwendet wird, ist dabei oft durch die verbaute Beamforming-Technik vorgegeben. Generell gilt HBF als optimaler Kompromiss, da es die Vorteile von analogen und digitalen Beamforming vereint und dabei kaum Nachteile mit sich bringt. Im Gegensatz dazu veranschaulicht die Tabelle 5.1, dass eine hybride Richtungsschätzung im Wesentlichen nur die Nachteile des analogen und digitalen Verfahrens vereint. In Kapitel 6.4 wird deshalb eine Methode vorgestellt, die HBF und eine vollständig digitale Richtungsschätzung vereint. Es wird gezeigt, dass diese Methode aus Systemsicht eine optimale Lösung darstellt.

### 5.4.1 Signalrichtungserkennung

In diesem Kapitel werden zwei Strategien zur Signalrichtungserkennung vorgestellt. Im Wesentlichen muss zur Erkennung der Signalrichtung in einem iterativen Algorithmus verschiedene Signalrichtungen getestet werden. In Kapitel 5.4.1.1 wird das lineare Scannen als ein Standardverfahren vorgestellt. In Kapitel 5.4.1.2 wird ein effizienterer Algorithmus vorgestellt, der auf evolutionärer Optimierung basiert.

#### 5.4.1.1 Lineares Scannen der Raumrichtungen

Das lineare Scannen ist eine sehr einfache Methode der Richtungsbestimmung. Es werden keine zusätzlichen Anforderungen an die Rechenkomplexität oder Beamforming-Technik gestellt. Im Prinzip ist dieses Verfahren für ABF, HBF und DBF geeignet, wobei mitunter bei HBF und DBF Anwendungen bessere Methoden existieren können, wie es in den Kapiteln 6.2, 6.3 und 6.4 beschrieben wird. Beim linearen Scannen wird die Hauptstrahlrichtung der Antenne systematisch mit jeder Messung leicht gedreht. Bei der Messung wird dann zum Beispiel mittels Amplituden- oder Leistungsdetektion versucht ein Signal zu erkennen. Dafür muss sich das Signal deutlich vom Rauschlevel unterscheiden. Alternativ kann auch versucht werden eine Korrelationssequenz in der gegebenen Richtung zu finden. Je nach Länge der Trainingssequenz können so auch Signale mit sehr geringer Leistung, teilweise unterhalb des Rauschlevels, gefunden werden. Auf diese Weise wird direkt das Signal of Interest (SOI) gefunden. Das SOI entspricht dem gewünschten Signal. Bei einer reinen Amplituden- oder Leistungsdetektion ist zunächst nicht klar, ob das erkannte Signal ein Störer, oder das SOI ist. Der Rechenaufwand eines Kreuzkorrelators ist dafür umso größer. Bei HBF und DBF kann darüber hinaus die Richtung durch die Auswertung der Phaseninformati-

Tabelle 5.1: Beam-Acquisition bei analogen, hybriden und digitalen Beamforming

	Analoge Richtungsschätzung	Hybride Richtungsschätzung	Digitale Richtungsschätzung	
<b>Algorithmus</b>	Sequentielles Scannen aller möglichen Raumrichtungen	Digitale Berechnung von möglichen Kandidatenrichtungen und anschließende Klassifizierung der Kandidaten (Hinsichtlich Störer oder Nutzsignal)	Digitale AoA Algorithmen (blind oder adaptive)	
<i>Signalerkennung</i>	<i>Leistungsdetektion</i>	<i>Blind AoA Algorithmus (Bartlett, MVDR, MUSIC, ESPRIT, ...)</i>	<i>Blind AoA Algorithmus (Bartlett, MVDR, MUSIC, ESPRIT, ...)</i>	<i>Adaptive Beamforming Algorithmus (LMS, SMI, RLS, ...)</i>
<i>Signalklassifizierung</i>	<i>Kreuzkorrelation mit Pilotsequenz</i>	<i>Kreuzkorrelation mit Pilotsequenz</i>	<i>Kreuzkorrelation mit Pilotsequenz</i>	
<b>Net-Entry Mode</b>	✓	✓	✓	
<b>Tracking Mode</b>	✓	✓	✓	✓
<b>Rechen-dauer</b>	<b>Lang</b> , Raumrichtungen werden sequentiell mit ABF getestet	<b>Mittel</b> , schnelles finden von Kandidatenrichtungen mittels digitalem AoA und anschließendes Klassifizieren der Kandidaten mit ABF, HBF oder DBF	<b>Schnell</b> , direkte Berechnung der Raumrichtung	
<b>Spektrale Effizienz</b>	<b>Gering</b> , häufiges/langes Aussenden einer Pilotsequenz notwendig	<b>Mittel</b> , Pilotsequenz muss nur wenige male zum Klassifizieren der Kandidaten gesendet werden	<b>Hoch</b> , Pilotsequenz muss nur einmal gesendet werden	
<b>Rechenkomplexität</b>	<b>Gering</b> , Trial and Error Methode	<b>Hoch</b> , aufwendige Berechnung der Signalrichtung	<b>Hoch</b> , aufwendige Berechnung der Signalrichtung	

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

on bestimmt werden. Die Phasendifferenz ergibt sich aus der Laufzeitdifferenz der empfangenen Signale an den einzelnen Antennenelementen. Bekannte Verfahren sind zum Beispiel der Bartlett-, MVDR-, oder MUSIC-Algorithmus. In Kapitel 6.2 wird näher auf diese Art der Richtungsbestimmung eingegangen. Im Wesentlichen haben die Algorithmen aber gemeinsam, dass auch hier alle möglichen Raumrichtungen digital durchprobiert werden. Mithilfe einer Metrik wird dann bestimmt, ob aus der Richtung ein Signal anliegt, oder nicht. Demzufolge findet das lineare Scannen auch in den digitalen AoA-Verfahren Anwendung. Die Abbildung 5.3 zeigt das Verfahren des linearen Scannens. Der Empfänger richtet seine Aufmerksamkeit gezielt auf eine vorgegebene Richtung und sucht nach einem Signal.

Der Vorgang des linearen Scannens nimmt allerdings viel Zeit in Anspruch, da die Pointingvektoren sequentiell den Raum abtasten um das Beacon Signal zu suchen. Im ABF muss der Beacon dabei sehr häufig übertragen werden, damit sichergestellt werden kann, dass der Empfänger diesen auch empfängt, wenn er in die entsprechende Richtung schaut. Bei den digitalen Verfahren, kann das einmal gesendete Signal als Rohsignal der verschiedenen Antennen des Empfängers aufgezeichnet werden. Im Anschluss wird der Raum dann durch digitales Beamforming systematisch durchsucht. Dies kann auch parallelisiert werden, sodass mehrere Richtungen zur selben Zeit analysiert werden können. Im Wesentlichen hängt die Zeit der Richtungsschätzung demnach von der Dauer eines Beam-Switches, der Übertragungsdauer eines Beacons und der Anzahl der Pointingvektoren ab, die getestet werden sollen (Anzahl der Kandidaten). Zusätzliche Informationen können daher hilfreich sein um eine Kandidatenliste aus möglichen Beams/Richtungen aufzustellen, die durchsucht wird. Sollte kein Wissen über das System vorhanden sein, muss der gesamte Raum abgesehen werden. Hierbei spielt die HPBW eine entscheidende Rolle. Je größer der Beam-Öffnungswinkel ist, desto weniger Kandidaten müssen getestet werden, weil der definierte Suchbereich mit weniger Pointingvektoren ausgefüllt werden kann. Durch die Technik des Tapering [13, 17] kann direkt Einfluss auf die HPBW genommen werden. Beim Tapering werden die Amplituden der einzelnen Antennen gezielt gewichtet. Dadurch wird eine Verzerrung des Antennendiagramms erreicht. Auf diese Weise lässt sich sowohl der Öffnungswinkel des Beams in Hauptstrahlrichtung, als auch die Unterdrückung der Nebenkeulen manipulieren. Die Genauigkeit dieser Art der Schätzung ist allerdings sehr begrenzt.

Der Nachteil des linearen Scannens ist die räumliche Abtastrate, bzw. die Scannauflösung oder Schrittweite. Diese ist immer konstant. Wenn die Schrittweite zu grob eingestellt wird, kann es passieren, dass an einer Richtung „vorbei“ gescannt wird. Die Schrittweite hat einen großen Einfluss auf die Genauigkeit und die Berechnungsdauer bzw. die Anzahl an Raumrichtungen, die getestet werden. Die Abbildung 5.4 illustriert das es beim linearen Scannen ein Problem beim Interpretieren der Peaks geben kann. Die rote Kurve stellt das originale hoch abgetastete Pseudospektrum dar. Beim Vergleich der roten Kurve mit der blauen und grünen Kurve wird deutlich, dass es nicht ohne Weiteres möglich ist zu unterscheiden, ob ein Peak kleiner ist, weil er zwischen zwei Abtastwerten liegt (blau) oder die Leistung des Signals kleiner ist (grün). Das ist eine Herausforderung für die Peak Detektion. Diese muss entscheiden,

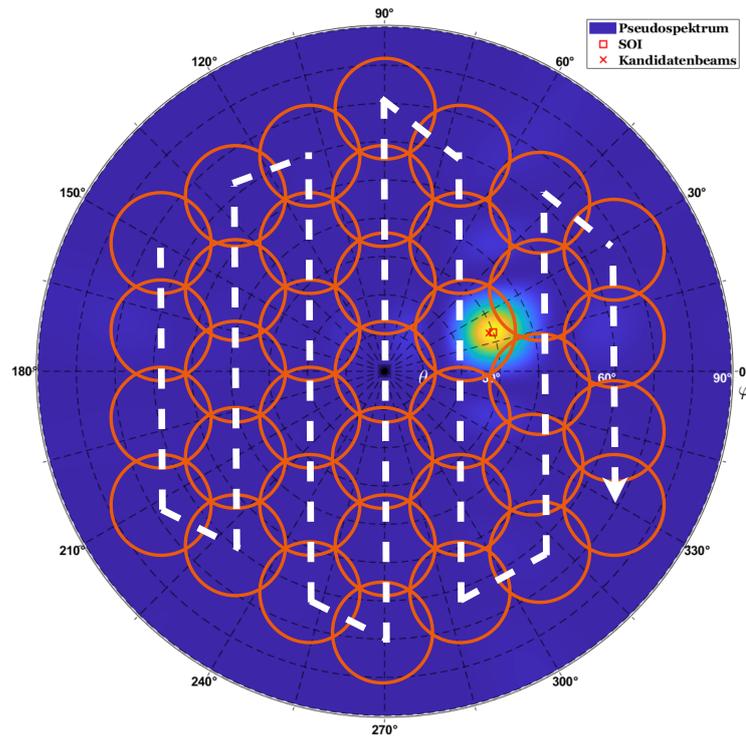


Abbildung 5.3: Räumliche Suche der Signalrichtung durch lineares Scannen.

ob es sich um ein Signal-Peak oder ein Rausch-Peak handelt. Dabei kann es passieren, dass der Peak nicht erkannt wird, weil er unterhalb eines Schwellenwerts liegt. Eine adaptive Regelung der Schrittweite wird im nachfolgenden Kapitel beschrieben.

#### 5.4.1.2 Evolutionsstrategie zum Scannen der Raumrichtungen

Im vorherigen Abschnitt wurde die sehr einfache Suchstrategie des systematischen, linearen Scannens beschrieben. Diese Methode hat einige Nachteile, wie zum Beispiel:

- (i) Abtastrate (Scanauflösung) und
- (ii) Berechnungsdauer (Fixe, hohe Anzahl an Berechnungssiterationen).

Im Wesentlichen lässt sich das zu lösende Problem auf eine klassische Optimierungsaufgabe  $O$  zurückführen. In der Literatur [63, 64] wurde hierfür mehrfach der Particle-Swarm-Algorithmus und der Genetische-Algorithmus vorgeschlagen. Teilweise wurden beide Algorithmen in einer hybriden Struktur kombiniert, um bessere Ergebnisse zu erzielen. Im Allgemeinen funktionieren die Algorithmen in Szenarien mit wenigen Signalquellen sehr gut und können das lineare Scannen überbieten. Bei mehreren Quellen degradiert die Performance dagegen sehr schnell [65, 66]. Die Hauptursache liegt in der Rekombination der Individuen einer Population. Dieser Prozess resultiert in der Regel in einer Clusterung der Individuen und stellt damit eine globale Suche dar. Im Folgenden wird deshalb ein evolutionsbasierter Algorithmus vorgeschlagen, der adaptiv zwischen einer globalen und lokalen Suche skalieren kann. Dadurch

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

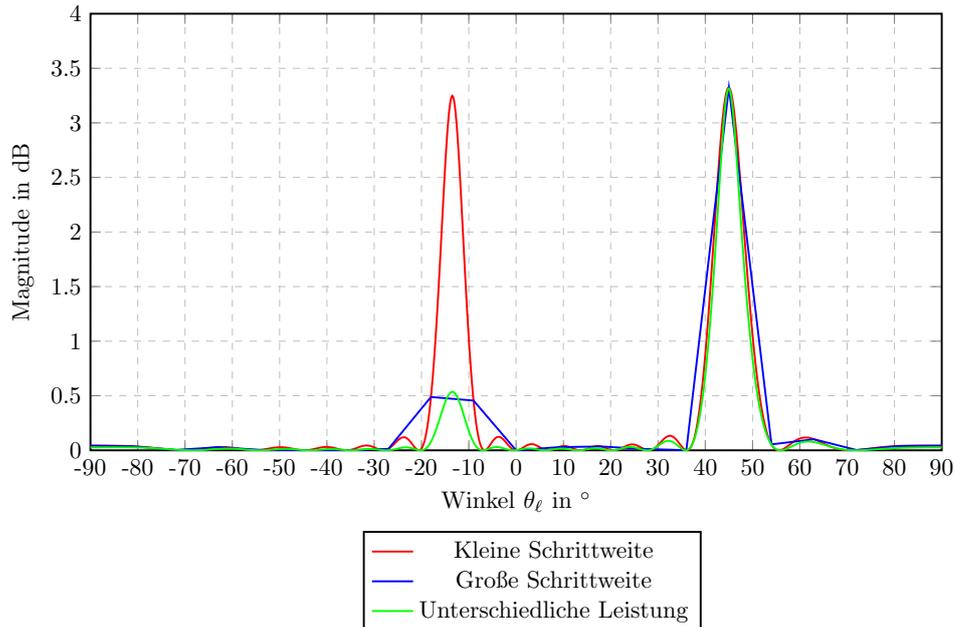


Abbildung 5.4: Darstellung des Pseudospektrums einer ULA bei zwei Signalquellen und einer hohen Auflösung der Schrittweite (rot), einer kleinen Schrittweitemauflösung (blau) und unterschiedlichen Signalleistungen der Quellen (grün).

können mehrere Signalquellen gefunden werden, unabhängig von deren Verteilung. Dafür muss zunächst eine Zielfunktion  $f_{\text{ES}}$  und die zugehörigen Nebenbedingungen definiert werden. Als Zielfunktion können die in Kapitel 6.2 genannten Algorithmen verwendet werden. Denkbar ist zum Beispiel das dort beschriebene Pseudospektrum  $f_{\text{PS}}$  des MVDR-Beamformers von (6.3). Die Nebenbedingungen begrenzen den Suchraum, der durch die beiden Winkel  $\theta_\ell = [0, \pi/2]$  und  $\varphi_\ell = [0, 2\pi)$  gegeben ist. Das vorliegende Optimierungsproblem entspricht einem Maximierungsproblem

$$O: \quad \max_{\theta_\ell, \varphi_\ell} f_{\text{ES}}(\theta_\ell, \varphi_\ell) \quad \text{u.d.N.} \quad \theta_\ell = [0, \pi/2] \quad \text{und} \quad \varphi_\ell = [0, 2\pi). \quad (5.2)$$

Dabei muss eine lokale Suche nach Extrempunkten durchgeführt werden, weil die globale Lösung nicht immer der optimalen Lösung entspricht. Des Weiteren ist die Anzahl und Verteilung der lokalen Lösungen im Suchraum nicht bekannt, weshalb im Wesentlichen der gesamte Suchraum durchsucht werden muss. Mittels eines intelligenten Suchalgorithmus bzw. Optimierungsverfahrens kann dabei eine wesentlich schnellere Konvergenz als bei der linearen Suche erreicht werden. Gleichzeitig wird die Schrittweite des Suchalgorithmus mit zunehmender Konvergenz an eine lokale Lösung adaptiv skaliert. Dadurch werden die Extrempunkte exakt gefunden. Ein „vorbei“ Scannen ist deshalb unwahrscheinlicher. Allerdings besteht die Möglichkeit, dass einzelne lokale oder globale Lösungen nicht gefunden werden. Des Weiteren kann es vorkommen, dass der Algorithmus bei den Situationen nicht zur „richtigen Lösung“ konvergiert:

- (i) Ein oder mehrere starke Störer und schwaches SOI,

- (ii) Störer positionsmäßig dicht bei SOI, oder
- (iii) SOI am Rand des Suchraumes.

Die „richtige Lösung“ beschreibt in dem Fall, die Richtung des SOI.

Der Autor empfiehlt für dieses Optimierungsproblem die Verwendung einer angepassten Evolutionsstrategie (ES). Klassische ES-Algorithmen optimieren auf Grundlage der Ideen aus der Evolutionstheorie. Der Algorithmus berechnet in einer Schleife über mehrere Iterationen die Lösung. Eine Iteration wird als Generation, oder Population  $\mathbf{G}^{(k)}$  bezeichnet. Die Berechnung von neuen Generationen wird so lange fortgeführt bis ein Stoppkriterium erreicht ist. Als Kriterium ist zum Beispiel eine erkannte Konvergenz oder eine maximale Iterationsanzahl denkbar. Jede Population besteht aus einer Anzahl  $N_{\text{idv}}$  von Individuen  $\Psi_{(i)}^{(k)} \in \mathbf{G}^{(k)}$ , bzw. Lösungskandidaten. Jedes der Individuen repräsentiert eine Lösung  $v_{(i)}^{(k)}$  der Zielfunktion. Je nach der Güte der Lösung, wird den Individuen eine Fitness zugeordnet. Die Fitness entspricht dem Ergebnis der Zielfunktion. Eine hohe Fitness setzt sich in der Evolution durch, so dass die Individuen allmählich zu der globalen Lösung konvertieren. Die Zielfunktion  $f_{\text{ES}}$  ist allgemein definiert durch

$$f_{\text{ES}}: \mathbb{T}^2 \rightarrow \mathbb{R} \quad \text{mit} \quad (\theta_\ell, \varphi_\ell) \mapsto f_{\text{ES}}(\theta_\ell, \varphi_\ell). \quad (5.3)$$

Ein Individuum  $\Psi_{(i)}^{(k)}$ , mit  $i = 1 \dots N_{\text{idv}}$ , der  $k$ -ten Generation  $k = 1 \dots N_{\text{pop}}$ , ist parametrisiert durch die zwei Winkel  $\Psi_{(i)}^{(k)} = (\theta_\ell, \varphi_\ell)_{(i)}^{(k)}$ . Im Grunde besteht der angepasste ES aus den folgenden Schritten:

1. Initialisierung der Population
2. Mutation
3. Bouncing
4. Selektion/Crossover

Der Mutationsalgorithmus im hier vorgeschlagenen Verfahren wurde auf die Gegebenheiten der Optimierungsaufgabe angepasst. An dieser Stelle wird ein adaptiver, lokaler Suchalgorithmus verwendet, der die Intensität der Suche sowohl zwischen den Generationen und gleichzeitig auch für jedes Individuum einer Population einzeln anpassen kann. Dafür wird die gesamte Performance der aktuellen Population ausgewertet. Zusätzlich ist die Selektion/Crossover Funktion im Vergleich zum klassischen ES neu hinzugefügt wurden. Eine Erläuterung erfolgt weiter unten.

In der Initialisierungsphase werden die Kandidaten der ersten Population  $\Psi_{(i)}^{(k=0)}$  gleichmäßig im Lösungsraum verteilt. Das ist wichtig, weil möglichst der gesamte Lösungsraum abgesucht werden soll. Für die initialen Kandidaten wird dann die Fitness  $v_{(i)}^{(k=0)}$  mittels der Zielfunktion  $f_{\text{ES}}$  bestimmt.

Nachfolgend werden ausgehend von den aktuellen Kandidatenpositionen  $\Psi_{(i)}^{(k-1)}$ , die neuen Positionen der Individuen  $\Psi_{(i)}^{(k)}$  generiert. Dieser Vorgang wird auch *Mutation* genannt. Der Mutationsalgorithmus ist der wichtigste Bestandteil eines jeden

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

Evolutions-Algorithmus. In der Literatur finden sich zahlreiche Beispiele für Mutationsmethoden, die auf die unterschiedlichsten Optimierungsprobleme abgestimmt sind. Zum Beispiel kann mit der Mutationsstrategie festgelegt werden, ob der ES nach einer globalen oder lokalen Lösung sucht, wie das Konvergenzverhalten aussieht, oder wie die Individuen einer Population miteinander interagieren. Prominente Vertreter für globale Optimierungen sind die klassischen Differential Evolution (DE) Strategien, die 1995 von Rainer Storn und Kenneth Price vorgestellt wurden [67]. Diese Strategien nutzen eine Linearkombination der Individuen untereinander aus, um eine möglichst schnelle Konvergenz hin zum globalen Maximum zu erreichen. Der DE-Algorithmus lernt aus der Differenzvektorverteilung der Individuen etwas über die Topologie des Lösungsraums. Bei der zweidimensionalen Richtungsschätzung ist dieser Lerneffekt allerdings hinderlich, weil der gesamte Lösungsraum abgesucht werden muss. Für eine lokale Suche gibt es in der Literatur Vorschläge und Erweiterungen des DE-Algorithmus. In [68] wird ein adaptiver DE vorgestellt, der die Fitness der globalen Lösung und der lokalen Lösung auswertet, um den Mutationsalgorithmus zwischen einer lokalen und globalen Suche zu justieren. Bei dieser Methode wird ein Teil der Individuen für eine lokale Suche und der übrige Teil für eine globale Suche verwendet. Der Anteil der Individuen verschiebt sich dabei in jeder Population, je nachdem welche Performance die lokale und globale Suche erzielt. Zusätzlich zu der Aufteilung wird auch die Intensität der lokalen Suche skaliert. Die Intensität der Suche meint hierbei die Mutationsschrittweite. Die Schrittweite ist ein wichtiger Parameter bei der Abstimmung zwischen Konvergenzgeschwindigkeit und Genauigkeit des Ergebnisses. Eine adaptive Schrittweite hat demzufolge große Vorteile, allerdings wird in der Publikation die Schrittweite einheitlich für alle Individuen festgelegt. Ein anderes Verfahren bei DE-Algorithmen ist das sogenannte Niching [69–71]. Durch Niching sollen sich die Individuen auf mehrere Optima konzentrieren, anstatt nur zu einem Optimum zu konvertieren. Im Wesentlichen werden hier nur Individuen in der unmittelbaren Nachbarschaft miteinander kombiniert. Das wird durch eine entsprechende Einschränkung der Freiheitsgrade im Mutationsalgorithmus erreicht, wonach nicht mehr jedes Individuum beliebig mit anderen kombiniert werden kann. Für eine uneingeschränkte lokale Suche schlägt der Autor jedoch den Mutationsalgorithmus von klassischen Evolutionsalgorithmen vor [72, 73]

$$\Psi_{(i)}^{(k)} = \Psi_{(i)}^{(k-1)} + \mathcal{N}(0, \sigma_{(i)}^{(k-1)}). \quad (5.4)$$

Die Funktion  $\mathcal{N}(0, \sigma_{(i)}^{(k-1)})$  repräsentiert eine Zufallsvariable, die normalverteilt mit dem Mittelwert Null und der Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k-1)}$  ist. Die Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k-1)}$  eines bestimmten Individuums  $i$ , der Population  $k$ , ist damit ein Maß für die Gaußsche-Mutationsschrittweite. Die Standardabweichung ist variabel innerhalb einer Population und wird adaptiv über mehrere Generationen angepasst. Dadurch können die Konvergenzgeschwindigkeit und die Intensität der lokalen Suche optimal gesteuert werden. Aufgrund der Tatsache, dass  $\Psi_{(i)}^{(k-1)}$  aus zwei unabhängigen statistischen Winkeln besteht, wird jedem Winkel ein zufälliger, unabhängiger Offset aufgeprägt.

Die Standardabweichung ist ein sehr wichtiger Parameter für den ES. Statt einem festen Wert für die Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k)}$  zu verwenden, wird vorgeschlagen die Standardabweichung entsprechend der folgenden Vorschrift adaptiv zu gestalten

$$\sigma_{(i)}^{(k-1)} = -19 \frac{v_{(i)}^{(k-1)} - \min_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k=0)})}{\max_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k-1)}) - \min_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k=0)})} + 20. \quad (5.5)$$

Der adaptive lokale Suchalgorithmus bewertet die lokale Lösung  $v_{(i)}^{(k-1)}$  anhand der schlechtesten Lösung  $\min_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k=0)})$  und der besten Lösung  $\max_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k-1)})$ . Die minimale und maximale Lösung kann durch einfache Vergleichsoperationen gefunden werden. Dabei muss die minimale Lösung nur ein einziges Mal bestimmt werden und zwar in der initialen Population  $k = 0$ . Das liegt daran, dass in jeder Generation immer nur die Lösung übernommen wird, die eine höhere Fitness als in der vorherigen Generation erzielt hat. Theoretisch können auch in späteren Generationen kleinere Werte gefunden werden, die dann direkt wieder verworfen werden. Bevor die Werte verworfen werden, kann die minimale Lösung mit diesen verglichen und gegeben falls aktualisiert werden. In der Praxis bringt dies kaum Vorteile, weil die Individuen innerhalb von wenigen Iterationen beginnen zu konvergieren und sich einem Plateau nähern. Die Wahrscheinlichkeit kleinere Werte zu finden sinkt dabei, weil auch der Suchradius (Intensität der lokalen Suche) gleichzeitig sinkt und das Individuum die Suche auf das Plateau konzentriert. Diese zusätzliche Komplexität kann eingespart werden. Die Bestimmung der globalen Lösung  $\max_{i=1 \dots N_{\text{idv}}} (v_{(i)}^{(k-1)})$  muss dagegen in jeder Generation durchgeführt werden. Die Gleichung (5.5) entspricht einer linearen Funktion. Die Parameter  $-19$  und  $+20$  skalieren die Intensität der lokalen Suche zusätzlich. Die lineare Funktion wurde aufgrund ihrer geringen Komplexität gewählt. Die Werte sind an die Größe des Suchraums  $\theta_\ell = [0, \pi/2]$  und  $\varphi_\ell = [0, 2\pi)$ , sowie die Anzahl der Individuen  $N_{\text{idv}}$  angepasst. Demzufolge gilt hier als Maß die Dichte der Individuen im Suchraum. Bei weniger Individuen sollten größere Werte verwendet werden, was die Mutationsschrittweite erhöht. Im Gegensatz dazu sollte bei einem kleineren Suchraum auch kleinere Werte verwendet werden, um die Schrittweite entsprechend zu verkleinern. Das Prinzip des Mutationsalgorithmus ist in Abbildung 5.5a dargestellt.

Die sich neu ergebenden Kandidatenpositionen  $\Psi_{(i)}^{(k)}$  müssen innerhalb des definierten Suchraumes liegen. Durch die Mutation kann es vorkommen, dass die Grenzen  $\theta_\ell = [0, \pi/2]$  und  $\varphi_\ell = [0, 2\pi)$  überschritten werden. In diesem Fall werden die Positionen erneut korrigiert. Dabei wird die Richtung der Mutation beibehalten und lediglich die Intensität der lokalen Suche wird herabgesetzt. Das Prinzip der Bounce-Back Methode ist in Abbildung 5.5b dargestellt.

Zum Schluss wird eine Selektion, bzw. ein Crossover ausgeführt. Die neu generierten Individuen werden mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit  $P_{\text{CR}}$  nicht

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

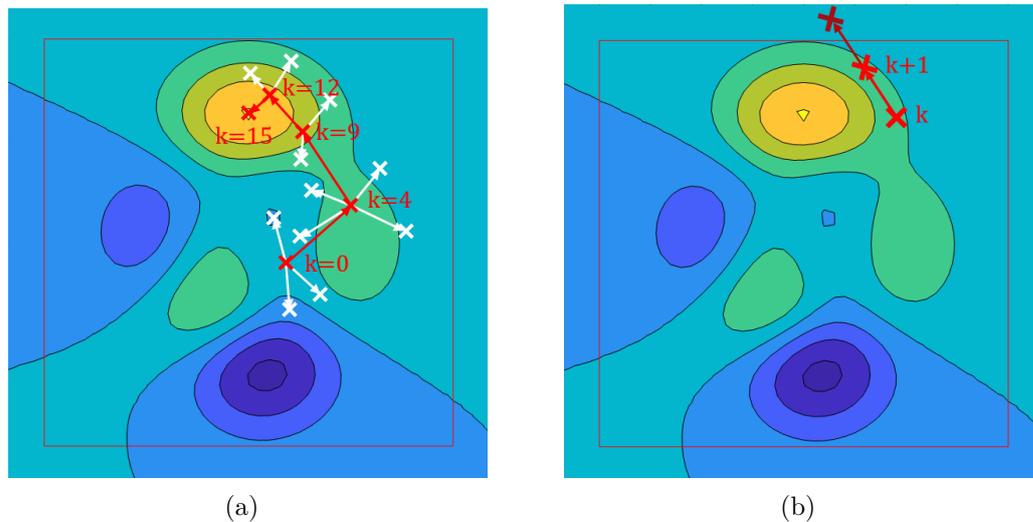


Abbildung 5.5: Prinzip des Mutationsalgorithmus für die lokale Suche über  $k = 15$  Generationen (a) und Bounce-Back Technik im Suchraum (b).

übernommen. Stattdessen werden die alten Lösungen beibehalten

$$\Psi_{(i)}^{(k)} = \begin{cases} \Psi_{(i)}^{(k-1)} & , \text{rand}([0, 1]) < P_{\text{CR}} \\ \Psi_{(i)}^{(k)} & , \text{rand}([0, 1]) \geq P_{\text{CR}} \end{cases} . \quad (5.6)$$

Die  $\text{rand}()$  Funktion liefert einen zufälligen gleichverteilten Wert aus dem definierten Intervall. Dieser Schritt wurde aus dem DE-Algorithmus übernommen. Dort führt diese Funktion zu einer Erhöhung der Diversität, da bei der nächsten Mutation wieder eine Linearkombination der neuen und alten Individuen durchgeführt wird. Bei dem hier vorgestellten Algorithmus findet die Linearkombination zwischen Individuen nicht statt. Die Funktion ist dennoch nützlich, weil auf diese Weise die Größe der Population erhöht werden kann, ohne dass die Rechenkomplexität ansteigt. Für die zweidimensionale Richtungsschätzung wird der Parameter  $P_{\text{CR}}$  auf 0.3 gesetzt. Das bedeutet, dass bei einer Populationsgröße von  $N_{\text{idv}}$  lediglich 70 % der Individuen pro Iteration berechnet werden müssen. Die restlichen 30 % können in der aktuellen Iteration übersprungen werden, weil sich die Positionswerte nicht verändert haben. Die Populationsgröße  $N_{\text{idv}}$  ist auf 24 gewählt. In den Versuchen hat sich die Wahl dieser Parameter als geeignet herausgestellt. Ein größerer Wert führt dazu, dass mehr Iterationen benötigt werden, weil die Updaterate sinkt. Ein kleinerer Wert schränkt die Anzahl der möglichen Lösungen ein, die gefunden werden können.

Wenn die neuen Kandidaten  $\Psi_{(i)}^{(k)}$  generiert wurden, wird deren Fitness bestimmt und mit dem letzten Wert verglichen. Hat sich die Fitness verbessert, wird die neue Lösung übernommen. Andernfalls wird die Lösung wieder verworfen und mit der nächsten Iteration fortgefahren. Diese Prozedur wird solange wiederholt, bis das Stoppkriterium erreicht ist.

Eine detaillierte Beschreibung ist in Algorithmus 1 gegeben. Die Abbildung 5.6 zeigt den ES-Algorithmus über mehrere Generationen, an einem Beispielszenario mit

**Algorithmus 1** ES-AoA-Algorithmus

---

```

 $\Psi_{(i)}^{(k=0)} \leftarrow \text{initialize}()$ 
 $i \leftarrow 1$ 
while  $i \leq N_{\text{idv}}$  do
     $v_{(i)}^{(k=0)} \leftarrow f_{\text{ES}}(\Psi_{(i)}^{(k=0)})$   $\triangleright$  Berechne Kostenfunktion für aktuelle Anfangswerte
     $i \leftarrow i + 1$ 
end while
 $k \leftarrow 1$ 
while check-convergence() do
     $\Psi_{(i)}^{(k)} \leftarrow \text{mutate-population}(\Psi_{(i)}^{(k-1)})$   $\triangleright$  Mutiere alte Positionen
     $\Psi_{(i)}^{(k)} \leftarrow \text{bounce-back}(\Psi_{(i)}^{(k)})$   $\triangleright$  Bounce back
     $\Psi_{(i)}^{(k)} \leftarrow \text{crossover}(\Psi_{(i)}^{(k-1)}, \Psi_{(i)}^{(k)})$   $\triangleright$  Führe Crossover durch
     $i \leftarrow 1$ 
    while  $i \leq N_{\text{idv}}$  do
         $v_{(i)}^{(k)} \leftarrow f_{\text{ES}}(\Psi_{(i)}^{(k)})$   $\triangleright$  Berechne Zielfunktion für aktuelle AoA's
        if  $v_{(i)}^{(k)} > v_{(i)}^{(k-1)}$  then  $\triangleright$  Überprüfe, ob die neue Fitness größer ist
             $v_{(i)}^{(k)} \leftarrow v_{(i)}^{(k-1)}$   $\triangleright$  Aktualisiere Fitness
             $\Psi_{(i)}^{(k)} \leftarrow \Psi_{(i)}^{(k-1)}$   $\triangleright$  Aktualisiere Population
        end if
         $i \leftarrow i + 1$ 
    end while
     $k \leftarrow k + 1$ 
end while

```

---

einem Störer. Zur Veranschaulichung des Suchraums, sind die Werte der Zielfunktion  $v_{(i)}^{(k)}$  als farbkodierte Karte abgedruckt. Als Zielfunktion wurde in diesem Beispiel der MVDR-Algorithmus verwendet. Dieser wird im nächsten Kapitel eingeführt und soll hier zunächst als gegeben hingenommen werden. Somit folgt für (5.3), dass  $f_{\text{ES}} = f_{\text{PS}}$  aus (6.3). Dieser wird in Kapitel 6.2 eingeführt. Der ES-Algorithmus berechnet allerdings nicht den gesamten Suchraum, sondern lediglich die 24 Lösungskandidaten. Die Kandidaten der aktuellen Position sind als grüne Kreuze dargestellt. Die schwarze Linie bildet den Lösungspfad eines jeden Individuums aus den vergangenen Generationen ab. Der grüne Kreis kennzeichnet den Suchraum eines jeden Individuums, als einfache Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k)}$ . Es wird deutlich, dass der Suchraum bei Konvergenz eines Individuums nach (5.5) skaliert. Innerhalb der ersten Generationen reicht der lokale Suchraum über den in den Randbedingungen definierten Lösungsraum hinaus. An dieser Stelle greift die **bounce-back** Methode ein. In der Abbildung 5.6 ist dies allerdings nicht dargestellt. Wenn der ES beendet wurde, verbleiben insgesamt  $N_{\text{idv}}$  lokale Lösungen. Diese Lösungen müssen im Anschluss klassifiziert werden. Es ist offensichtlich, dass es Individuen gibt, die zur selben Lösung konvergieren. Das würde zu unnötigen Berechnungsaufwand führen, weshalb die lokalen Lösungen zunächst mit einem Clustering-Algorithmus gruppiert werden.

Die Abbildung 5.7a zeigt den Verlauf der Zielfunktionswerte  $v_{(i)}^{(k)}$  für alle 24 Indi-

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

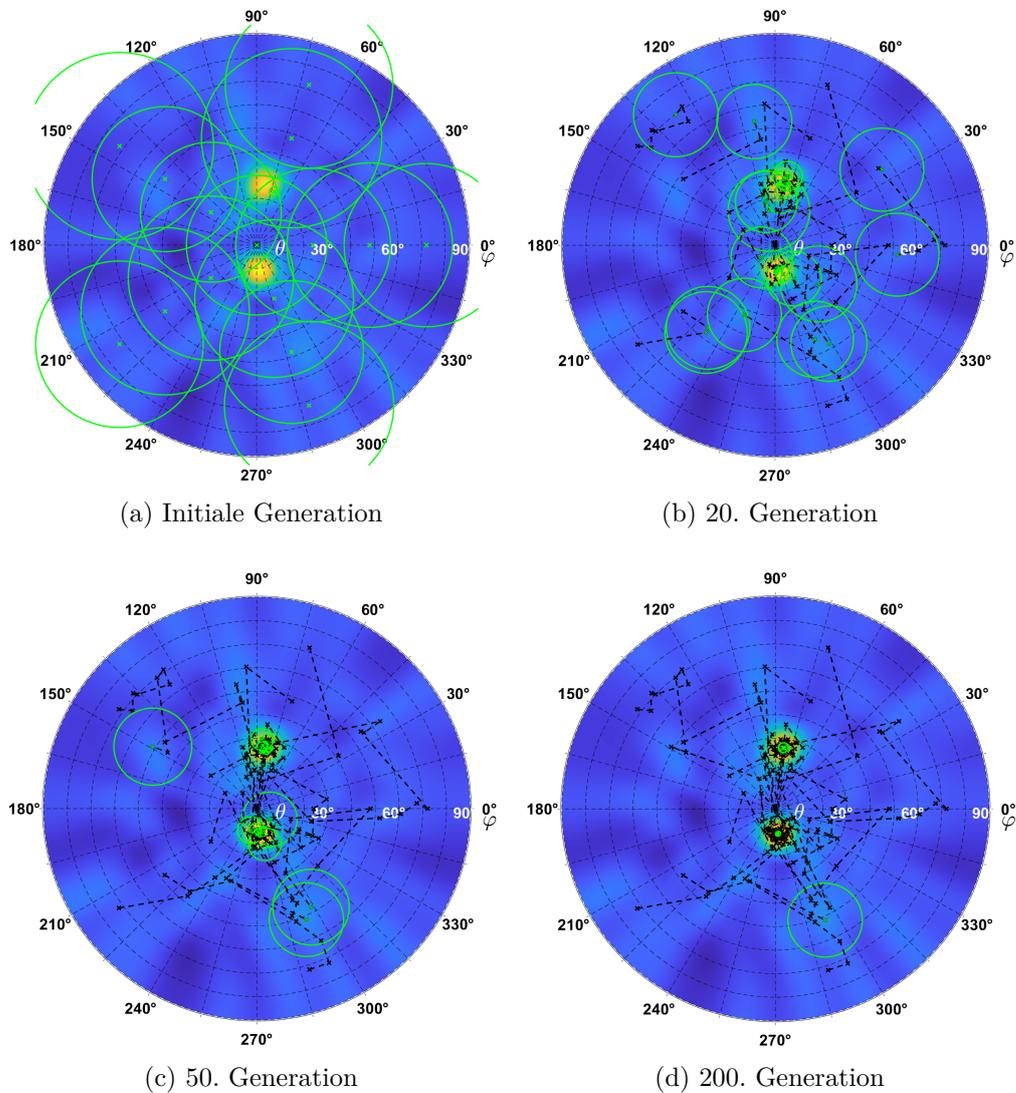


Abbildung 5.6: Darstellung des ES-Algorithmus nach einer jeweils unterschiedlichen Anzahl von durchlaufenden Generationen. Simuliert wurde ein Beispielszenario mit einem einzelnen Störer. Die Empfangsleistung des Störers und des SOI sind identisch. Abgebildet ist die initiale Generation (a), die 20. Generation (b), die 50. Generation (c) und die 200. Generation (d). Die Individuen der aktuellen Population/Generation sind als grünes Kreuz dargestellt. Der  $1\sigma$  lokale adaptive Suchraum ist als grüner Kreis abgebildet. Die schwarzen Kurven zeigen den Pfad der Individuen durch den Lösungsraum, über die vergangenen Generationen.

viduen in den einzelnen Generationen. Es wird deutlich, dass die Individuen zu einem Maximum konvergieren. Dabei erreichen sie die jeweilige Lösung bereits nach wenigen Iterationen, d. h. sie konvergieren sehr schnell zu einem Plateau. Anschließend wird in einer feinen Suche das Maximum bestimmt. Der Wert der Zielfunktion ändert sich hier nur noch geringfügig. Nach etwa 100 Generationen sind die Individuen bis auf zwei Ausreißer zum Optimum konvergiert. Die Abbildung 5.7b zeigt den dazugehörigen Verlauf der Mutationsschrittweite bzw. der Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k)}$  der einzelnen Individuen in den jeweiligen Generationen. Eine große Mutationsschrittweite bedeutet eine globale Suche, während kleine Werte eine streng lokale Suche induzieren. Die schnelle Konvergenz der Individuen wird hier ebenfalls ersichtlich.

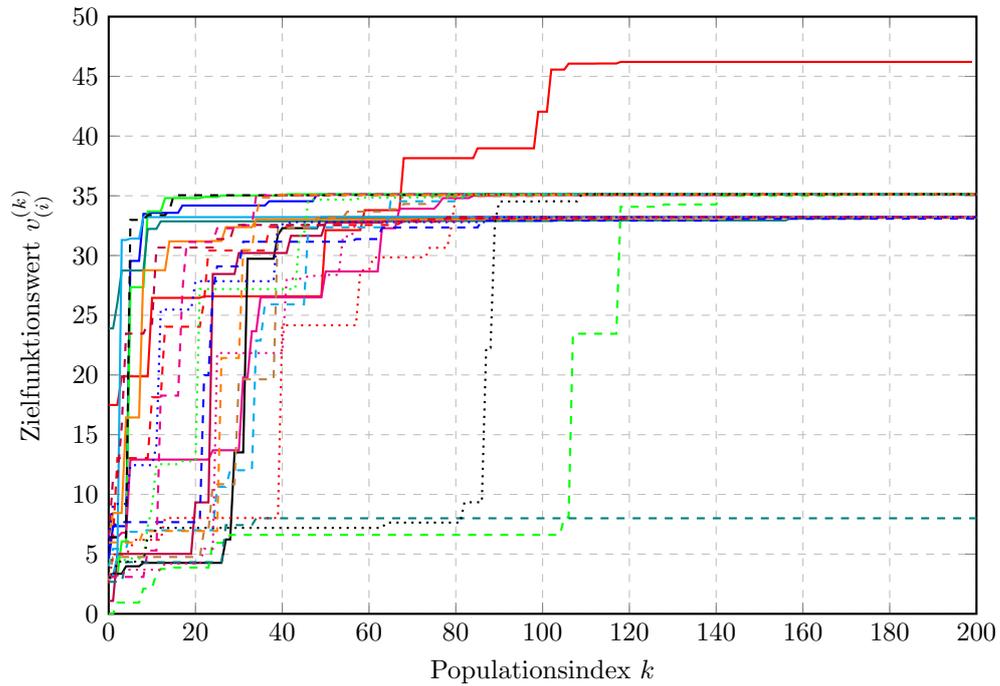
### 5.4.1.3 Clusterung der Richtungskandidaten

Die im vorherigen Kapitel 5.4.1.2 beschriebene Suchstrategie liefert eine große Menge an Kandidatenrichtungen. Die Kandidaten der Menge müssen im nächsten Schritt klassifiziert werden. Dabei wird für jeden Kandidaten entschieden, ob es sich tatsächlich um eine lokale Lösung handelt, oder die Lösung für die Weiterverarbeitung ignoriert werden kann, weil es sich wahrscheinlich um einen Rauschpunkt handelt. Rauschpunkte im Pseudospektrum werden ebenfalls als lokale Lösung gefunden, entstehen aber durch Nebenkeulen im Antennenrichtdiagramm. Die Unterscheidung erfolgt mittels eines Schwellenwertdetektors, da diese Rauschpunkte aufgrund der natürlichen Nebenkeulenunterdrückung schwächer als die eigentlichen Signalquellen sind. Darüber hinaus ist es wahrscheinlich, dass mehrere Individuen zur selben Lösung konvertiert sind. Das liegt daran, dass die Anzahl der Signalrichtungen und deren Verteilung zufällig ist und die initiale Population im ES-Algorithmus mit einer im Suchraum gleich-verteilter Population beginnt. Für die Klassifizierung entsteht dadurch ein unnötiger Mehraufwand, wenn Lösungen mehrfach analysiert werden. Deshalb wird die Anzahl der Kandidaten in einer der ES nachgelagerten Clusterung reduziert. Als Clusterung-Algorithmus wird der DBSCAN-Algorithmus verwendet [74]. Im Gegensatz zu anderen Clustering-Algorithmen, wie zum Beispiel den K-Means-Algorithmus [75], benötigt dieser Algorithmus keine vorher fest definierte Anzahl an zu erstellenden Clustern. Der DBSCAN arbeitet dichte-basiert und kann so Probleme lösen, bei denen die Anzahl der Cluster je nach Situation variieren kann. Der DBSCAN kann ebenfalls komplexe Cluster erkennen, deren Form unregelmäßig ist. Zudem ist er unabhängig von der Datenstruktur und kann so auch n-dimensionale Cluster erkennen. Zusätzlich kann er Ausreißer erkennen und herausfiltern. Auch die Reihenfolge der Daten kann beliebig sein. Insgesamt lässt sich der Algorithmus durch zwei Parameter auf das Problem anpassen:

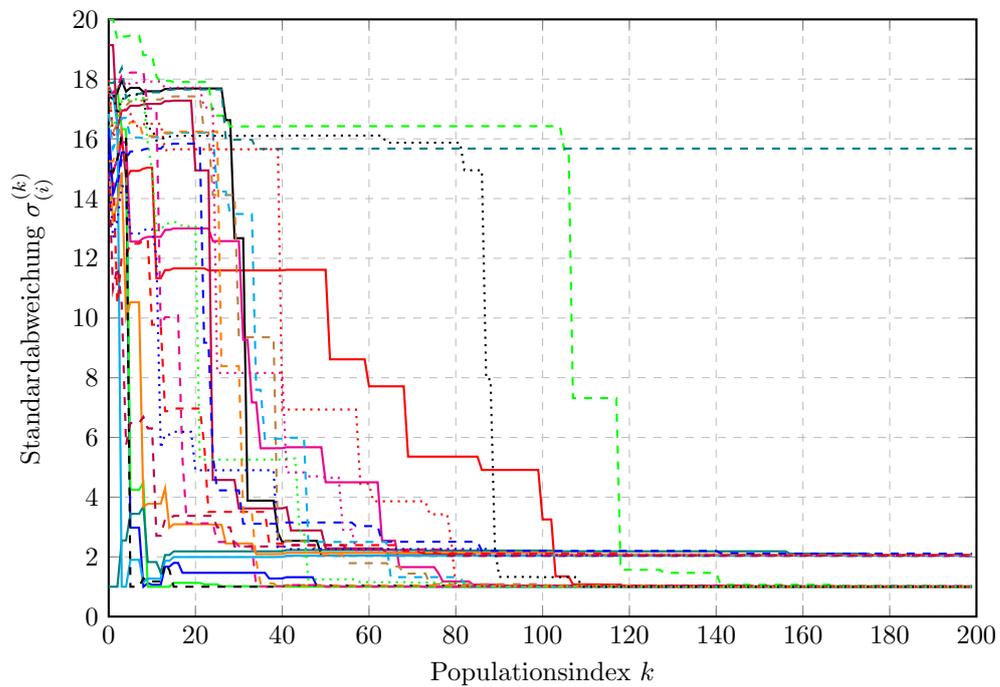
1. die Mindestanzahl an Nachbarn *minPts* die ein Cluster bilden und
2. den maximalen Abstand  $\epsilon$  zwischen zwei benachbarten Clusterpunkten.

Wie bereits beschrieben, arbeitet der Algorithmus dichte-basiert indem er über alle Datenpunkte im Cluster iteriert. Mit dem Parameter  $\epsilon$  kann dabei die Dichte eines

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung



(a)



(b)

Abbildung 5.7: Konvergenz der 24 Individuen über 200 Generationen (a) und Skalierung der Standardabweichung  $\sigma_{(i)}^{(k)}$  für eine adaptive lokale oder globale Suche (b) an einem Beispielszenario mit einem Störer.

Clusters eingestellt werden. Dieser Parameter ist wichtig, wenn es um die Unterscheidung von zwei nah beieinander liegenden Signalrichtungen geht. Zum Beispiel, wenn das SOI und ein Störer nah beieinander liegen. Ist  $\epsilon$  zu groß, wird der Algorithmus beide Richtungen, als eine Einzige erkennen. Der Parameter  $minPts$  muss mit der Anzahl Populationsgröße  $N_{idv}$  abgestimmt werden. Eine große Populationsgröße sollte sich ebenfalls in einem größeren Wert für  $minPts$  widerspiegeln. Der Grund hierfür ist, dass bei einer hohen Anzahl von Individuen auch die Wahrscheinlichkeit steigt, dass einige zu der selben Lösung konvergieren. Insgesamt ist jedoch anzumerken, dass sich eine zu große Populationsgröße negativ auf die Recheneffizienz des ES und DBSCAN-Algorithmus auswirkt und kein wesentlicher Vorteil entsteht, wenn viele Individuen zur selben Lösung führen. Für das vorliegende Problem empfiehlt der Autor  $\epsilon = 3^\circ$  und  $minPts = 1$  zu wählen.

Der Pseudocode in Algorithmus 2 beschreibt den DBSCAN-Algorithmus, der eine Datenmenge  $\mathbf{G}^{(N_{pop})}$  in Cluster  $\mathbf{V}$  aufteilt. Der Algorithmus benötigt drei Parameter: die Mindestanzahl an Nachbarn  $minPts$ , den maximalen Abstand  $\epsilon$  und die Datenmenge  $\mathbf{G}^{(N_{pop})}$ , bestehend aus den Kandidaten der letzten ES Population. Der Algorithmus iteriert über alle Datenpunkte und bildet Cluster, indem er die Nachbarn innerhalb des maximalen Abstands betrachtet. Wenn ein Datenpunkt genügend Nachbarn hat, wird ein neues Cluster erstellt und der Algorithmus expandiert dieses Cluster, indem er weitere Nachbarn hinzufügt.

#### 5.4.2 Signalklassifikation

In den vorangegangenen Abschnitten wurde bereits der wesentliche Teil zur Signalrichtungsbestimmung beschrieben. Die Algorithmen liefern jedoch oft mehrere Kandidaten für mögliche Signalrichtungen, z. B. das SOI, eine unbestimmte Anzahl von Störern oder Rauschpunkte im Lösungsraum. Rauschpunkte repräsentieren kein wirkliches Signal, bzw. dessen Richtung. Sie entstehen hauptsächlich aufgrund von Nebenkeulen im Antennenrichtdiagramm.

Um die richtige Signalrichtung zu bestimmen, wird in diesem Kapitel eine Kombination aus Beamforming, Nullsteering und Kreuzkorrelation mit einer bekannten Pilotsequenz verwendet. Die Beamforming- und Nullsteering-Techniken werden verwendet, um die Antennenrichtwirkung auf einen Kandidaten zu konzentrieren und gleichzeitig die restlichen Kandidaten zu unterdrücken. Die Kreuzkorrelation mit der Pilotsequenz wird nachfolgend verwendet um das SOI auszuwählen.

Die Vorgehensweise umfasst die folgenden Schritte:

1. Beamforming und Nullsteering: Die empfangenen Signale werden mit einer Beamforming- und Nullsteering-Technik vorverarbeitet.
2. Kreuzkorrelation mit Pilotsequenz: Die vorverarbeiteten Signale werden dann mit einer bekannten Pilotsequenz korreliert, um das Signal zu erkennen, das ebenfalls die Pilotsequenz enthält.
3. Schwellenwert Entscheidung: Die Ergebnisse der Kreuzkorrelation werden dann

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

---

### Algorithmus 2 DBSCAN-Clustering-Algorithmus

---

**Require:** Datenmenge  $\mathbf{G}^{(N_{\text{pop}})}$ , Mindestanzahl an Nachbarn  $minPts$ , Maximaler Abstand  $\epsilon$

**Ensure:** Cluster  $\mathbf{V}_{(1)}, \mathbf{V}_{(2)}, \dots, \mathbf{V}_{(l)}$

$\mathbf{V} \leftarrow \emptyset$  ▷ Initialisierung der Cluster

$visited \leftarrow \emptyset$  ▷ Initialisierung der besuchten Datenpunkte

**for all** Datenpunkt  $\Psi_{(i)}^{(k=N_{\text{pop}})} \in \mathbf{G}^{(N_{\text{pop}})}$  **do**

**if**  $\Psi_{(i)}^{(k=N_{\text{pop}})} \notin visited$  **then**

$visited \leftarrow visited \cup \{\Psi_{(i)}^{(k=N_{\text{pop}})}\}$

$\mathbf{N} \leftarrow$  Nachbarn von  $\Psi_{(i)}^{(k=N_{\text{pop}})}$  innerhalb von  $\epsilon$

**if**  $|\mathbf{N}| \geq minPts$  **then**

$\mathbf{V}_{(l)} \leftarrow$  neues Cluster

$\mathbf{V}_{(l)} \leftarrow \mathbf{V}_{(l)} \cup \{\Psi_{(i)}^{(k=N_{\text{pop}})}\}$

expandCluster( $\mathbf{V}_{(l)}, \mathbf{N}, \epsilon, minPts$ )

**end if**

**end if**

**end for**

**Funktion** expandCluster( $\mathbf{V}_{(l)}, \mathbf{N}, \epsilon, minPts$ )

**for all** Datenpunkt  $q \in \mathbf{N}$  **do**

**if**  $q \notin visited$  **then**

$visited \leftarrow visited \cup \{q\}$

$\mathbf{M} \leftarrow$  Nachbarn von  $q$  innerhalb von  $\epsilon$

**if**  $|\mathbf{M}| \geq minPts$  **then**

$\mathbf{N} \leftarrow \mathbf{N} \cup \mathbf{M}$

**end if**

$\mathbf{V}_{(l)} \leftarrow \mathbf{V}_{(l)} \cup \{q\}$

**end if**

**end for**

---

mit einem Schwellenwert verglichen, um schlussendlich die richtige Signalrichtung auszuwählen.

#### 5.4.2.1 Beamforming

Beim Beamforming, bzw. der Strahlformung, werden die Signale von mehreren Antennen einer Gruppe miteinander überlagert. Wenn ein Signal von einer bestimmten Richtung kommt, trifft es die Antennenelemente zu unterschiedlichen Zeitpunkten, abhängig von der Entfernung zwischen den Antennenelementen und der Richtung des Signals, wie es in Abbildung 1.1 bereits veranschaulicht wurde. Durch den gezielten Ausgleich der Signallaufzeitunterschiede zwischen den Antennen der Gruppe, überlagern sich die Signale aus einer bestimmten Richtung konstruktiv, während sich die Signale aus anderen Richtungen destruktiv überlagern.

Sei  $\mathbf{Y}$  die Signalmatrix bzw. Datenmatrix der Signale (2.28), die von einer Gruppenantenne mit  $N_{\text{Ele}} \cdot M_{\text{Ele}}$  Antennenelementen empfangen wird. Die Ausgabe

des Beamformers kann wie folgt beschrieben werden [76]

$$\vec{y} = \vec{\omega}^H \mathbf{Y}, \quad (5.7)$$

wobei  $\vec{\omega}$  die komplexen Antennenkoeffizienten  $\vec{\omega} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Ele}} M_{\text{Ele}}}$  repräsentiert. Die Antennenkoeffizienten passen die Phasenlage und Amplitude der Signale auf die gewünschte Richtung an. Für die Berechnung der Koeffizienten existieren viele Algorithmen, wie Kapitel 6.2 zeigen wird. Eine Möglichkeit ist die Verwendung der Array-steering Matrix. Für eine zweidimensionale Gruppenantenne ist diese gegeben durch [76, 77]

$$\mathbf{S}_{\text{asm}}(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-1j2\pi d_x^{rel} \sin(\theta) \cos(\varphi)} \\ \vdots \\ e^{-1j2\pi d_x^{rel} \sin(\theta) \cos(\varphi) N_{\text{Ele}} - 1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-1j2\pi d_y^{rel} \sin(\theta) \cos(\varphi)} \\ \vdots \\ e^{-1j2\pi d_y^{rel} \sin(\theta) \cos(\varphi) M_{\text{Ele}} - 1} \end{pmatrix}^T. \quad (5.8)$$

Die Array-steering Matrix beschreibt die Signaleinfallsrichtung auf die Antenne mittels des Abstrahlungswinkels  $\theta$  und des Azimutwinkels  $\varphi$ . Daraus lassen sich die Antennenkoeffizienten wie folgt berechnen

$$\vec{\omega}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N_{\text{Ele}} M_{\text{Ele}}} \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}(\theta, \varphi)). \quad (5.9)$$

Die Vektorisierungsfunktion  $\text{vec}()$  definiert die Transformation einer Matrix in einen Vektor nach [78]. Die Anordnung der Elemente im Vektor erfolgt spaltenweise nach dem folgenden Schema

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \end{pmatrix} \implies \text{vec}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}. \quad (5.10)$$

Mithilfe der Antennenkoeffizienten lässt sich das resultierende Antennenrichtdiagramm berechnen. Dies ergibt sich aus dem Antennengruppenfaktor (engl. Array Factor). Der beschreibt das komplexe Antennendiagramm im Fernfeld und kann mittels

$$AF(\theta, \varphi) = \vec{\omega}^T(\theta, \varphi) \cdot \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}(\theta, \varphi)), \quad (5.11)$$

bestimmt werden. Für das Antennenrichtdiagramm  $C$  folgt dann

$$C = |AF(\theta, \varphi)|^2, \quad (5.12)$$

wobei  $C$  identisch zu dem bereits bekannten Antennenrichtdiagramm aus (2.2) ist. Die Abbildung 5.8a zeigt beispielhaft ein Antennenrichtdiagramm für eine quadratische UPA mit insgesamt 64 Antennen in der logarithmischen Skala. Der Pointingvektor ist auf das SOI ausgerichtet. Weiterhin zu sehen ist, dass mehrere Nebenkeulen existieren. Innerhalb einer dieser Nebenkeulen liegt das Störsignal. Die Nebenkeulen sind mit

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

etwa 20 dB gedämpft. Dennoch beeinflusst das Störsignal die Empfangsqualität negativ [79]. Eine Möglichkeit die Nebenkeulen zu unterdrücken ist die Optimierung der Gruppenantennen-Geometrie. Durch ungleichmäßige Antennenabstände, bzw. das Ausdünnen einer UPA (engl. Thinned Array), können Nebenkeulen auf natürliche Weise unterdrückt werden [80–82]. Für die Optimierung der Geometrie können zum Beispiel Genetische Optimierungsverfahren verwendet werden. In dem folgenden Abschnitt wird jedoch ein klassischer Nullsteering-Algorithmus vorgeschlagen, da dieser für alle Standard UPAs anwendbar ist. Der Ansatz der optimierten Gruppenantennen-Geometrie wird deshalb an dieser Stelle nicht näher betrachtet.

### 5.4.2.2 Nullsteering

Im vorangegangenen Abschnitt wurde das Beamforming anschaulich beschrieben. Es wurde bereits erwähnt, dass es unzählige Möglichkeiten gibt, Antennenkoeffizienten zu berechnen um eine Vorzugsrichtung an der Antenne einzustellen. Im Folgenden wird ein sehr einfacher Nullsteering-Algorithmus beschrieben. Nullsteering-Algorithmen verwenden die Freiheitsgrade bei der Wahl der Antennenkoeffizienten, um unter gegebenen Nebenbedingungen das Antennendiagramm in der Form zu optimieren, dass die Empfangsqualität maximiert wird. Dazu wird das Antennendiagramm auf eine Weise verzerrt, dass an den Stellen der Störrichtungen Nullstellen im Antennendiagramm entstehen. Die Dämpfung der Störer wird durch diese einfache räumliche Filterung deutlich erhöht [77].

Allgemein berechnet sich das empfangene Signal bei Nullsteering nach (5.7). Der Unterschied zum klassischen Beamforming liegt in der Berechnung der Antennenkoeffizienten  $\vec{\omega}$ . Der Algorithmus verwendet als Eingabeparameter lediglich die gewünschte Hauptstrahlrichtung  $\theta_\ell$  und  $\varphi_\ell$ , sowie die gewünschten Nullstellen  $\theta_{(i)}$  und  $\varphi_{(i)}$ , mit  $i = 1 \dots N_{\text{Nulls}}$ , wobei die Anzahl der Nullstellen durch  $N_{\text{Nulls}}$  beschrieben wird. Mit (5.9) werden zunächst die Antennenkoeffizienten für die einzelnen Richtungen separat berechnet. Die Hauptstrahlrichtung ist demnach gegeben durch  $\vec{\omega}(\theta_\ell, \varphi_\ell)$ . Die Nebenbedingungen, werden durch (5.9) in einer Antennenkoeffizientenmatrix  $\mathbf{U}_{\text{Nulls}}$  abgebildet

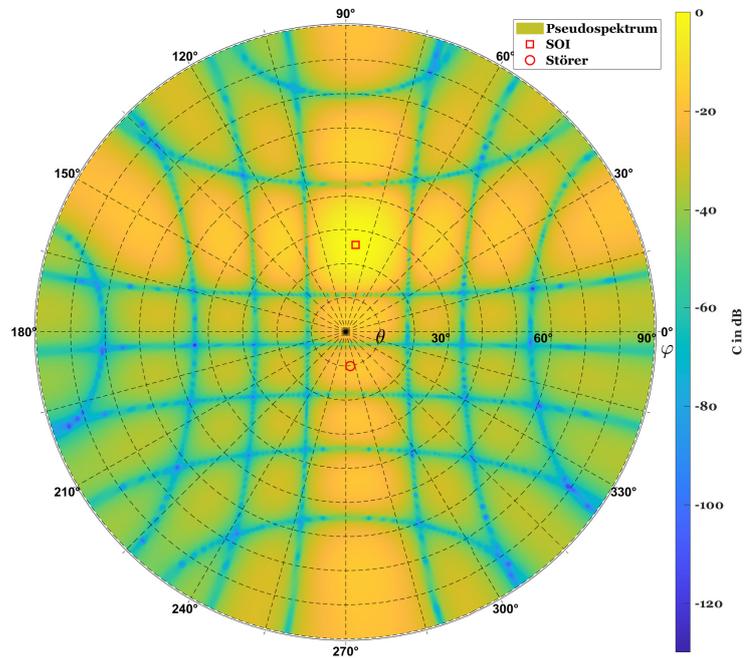
$$\mathbf{U}_{\text{Nulls}} = \left[ \vec{\omega}(\theta_{(1)}, \varphi_{(1)}), \vec{\omega}(\theta_{(2)}, \varphi_{(2)}), \dots, \vec{\omega}(\theta_{(N_{\text{Nulls}})}, \varphi_{(N_{\text{Nulls}})}) \right]. \quad (5.13)$$

Daraus folgt nun die Berechnungsvorschrift für die Antennenkoeffizienten [83–85]

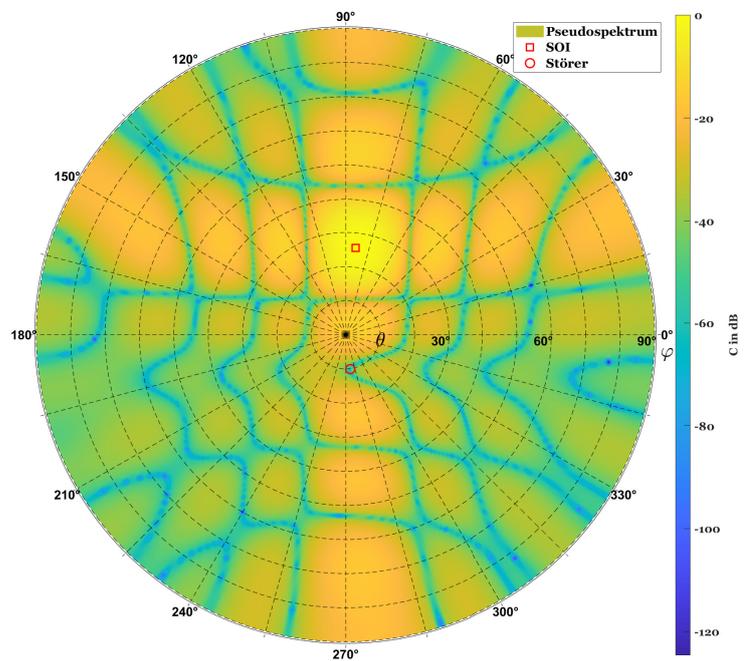
$$\vec{\omega} = \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{U}_{\text{Nulls}} \mathbf{U}_{\text{Nulls}}^H}{\mathbf{U}_{\text{Nulls}}^H \mathbf{U}_{\text{Nulls}}} \right) \vec{\omega}(\theta_\ell, \varphi_\ell), \quad (5.14)$$

mit der Einheitsmatrix  $\mathbf{I}$ .

Im direkten Vergleich zu dem klassischen Beamforming zeigt die Abbildung 5.8b, dass in der Richtung des Störers eine Nullstelle eingefügt wurde. Die Dämpfung liegt jetzt bei etwa 50 dB, was eine zusätzliche Unterdrückung des Störsignals um 30 dB bedeutet.



(a)



(b)

Abbildung 5.8: Antennenrichtdiagramm  $C$  einer UPA mit 8 Antennen in x- und y-Richtung, bei klassischen Beamforming (a) und bei Nullsteering (b).

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

### 5.4.2.3 Signalklassifikation mit Kreuzkorrelation

Für die eindeutige Zuordnung eines Signals aus einer bestimmten Raumrichtung ist es unbedingt notwendig das Signal von anderen Netzwerkteilnehmern oder Jammern zu unterscheiden. Aus diesem Grund senden Netzwerkteilnehmer eine eindeutige Pilotsequenz aus. Je nach Anwendung kann jeder Teilnehmer eine eigene Pilotsequenz besitzen oder zum Beispiel in Broadcast-Szenarien eine gemeinsame Gruppenpilotsequenz mit anderen Teilnehmern teilen. In vielen Übertragungsstandards, wie zum Beispiel dem DVB-S2(X) [37, 57], werden solche Pilotsequenzen, oder auch Präambelsequenzen für die Zeitsynchronisation verwendet. Im DVB-S2(X) Standard wird ein stehender Träger verwendet, d. h. es handelt sich um einen kontinuierlichen Symbolstrom ohne Lücken zwischen den einzelnen Frames. Der Empfänger ist dadurch in der Lage die Zeitsynchronisation auch bei sehr niedrigem SNR stabil zu halten, obwohl er nicht in der Lage ist einzelne Pilotsequenzen zu dekodieren. Bei gebursteten Übertragungen kann es zu Lücken in der Übertragung kommen. Die Pilotsequenzen haben deswegen im Empfänger eine weitere wichtige Rolle, da sie zur initialen Detektion eines Frames dienen. Wird aufgrund von niedrigem SNR eine Pilotsequenz nicht gefunden, ist der gesamte Frame verloren. Der Empfänger bekommt unter Umständen nicht einmal mit, dass er einen Frame verpasst hat. Aus diesem Grund wird die Länge der Pilotsequenz häufig größer definiert, weil die Auswirkungen bei einer fehlerhaften Detektion größer sind und sich eine längere Pilotsequenz bei starkem Rauschen besser detektieren lässt. Bei der Anwendung in der Signalklassifikation für die Richtungsbestimmung sind die Anforderungen sehr ähnlich. Deshalb kann hier dieselbe Technik verwendet werden.

Für die Erkennung der empfangenen Signalsequenz  $y[k]$  muss diese mit der im Speicher hinterlegten Pilotsequenz  $p_{\text{seq}}[k]$  verglichen werden. Hierfür wird eine Kreuzkorrelation verwendet. Die Länge der Pilotsequenz  $p_{\text{seq}}[k]$  ist gegeben durch  $N_{\text{seq}}$ . Gemeint ist damit die Anzahl der Symbole in der Pilotsequenz. Die komplexe Korrelationsmetrik  $M[k]$  berechnet sich nach

$$M[k] = \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} y[k-l] p_{\text{seq}}^*[N_{\text{seq}}-l-1]. \quad (5.15)$$

Der Betrag von  $M[k]$  ist ein Maß für die Stärke der Korrelation beider Signale miteinander. Der maximale Betrag wird demzufolge erreicht, wenn beide Symbolfolgen zeitlich exakt übereinander liegen. Durch ein geschicktes Design der Symbolfolge in der Pilotsequenz kann die Fehlerrate bei der Detektion reduziert werden

$$\frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} p_{\text{seq}}[l-l_o] p_{\text{seq}}^*[l] = \begin{cases} \sigma_{\text{seq}}^2 & , \text{ für } l_o = 0 \\ \approx 0 & , \text{ für } l_o \neq 0 \end{cases}. \quad (5.16)$$

Ferner ist der Betrag der Korrelationsmetrik für zufällige Payloadsymbole nahezu Null. Das ist wichtig, weil nur so eine Fehldetektion vermieden werden kann. Die

Kreuzkorrelation eines verrauschten Empfangssignals lässt sich wie folgt ausdrücken

$$M[k] = \frac{1}{N_{\text{seq}}} \left( \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} y[k-l] p_{\text{seq}}^*[N_{\text{seq}}-l-1] + \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} n[k-l] p_{\text{seq}}^*[N_{\text{seq}}-l-1] \right). \quad (5.17)$$

Der zweite Term beschreibt den AWGN Anteil in der Korrelationsberechnung mit dem Rauschsignal  $n[k]$ . Für hinreichend große  $N_{\text{seq}}$  geht der zweite Term gegen Null. Der erste Term wird ebenfalls gegen Null gehen, wenn  $y[k]$  nicht mit der Pilotsequenz übereinstimmt. Wenn die Pilotsequenz zum Zeitpunkt  $k_0 - N_{\text{seq}} + 1$  auftritt, belegt das Signal den Indexbereich  $[k_0 - N_{\text{seq}} + 1 : k_0]$ . Die Kreuzkorrelation der verrauschten empfangenen Symbole ergibt sich dann zu

$$M[k_0] = \frac{1}{N_{\text{seq}}} \left( \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} p_{\text{seq}}[k - (k_0 - N_{\text{seq}} + 1) - l] p_{\text{seq}}^*[N_{\text{seq}} - l - 1] + \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} n[k-l] p_{\text{seq}}^*[N_{\text{seq}} - l - 1] \right). \quad (5.18)$$

Der AWGN Term ist für hinreichend große  $N_{\text{seq}}$  gleich Null. Wenn  $k = k_0$  ist, also beide Sequenzen zeitlich ohne Verzögerung übereinander liegen, ergibt sich für die Korrelationsmetrik

$$m[k_0] \approx \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} |p_{\text{seq}}[l]|^2 \approx \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} |p_{\text{seq}}[l]|^2 \approx \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} \sigma_{\text{seq}}^2 \approx \sigma_{\text{seq}}^2. \quad (5.19)$$

Bei einer zeitlichen Übereinstimmung beider Sequenzen wird die Korrelationsmetrik mit der Leistung der Sequenz  $\sigma_{\text{seq}}^2$  maximal. Ob die Metrik einen Peak zeigt, kann mittels einer Schwellenwertentscheidung getroffen werden. Der Schwellenwert skaliert allerdings mit der Signalleistung. Das wird deutlich, wenn das empfangene Signal mit dem skalaren reellen Faktor  $u$  skaliert wird

$$u y[k] = u p_{\text{seq}}[k] + u n[k]. \quad (5.20)$$

Für einen großen Faktor  $u$ , liefert (5.15) eine hohe Korrelationsmetrik, auch wenn die Folgen zeitlich nicht übereinstimmen. Daher muss die Korrelationsmetrik in Bezug auf die Empfangsleistung normiert werden. Aus (5.19) und (5.20) ergibt sich deshalb

$$\begin{aligned} M[k_0] &\approx \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} u |p_{\text{seq}}[l]|^2 \approx \frac{u}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} |p_{\text{seq}}[l]|^2 \\ &\approx \frac{u}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} \sigma_{\text{seq}}^2 \approx u \sigma_{\text{seq}}^2. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Des Weiteren wird zusätzlich eine zufällige Phasendrehung  $\phi$  der Empfangssymbole

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

berücksichtigt

$$\begin{aligned}
 m[k_0] &\approx \frac{1}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} u e^{j\phi} |p_{\text{seq}}[l]|^2 \approx \frac{u e^{j\phi}}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} |p_{\text{seq}}[l]|^2 \\
 &\approx \frac{u e^{j\phi}}{N_{\text{seq}}} \sum_{l=0}^{N_{\text{seq}}-1} \sigma_{\text{seq}}^2 \approx u e^{j\phi} \sigma_{\text{seq}}^2.
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

Die Leistung der Kreuzkorrelationsmetrik bei idealer zeitlicher Übereinstimmung mit der Pilotsequenz ist dann gegeben durch

$$|M[k_0]|^2 = u^2 \sigma_{\text{seq}}^4. \tag{5.23}$$

Die normierte Korrelationsmetrik  $\tilde{M}[k]$  wird erreicht, wenn die Leistung  $\sigma_{\text{seq}}^2$  der Kreuzkorrelation  $|M[k_0]|^2$  durch die Signalleistung  $\sigma_y^2$  dividiert wird

$$\tilde{M}[k] = \frac{|M[k_0]|^2}{\sigma_y^2} \approx \frac{u^2 \sigma_{\text{seq}}^4}{u^2 \sigma_{\text{seq}}^2} \approx \sigma_{\text{seq}}^2, \tag{5.24}$$

mit  $\sigma_y^2 = u^2 \sigma_{\text{seq}}^2$ . Die normierte Korrelationsmetrik ist unabhängig von der Skalierung und Phasendrehung.

Für eine hohe Robustheit bei großen Frequenzverschiebungen wird die Verwendung von differentiell modulierten PN-Sequenzen (engl. Pseudo-Noise-Sequence) als Pilotsequenz empfohlen. Die Ursache für den Frequenzversatz kann der Dopplereffekt in LEO-Applikationen oder die Toleranzen der Numerically controlled oscillators im Sender und Empfänger sein. Der Sender muss dazu die Pilotsequenz zunächst differentiell modulieren

$$\tilde{y}[k] = p_{\text{seq}}[k] p_{\text{seq}}^*[k-1]. \tag{5.25}$$

Die differentielle Pilotsequenz  $\tilde{y}[k]$  hat dabei die Länge  $N_{\text{seq}} - 1$ . Der Empfänger führt dann vor der Kreuzkorrelation die differentielle Demodulation aus

$$y[k] = \tilde{y}[k] \tilde{y}^*[k-1]. \tag{5.26}$$

Die Implementierung des Kreuzkorrelators mit differentieller Demodulation bzw. des Signaldetektors geschieht häufig mittels Schieberegistern, wie die Abbildung 5.9 zeigt. Bei der Richtungsschätzung liegt das empfangene Signal jedoch nicht im Inter-Symbol-Interferenz freiem Zustand vor, sondern ist überabgetastet. Statt einzelnen Symbolen, stehen demnach nur Samples zur Verfügung und auch die Abtastzeitpunkte variieren von den idealen Symbolabtastzeitpunkten. Damit der Detektor dennoch funktioniert, wird dieser auf die einzelnen Polyphasen parallelisiert. Die Rechenkomplexität steigt somit zwar an, allerdings benötigt diese Methode keinerlei Einschwingzeit, wie es zum Beispiel bei den folgenden Timing Error Detektoren (TED) der Fall ist [59]:

- Maximum Likelihood TED,

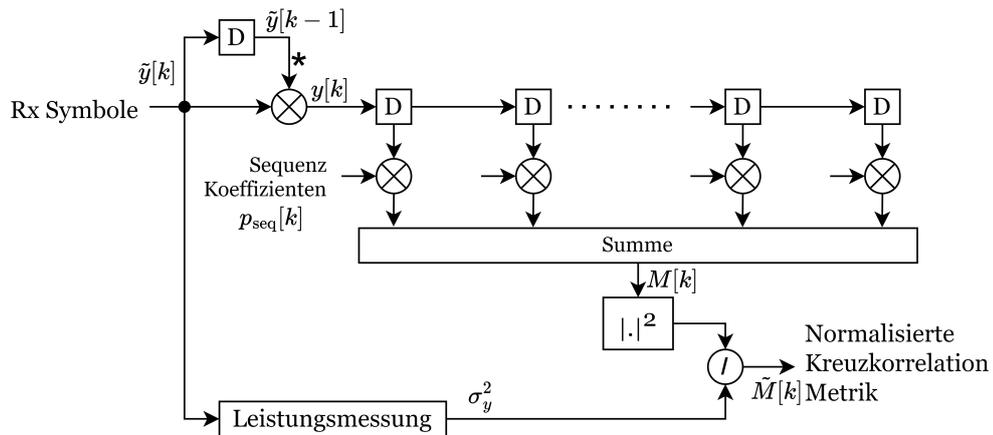


Abbildung 5.9: Differentielle Demodulation und Kreuzkorrelation für die Signalklassifizierung mittels bekannter Trainingssequenz.

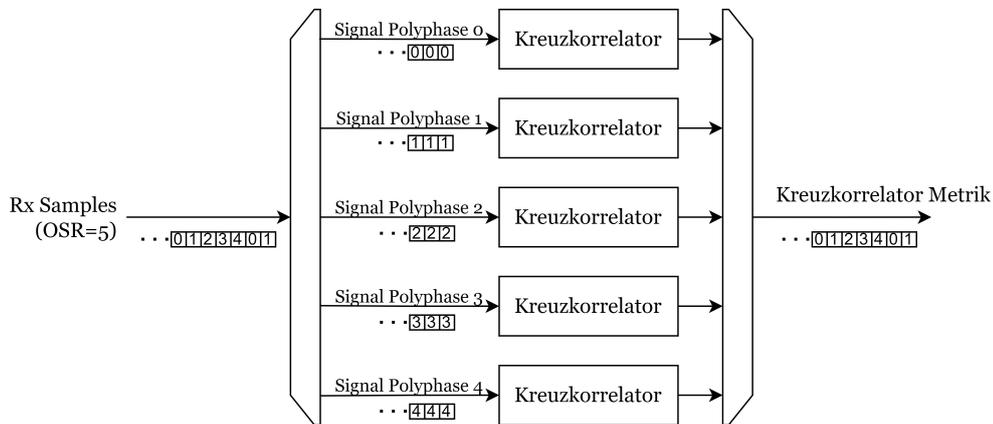


Abbildung 5.10: Detektion des SOI, mittels Kreuzkorrelation, bei unbekannter Frequenz-, Phasen- und Zeitlage des empfangenen Signals.

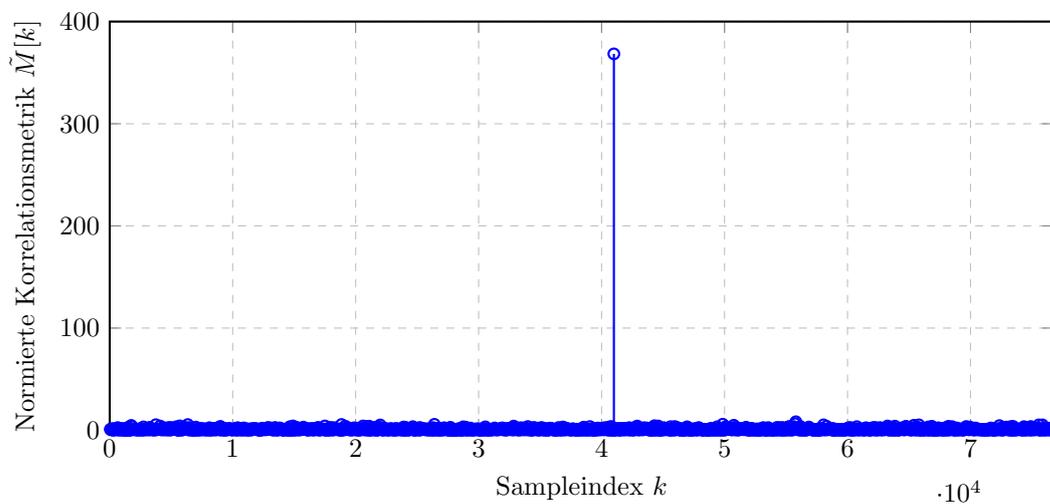
- Early-Late TED,
- Zero-Crossing TED oder
- Gardner TED.

Andernfalls müssten sehr viel längere Pilotsequenzen gesendet werden um eine Synchronisation durchzuführen. Aus diesem Grund wird ein Brute-Force Ansatz vorgeschlagen. Die Abbildung 5.10 zeigt die vorgeschlagene Architektur für eine Oversampling Rate (OSR) von 5.

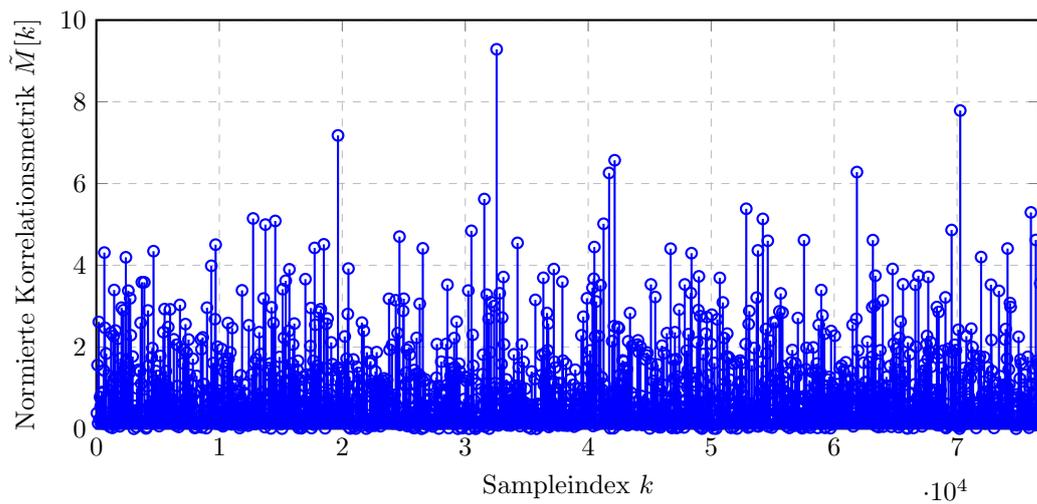
Es ist zu beachten, dass der Kreuzkorrelator in Wirklichkeit nur detektieren kann, ob das empfangene Signal von einem gewünschten Teilnehmer kommt. Er kann allerdings nicht die tatsächliche Richtung des Signals verifizieren. Dieses wichtige Detail macht sich dadurch bemerkbar, dass der Kreuzkorrelator auch ein Peak finden wird, wenn die Hauptstrahlrichtung der Antenne auf eine andere Stelle im Raum ausgerichtet ist und lediglich eine Nebenkeule das Signal empfängt. Dieses Problem

## 5. Herausforderungen bei der praktischen Umsetzung

tritt nur bei hohen SNR auf, weil andernfalls die Nebenkeulenunterdrückung das Signal bereits ausreichend dämpft. Aus diesem Grund wird unbedingt die Verwendung des in Abschnitt 5.4.2.2 beschriebenen Nullsteering-Algorithmus empfohlen. Die Abbildung 5.11 zeigt die Korrelationsmetrik  $\tilde{M}[k]$  für das obige Beispielszenario mit einem Störer. Beide Kandidaten wurden mittels des beschriebenen Algorithmus auf die Pilotsequenz getestet. In der Abbildung 5.11a ist der Peak, der die zeitliche Lage und das Vorhandensein der Pilotsequenz markiert, deutlich zu erkennen. Damit entspricht dieser Kandidat dem SOI. Die Abbildung 5.11b zeigt dagegen den zweiten Kandidaten, also den Störer. Die Korrelationsmetrik  $\tilde{M}[k]$  ist über die gesamte Zeitspanne nahezu Null. Einzelne kleine Peaks entstehen durch das starke Rauschen und werden vom Schwellenwertdetektor ignoriert.



(a) SOI



(b) Störer

Abbildung 5.11: Ergebnis der Signalklassifizierung mittels Kreuzkorrelation für den Kandidaten des SOI (a) und für den Kandidaten des Störers (b), bei einem Element SNR von  $-20$  dB und einer Korrelationssequenzlänge von 1024 Symbolen.

## Kapitel 6

# Implementierung der Antennensteuerung

In diesem Kapitel wird die Implementierung der Antennensteuerung für einen analogen Beamformer und einen digitalen bzw. hybriden Beamformer vorgestellt. Grundsätzlich sollte zwischen der Beamforming-Technik und der Technik für Richtungsschätzung unterschieden werden. Beide Techniken können analog, digital oder auch hybrid umgesetzt werden. In den meisten Fällen hängt die Beamforming-Technik und die Technik für die Richtungsschätzung direkt voneinander ab. Zum Beispiel muss bei einer Antenne mit analogen Beamforming auch die Richtungsschätzung mit der verfügbaren analogen Hardware durchgeführt werden. Das Kapitel 6.1 beschreibt diesen Fall anhand eines Kommunikationssystems mit dem DVB-S2(X) Standard näher. Auf die gleiche Weise hängt auch die digitale Richtungsschätzung und die digitale Strahlformung zusammen, wie in Kapitel 6.2 ausgeführt. Hier wird die Implementierung anhand eines Burst-Kommunikationssystems erläutert. Bei hybriden Beamforming haben die Systemingenieure mehrere Optionen bezüglich der Wahl eines Verfahrens für die Richtungsschätzung. Die Bestimmung der Richtung kann sowohl hybrid, digital, als auch analog durchgeführt werden, wie es die Kapitel 6.3 und 6.4 beschreiben. Auch hier wird das Verfahren anhand des Burst-Kommunikationssystems aus Kapitel 6.2 vorgestellt.

### 6.1 Analoge Richtungsschätzung

Eine analoge Beamforming-Antenne besitzt lediglich einen einzigen Digitalkanal. Das Signal wird dann über analoge Signalsplitter und Signalcombiner auf die einzelnen Antennen der Gruppe verteilt. Dadurch ist es mittels digitaler Signalverarbeitung nicht mehr möglich die Richtung des Signals zu berechnen. Die individuellen Phasen- und Amplitudeninformationen der einzelnen analogen Signale gehen bei der Überlagerung im analogen Frontend verloren. Nach der Kombination ist jedes Signal, welches zum digitalen Kanal geleitet wird, eine Summe der vorab phasen- und amplitudenjustierten Signale von allen Antennenelementen. Für die AoA-Schätzung ist es allerdings notwendig die einzelnen Antennensignale der verschiedenen Antennen zu analysieren,

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

um daraus die Phasendifferenzen zu berechnen. Anhand der Phasendifferenzen bzw. Zeitverzögerungen der Signale zwischen den Elementen der Gruppenantenne können Rückschlüsse auf die Signalrichtung (den Winkel) gezogen werden. Der Vorteil der analogen AoA-Technik ist, dass weniger Daten über die Interfaces zwischen dem analogen Frontend und dem digitalen Frontend ausgetauscht werden müssen. Dadurch entspannt sich die Komplexität der gesamten Plattform. Für die Richtungsschätzung bedeutet dies jedoch, dass die Beam-Acquisition nur durch Scannen der Raumrichtungen ermittelt werden kann. Zwei mögliche Strategien des Scannens sind in den Kapiteln 5.4.1.1 und 5.4.1.2 beschrieben. Beim Scannen werden sequentiell vordefinierte Pointingvektoren nacheinander durchgeschaltet, wie es die Abbildung 5.3 zeigt. Der Empfänger richtet seine Aufmerksamkeit gezielt auf eine vorgegebene Richtung und sucht nach einer ihm bekannten Korrelationssequenz anhand derer das SOI identifiziert werden kann. In diesem Fall entspricht das SOI dem Signal eines bestimmten Nutzers. In Kapitel 5.4.2 ist die Klassifikation von Signalen mittels Kreuzkorrelation beschrieben. Neben dem Scannen der Raumrichtungen kann auch eine Doppler Ortung durchgeführt werden. Doppler-Algorithmen zur Positionsbestimmung wurden in der Literatur bereits ausführlich beschrieben [39–41]. Auch eine Kombination mehrerer Methoden, wie in [86] ist denkbar. Darin werden die Doppler Messungen mit Time of Arrival (ToA) und Angle of Arrival (AoA) Algorithmen kombiniert. ToA nutzt die gemessene Signallaufzeit für eine Distanzbestimmung, während AoA die einzelnen Signale der Antennen verwendet um durch eine geschickte Überlagerung der Antennen Rückschlüsse auf die Signalrichtung ziehen zu können. Bei analogen Beamforming-Antennen ist der Einsatz von AoA-Algorithmen allerdings nicht möglich, da unbedingt mehrere Antennensignale benötigt werden. In Abschnitt 6.2 wird näher auf das AoA eingegangen. Für vollständig analoge Anwendungen bleiben daher nur die Methoden ToA, Doppler-Ortung und Beam-Scannen.

Ziel dieses Abschnitts ist es, eine blinde Beam-Acquisition-Strategie für DVB-S2(X)-Anwendungen vorzustellen, die ohne zusätzliche Informationen auskommt. Der ABF-Algorithmus basiert auf linearen Scannen. Wie in Abschnitt 5.1 beschrieben, erzeugt der Beam-Hop eine Signalstörung. Der Empfänger muss davor geschützt werden um einen *Sync*-Verlust oder Informationsverlust zu vermeiden. Im Allgemeinen gibt es zwei mögliche Zustände für das LEO-Kommunikationssystem. Beide müssen vom `BACtrl` abgedeckt werden:

- (i) das System ist in *lock* und hat eine aktive *Sync* oder
- (ii) das System hat keine bestehende Verbindung, z. B. beim ersten Kontakt, wenn der Satellit in der Service Area ankommt.

Wenn das System eine aktive Verbindung hat, müssen der Empfänger und der Sender den Zeitpunkt des Beamwechsels genau koordinieren. Wenn aber keine Daten übertragen werden, müssen sich Sender und Empfänger nicht um einen möglichen Datenverlust durch den Beam-Hop kümmern. In diesem Fall muss zunächst erstmalig eine Verbindung aufgebaut werden.

### 6.1.1 Tracking-Betriebsmodus bei analoger Richtungsschätzung

In den kontinuierlichen Signalstrom werden wiederkehrend Dummy-Perioden eingefügt, wie es die Abbildung 6.1 illustriert. Die Dummy-Perioden sind zeitlich wesentlich kürzer als die Payload-Perioden und werden nur selten eingefügt. Die Nettodatenrate wird deshalb nur marginal beeinträchtigt. Die Häufigkeit der Dummy-Perioden richtet sich dabei nach der Notwendigkeit der Beam-Switches. Die Länge der Dummy-Perioden wird durch die Mächtigkeit der Beam-Kandidatenliste (geeignete Pointingvektoren) bestimmt. Während einer Dummy-Phase wird der Antennenstrahl iterativ auf der Grundlage der Beam-Kandidatenliste umgeschaltet. Die Dummy-Phasen müssen zeitlich genau auf die Schaltzyklen des Rx- und Tx-Antennenstrahls abgestimmt werden. Daher ist eine stabile Synchronisation erforderlich. Darüber hinaus müssen Sender und Empfänger wissen aus wie vielen Dummy-Frames eine Periode besteht. Um den Empfänger vor dem Verlust der Synchronisation zu schützen, muss der Empfänger in einen Off-Standard-Schlafmodus übergehen, solange Dummy-Frames eintreffen. Der detaillierte Ablauf des Empfängers ist im Flussdiagramm in Abbildung 6.2 dargestellt.

Der Empfänger beginnt mit einem Ruhezustand und wartet bis der PLS DECODER einen Dummy-Frame erkennt. Wenn ein Dummy-Frame eintrifft, muss die PLSync zunächst den Phasenversatz des Signals und den Fine-CFO schätzen. Dies ist notwendig um Dopplerfrequenz und Phase des zuletzt empfangenen Nutzdatenblocks zu kompensieren damit der letzte Dummy-Frame der Periode noch korrekt verarbeitet werden kann. Da die Schätzung auf Piloten basiert, wird nur ein virtueller Pilotblock benötigt. Ein Pilotblock besteht aus 36 Symbolen. Es ist zu beachten, dass Pilot-Symbole und Dummy-Symbole nach dem DVB-S2-Standard [37] identisch sind. Daher kann ein Dummy-Frame (3330 Symbole) auch als 92.5 virtuelle Piloten interpretiert werden. Bevor der Beam-Hop eingeleitet wird, muss der Sender deshalb warten bis die ersten 36 Dummy-Symbole (= 1 Pilotblock) übertragen wurden sind. Der nächste Zustand *switch beam* ist als einfache Zeitverzögerung zu verstehen. Es wird gewartet bis der Beam-Hop tatsächlich in der analogen Hardware durchgeführt wurden ist. Dies kann bis zu 1 ms dauern, da der Beam-Hop meist in Software kommandiert wird. Bei der Verwendung von Real-Time Prozessoren oder der Kommandierung des SPI- bzw. I<sub>2</sub>C-Busses direkt über den FPGA kann diese Verzögerung bis in den  $\mu$ s Bereich reduziert werden. In dem darauffolgenden Zustand wartet der Empfänger bis die AGC eingeschwungen ist. Dies erfordert etwa 1024 Symbole. Nun entscheidet der Empfänger, ob die verbleibende Zeit der Dummy-Periode ausreicht um ein weiteres Beampaar zu testen. Dazu muss die Gesamtlänge der Dummy-Periode genau bekannt sein. Zwischen jedem Beam Hop wird das SNR mit dem  $M_2M_4$ -Algorithmus geschätzt der in [87] vorgeschlagen wird. Diese Methode eignet sich für Multiple Phase Shift Keying (MPSK) Signale. Der Algorithmus verwendet eine Schätzung zweiter und vierter Ordnung. Daher ist keine Phasenrückgewinnung erforderlich. Wenn darüber hinaus ein kleiner Schätzfehler toleriert wird, der ohnehin bereits durch die Festkomma-Implementierung gegeben ist, ist der Algorithmus gegenüber kleinen CFOs quasi robust. Das ist der Grund, warum der Doppler-Tracker den CFO während

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

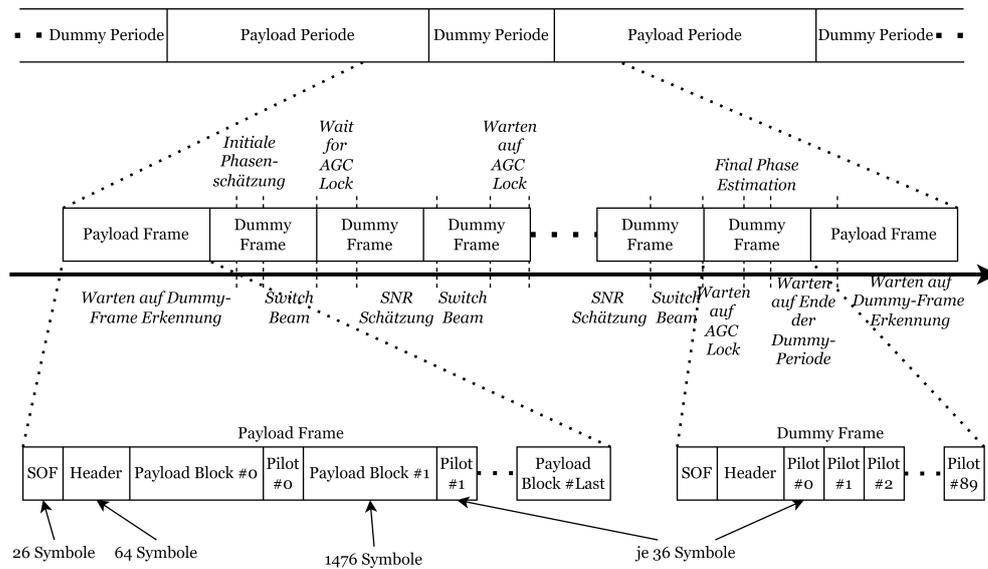


Abbildung 6.1: Framestruktur der Payload- und Dummy-Perioden.

der Dummy-Periode nachführt. Insgesamt benötigt der  $M_2M_4$  etwa 4096 Symbole. Unter Berücksichtigung des Rest-CFO-Fehlers und der Festkomma-Implementierung beträgt die Genauigkeit  $\pm 1$  dB.

Nachdem das beste Antennenbeampaar, d. h. der entsprechende Rx- und Tx-Pointingvektor aus der Kandidatenliste gefunden wurde, verlässt der Empfänger den Schlafmodus und der Sender nimmt die Übertragung der Nutzdaten wieder auf. Dafür wird der Empfänger innerhalb des letzten Dummy-Frames der Periode wieder aufgeweckt um die Phase und den Fine-CFO für den folgenden Nutzdaten-Frame zu erhalten. Dazu ist wieder nur ein virtueller Pilotblock erforderlich, also 36 Symbole.

Der Sender muss die gleichen Zustände wie der Empfänger durchlaufen und wartet in jedem Zustand die vordefinierte Zeit, die der Empfänger benötigt. Andernfalls wird der Zustand *beam switch* nicht gleichzeitig erreicht. Die Tabelle 6.1 fasst die Dauer der einzelnen Zustände zusammen. Es ist zu beachten, dass eine lange Kandidatenliste die Dummy-Phase verlängert und somit die effektive Datenrate sinkt. Je mehr Informationen über die Position, den Standort und die Ausrichtung des Satelliten oder des Terminals bekannt sind, desto kürzer ist die Liste der Kandidaten. Wenn zum Beispiel GPS zur Verfügung steht und nur die Ausrichtung der Antenne unbekannt ist, kann mittels der Koordinaten der entsprechenden Höhenwinkel (Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$ ) bestimmt werden. Dadurch wird die Kandidatenliste auf die Suche nach dem besten Pointingvektor entlang eines Kreises reduziert. Bei einer Baudrate von 50 MBd erfordert die Schätzung eines Beampaars beispielsweise 16.6 Dummy-Frames, das sind 1.1 ms. Damit können 907 Beampaare pro Sekunde getestet werden. Die Schätzung der Anfangs- und Endphase wird nicht in jeder Iteration durchgeführt. Insgesamt benötigen diese beiden Zustände 0.0216 Dummy-Frames.

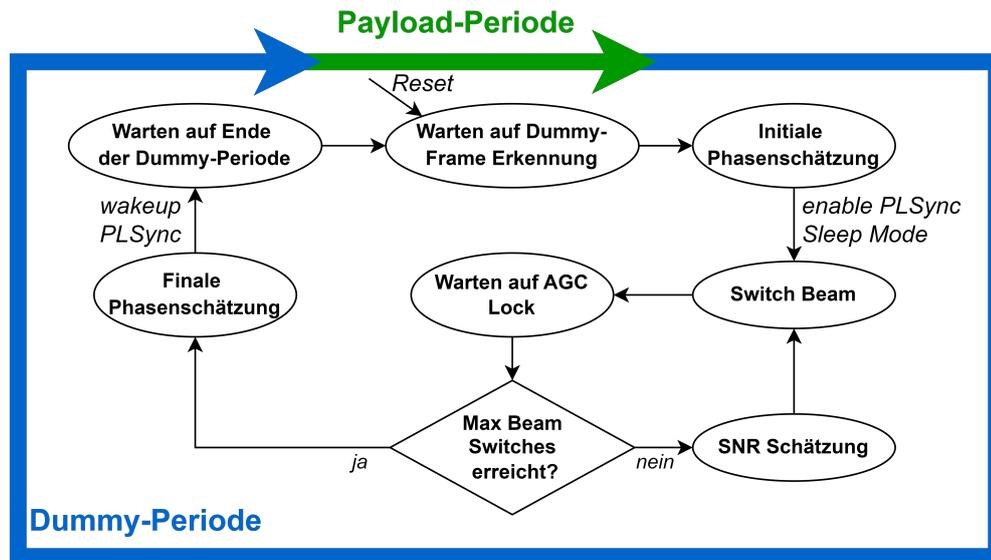


Abbildung 6.2: Flussdiagramm der vorgeschlagenen blinden Beam-Acquisition und Switching Strategie im Tracking-Betrieb; In Anlehnung an [38].

Tabelle 6.1: Dauer der Beam-Acquisition Zustände

Zustand	Sequenzlänge/Zeitdauer	
	Allgemein	@50 MBd
Warten auf Dummy-Frame Erkennung	-	-
Initiale Phasenschätzung	36 Symbole	0.72 $\mu$ s
Switch Beam	ca. 1 ms	ca. 1 ms
Warten auf AGC Lock	1024 Symbole	20.48 $\mu$ s
SNR Schätzung	4096 Symbole	81.92 $\mu$ s
Finale Phasenschätzung	36 Symbole	0.72 $\mu$ s
Warten auf Ende der Dummy-Periode	-	-

### 6.1.2 Net-Entry Betriebsmodus bei analoger Richtungsschätzung

Die zuvor diskutierte Strategie der Strahlumschaltung erfordert immer eine stabile zeitliche Synchronisation. Hierfür muss bereits eine Verbindung aufgebaut worden sein. Zusätzlich zum Tracking-Betriebsmodus wird deshalb ein spezieller Algorithmus für die Anflugphase (Net-Entry) benötigt in der der Satellit in der Service Area des Terminals eintrifft. In großen Satellitenkonstellationen mit globaler Abdeckung kann die Beampaar-Information während des Inter-Satellite-Handover-Prozesses ausgetauscht werden. Eine andere Möglichkeit ist die Anwendung einer Art Brute-Force Suche. Die Antennensteuerung wechselt den Beam auf einen beliebigen Kandidaten und wartet eine vordefinierte Zeit auf eine anfängliche *Sync*. Wenn kein *Sync* eintritt, ist das gewählte Beampaar schlecht und der Controller testet den nächsten Kandidaten. Sobald der *Sync* erstmalig erfolgt ist, wartet die Antennensteuerung auf die erste Dummy-Periode um die reguläre Beam-Switching Strategie zu starten. Es ist zu beachten, dass das erste initiale Beampaar nicht unbedingt das Bestmögliche ist. Nur das am besten geeignete Beampaar wird anschließend im Tracking-Betriebsmodus in der ersten Dummy-Periode gefunden.

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

Um herauszufinden, wie viel Zeit der Empfänger benötigt um die *Sync* zu erreichen, wurden mehrere Messungen durchgeführt und statistisch ausgewertet. Bei einem SNR von über  $-2$  dB benötigt der Empfänger etwa  $1.2 \cdot 10^6$  Symbole, um in 90 % der Fälle eine Synchronisation zu erreichen. Auf diese Weise können bei einer konfigurierten Baudrate von 50 MBd etwa 41 Beampaaare pro Sekunde getestet werden. Allerdings können unerwartete Beam-Hops den Synchronisationsprozess stören. Aus diesem Grund ist es notwendig, dass sich Sender und Empfänger in irgendeiner Form über den Zeitpunkt der Beam-Hops verständigen. Dies kann durch eine interne Zeitreferenz geschehen, z. B. unter Verwendung der Coordinated Universal Time (UTC).

### 6.2 Digitale Richtungsschätzung

Die digitale Richtungsschätzung eröffnet eine wesentlich schnellere Möglichkeit zur Bestimmung der Signalrichtung. Durch gezielte Überlagerung der einzelnen Antennensignale und Auswertung der Phaseninformationen, kann die Richtung direkt berechnet werden. Ein weiterer Vorteil gegenüber der analogen Richtungsschätzung ist, dass die notwendigen Berechnungen in der digitalen Rechendomain parallelisiert werden können. Dadurch lassen sich mehrere Richtungskandidaten gleichzeitig testen. Darüber hinaus erhöht sich die spektrale Effizienz des Systems, weil im Gegensatz zum analogen AoA das Empfangssignal zunächst aufgezeichnet werden kann. Anschließend kann das Signal für jede Berechnungsiteration erneut aus dem Speicher gelesen werden, weshalb es nicht notwendig ist die Pilotsequenz mehrfach zu übertragen. Beim analogen AoA muss hingegen kontinuierlich ein Signal gesendet werden, weil hier das Beamforming der Richtungsschätzung vorgelagert ist. Sobald die Antennensignale im Beamformer kombiniert wurden, sind die für das AoA notwendigen Phasen- und Amplitudeninformationen verloren. Beim digitalen AoA wird zuerst die Richtung bestimmt und anschließend das Beamforming ausgeführt. Dennoch ist es auch hier sinnvoll zwei Algorithmen für die beiden Szenarios Net-Entry und Tracking Modus vorzusehen. Der wesentliche Nachteil der digitalen Richtungsschätzung ist die Robustheit. Sollte sich ein Störer mit sehr großer Leistung in der Nähe der Antenne befinden, ist es mitunter nicht mehr möglich das eigentliche Signal mit den Analog-to-Digital Converter (ADCs) aufzuzeichnen, weil die ADC durch die hohe Leistung bereits in Sättigung gegangen sind. Im analogen Fall kann der Störer in den meisten Fällen durch die vorherige räumliche Filterung (Beamforming) bereits ausgeblendet werden.

#### 6.2.1 Tracking-Betriebsmodus bei digitaler Richtungsschätzung

Die digitale Richtungsschätzung ist nur bei hybriden und voll digitalen Beamforming-Antennen möglich. Hierfür werden sogenannte AoA-Algorithmen für die Richtungsschätzung verwendet. Dafür werden mehrere Antennensignalkanäle auf der digitalen Plattform analysiert, um aus den Phasen- und Amplitudenunterschieden der Signale Richtungsinformationen zu gewinnen [62]. Die Kanäle können dabei zu einzelnen Antennen (digitales Beamforming) oder zu mehreren Antennen (analoge Subarrays)

gehören. Der erste Fall wird in diesem Abschnitt erläutert. Der zweite Fall wird in Abschnitt 6.3, zur hybriden Richtungsschätzung beschrieben. In der Literatur werden verschiedene AoA-Algorithmen vorgeschlagen [62, 88, 89]. Diese Verfahren bestimmen die Signalrichtung anhand des berechneten räumlichen Spektrums (Pseudospektrum), das bedeutet es wird die von der ESA empfangene Leistung als Funktion über den Einfallswinkel untersucht. Das lokale Maximum des Pseudospektrums entspricht dem Einfallswinkel. Die Algorithmen können in spektrale, unterraumbasierte und adaptive Methoden unterteilt werden. Beispiele für digitale AoA-Algorithmen sind [62, 90]

- spektrale Algorithmen:
  - Bartlett-Beamformer,
  - MVDR (Minimum Variance Distortionless Response)
- unterraumbasierte Algorithmen:
  - MUSIC (Multiple Signal Classification),
  - ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique),
- adaptive Algorithmen:
  - LMS (Least-Mean-Square),
  - RLS (Recursive-Least-Square) und
  - SMI (Sample Matrix Inversion).

Die Algorithmen unterscheiden sich neben erreichbarer Genauigkeit und Implementierungsaufwand nur wenig. An dieser Stelle wird daher nicht näher auf den zu implementierenden AoA-Algorithmus eingegangen. In der Literatur wurden die Algorithmen bereits mehrfach gegenübergestellt und analysiert, wie zum Beispiel in [91, 92]. Es werden vielmehr allgemein die Voraussetzungen und Einschränkungen von digitalen AoA in digitalen Beamforming-Antennen betrachtet. Für die folgenden Untersuchungen wurde deswegen beispielhaft der SMI-Algorithmus verwendet. Der SMI basiert auf dem weitverbreiteten MVDR-Algorithmus, der als optimales Beamforming-Design gilt und daher oft als Referenz verwendet wird. Die Methode wurde erstmals von J. Capon in [93] vorgeschlagen. Der MVDR versucht durch geschickte Wahl der Antennenkoeffizienten die Ausgangsleistung zu minimieren und gleichzeitig die Verstärkung in die Hauptstrahlrichtung konstant auf Eins zu halten, also das Nutzsignal nicht zu verzerren. Dadurch wird das Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) an der Antenne optimiert. Die komplexen Antennenkoeffizienten  $\vec{\omega}_{\text{MVDR}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Ele}} M_{\text{Ele}}}$  des MVDR ergeben sich aus

$$\vec{\omega}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}})}{\text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}^H \mathbf{R}^{-1} \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}))}, \quad (6.1)$$

mit der Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N_{\text{Ele}} M_{\text{Ele}}} \mathbf{Y}^H \mathbf{Y}. \quad (6.2)$$

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

Die Variablen  $N_{\text{Ele}}$  und  $M_{\text{Ele}}$  geben die Anzahl der Antennen in x- und y-Richtung des UPAs an. Die Datenmatrix  $\mathbf{Y}$  ergibt sich, indem die Antennensignale  $y_{(k)}$  mit  $k = 1 \dots N_{\text{Ele}}M_{\text{Ele}}$  als Spalten angeordnet werden. Jeder Spaltenvektor steht demnach für ein Antennensignal. Die Zeilen der Matrix symbolisieren somit die zeitliche Komponente der Signale. Der hochgestellte Index  $H$  bezeichnet die hermitesch transponierte Matrix und  $\mathbf{S}_{\text{asm}}$  beschreibt die Array-steering Matrix für ein zweidimensionales Array aus (5.8). Sie repräsentiert die Signalrichtung und hängt somit von dem Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell$  und dem Azimutwinkel  $\varphi_\ell$  ab. Das sogenannte Pseudospektrum des MVDR-Algorithmus lässt sich mit (5.8) berechnen durch

$$f_{\text{PS}}(\theta_\ell, \varphi_\ell) = \frac{1}{\text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}^H(\theta_\ell, \varphi_\ell)) \mathbf{R}^{-1} \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}(\theta_\ell, \varphi_\ell))}. \quad (6.3)$$

Wenn eine bekannte Pilotsequenz vorhanden ist, kann die Array-steering Matrix  $\mathbf{S}_{\text{asm}}$  mit dem Signal-steering Vektor  $\vec{s}_{\text{vsm}}$  substituiert werden. Der Signal-steering Vektor kann durch die Kreuzkorrelation des Signals an der  $k$ -ten Antenne  $y_{(k)}$  und der bekannten Pilotfolge  $\vec{p}_{\text{seq}} \in \mathbb{C}^M$  bestimmt werden

$$\vec{s}_{\text{vsm}} = \mathbf{Y}^H \vec{p}_{\text{seq}}. \quad (6.4)$$

Die Pilotsequenz  $\vec{p}_{\text{seq}}$  ist als Spaltenvektor definiert. Der SMI-Algorithmus nutzt die bekannte Pilotsequenz  $\vec{p}_{\text{seq}}$  der Länge  $N_{\text{seq}}$ . Ausgehend von (6.1), der Substitution von  $\text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}})$  mit  $\vec{s}_{\text{vsm}}$  und dem Vernachlässigen des Normierungsfaktors  $\text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}}^H) \mathbf{R}^{-1} \text{vec}(\mathbf{S}_{\text{asm}})$ , können die komplexen Antennenkoeffizienten  $\vec{\omega}_{\text{SMI}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Ele}}M_{\text{Ele}}}$  nach der folgenden Vorschrift berechnet werden

$$\vec{\omega}_{\text{SMI}} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H \vec{p}_{\text{seq}}. \quad (6.5)$$

Die Berechnung der inversen Matrix erfordert sehr viel Rechenleistung, insbesondere für große Gruppenantennen. Es wurden deswegen Algorithmen entwickelt, die diesen Berechnungsaufwand umgehen und Ressourceneffizient implementiert werden können. Dazu gehört der LMS-Algorithmus und auch der Recursive-Least-Squares (RLS) Algorithmus. Die Algorithmen nähern sich iterativ der SMI-Lösung an. Dadurch steigt allerdings auch die Rechenzeit an.

Der Gruppenfaktor der Antenne kann dann durch (5.11) bestimmt werden. Für den Antennenkoeffizientenvektor  $\vec{\omega}$ , kann zum Beispiel  $\vec{\omega}_{\text{SMI}}$  oder  $\vec{\omega}_{\text{MVDR}}$  eingesetzt werden.

Bei vollständig digitalen Beamforming steht jedes Antennensignal digital zur Verfügung. Die Komplexität steigt dadurch stark an. Die hohe Anzahl an digitalen Kanälen erfordert eine ebenso große Menge an ADCs und Digital-to-Analog-Converters (DAC). Die ADCs und DACs weisen einen hohen Stromverbrauch auf, wenn große Bandbreiten realisiert werden sollen. Das führt wiederum zu einer starken Wärmeentwicklung und steigenden Hardwarekosten. Darüber hinaus fallen im Software Defined Radio (SDR) eine enorme Menge an zu verarbeitenden Daten an. Die Datenmenge muss über die verfügbaren Interfaces geroutet werden. Die Datenrate der Interfaces

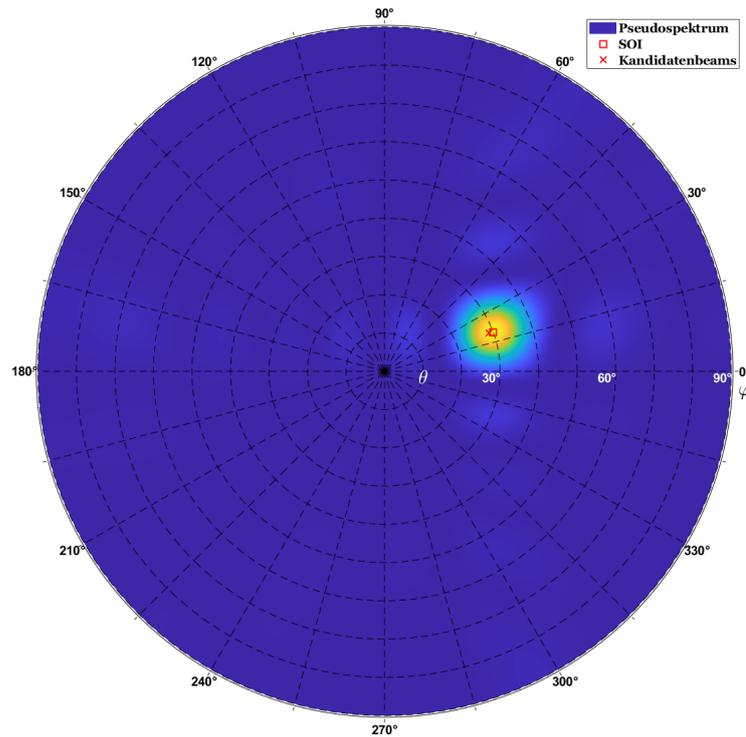


Abbildung 6.3: Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei digitalem Beamforming.

und die Anzahl an GTY-Transceiver sind hier entscheidend für die Auswahl eines geeigneten Boards. Aus diesen Gründen werden voll digitale Beamforming Lösungen häufig nur für kleine Gruppenantennen in Erwägung gezogen. Unter kleinen Gruppenantennen versteht man hier eine geringe Anzahl an Antennenelementen. In vollständig digitalen Anwendungen kann komplett auf die analogen Phasenschieber verzichtet werden. Damit können Beam-Hops extrem schnell, quasi im FPGA-Takt, durchgeführt werden. Analoge Umschaltzeiten und das langsame Kommandieren über SPI- oder I<sub>2</sub>C-Interfaces entfällt. Der SPI-Bus wird häufig mit maximal 25 MHz getaktet, I<sub>2</sub>C noch wesentlich langsamer. Dadurch entstehen Verzögerungen bei der Signalisierung von mehreren  $\mu$ s. Ein weiterer Vorteil ist, dass dem AoA-Schätzer viel mehr Informationen zur Verfügung stehen. Daher soll im Folgenden zunächst das digitale Beamforming beschrieben werden.

Das bei hybriden Beamforming auftretende Problem der größeren virtuellen Antennenabstände existiert bei digitalen Beamforming nicht. Da jede Antenne aus der digitalen Domain direkt erreichbar ist, entstehen die Gruppierungsprobleme der Antennen nicht. Dieser Thematik wird sich in Kapitel 6.3 ausführlich gewidmet. Der digitale Richtungsschätzer kann direkt das AoA bestimmen. Der Beam-Acquisition Controller kann innerhalb einer einzigen Iteration auf den neuen Beam umschalten. Die Abbildung 6.3 zeigt das Pseudospektrum einer  $8 \times 8$  digitalen Gruppenantenne.

Die Fehler-Wahrscheinlichkeit, die sich aus Monte-Carlo Simulationen ergibt, ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Die zufällig generierten Einfallswinkel  $\theta$  liegen im Bereich  $[0^\circ, 60^\circ]$  und der Element-SNR liegt bei  $-20$  dB. Die Untersuchung wird für die

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

Sequenzlängen: 64, 128, 256 und 512 Samples wiederholt. Wie zu erwarten, schneidet das DBF am Besten ab und erzielt bereits bei sehr kleinen Sequenzlängen sehr gute Resultate. Dem Algorithmus stehen viermal so viele Informationen (Antennensignale) zur Verfügung, was ihn besonders robust gegen niedriges SNR macht bzw. kurze Schätzsequenzen ermöglicht.

**Spread Spectrum Digital Beamforming** Das Spread Spectrum Digital Beamforming (SSDBF) beschreibt eine Technik, bei der die Vorteile des hybriden Beamforming und des digitalen Beamforming kombiniert werden [94]. Beim SSDBF werden die Signale mehrerer Antennen orthogonal in der Frequenz überlagert. Dadurch vervielfacht sich die Bandbreite am ADC bzw. DAC. Das bedeutet, es werden entsprechend schnelle ADCs/DACs benötigt um die Signale zu konvertieren. Denkbar ist die Verwendung des AD9088 von Analog Devices. Dieser besitzt acht ADCs mit 8 GSPS, acht DACs mit 16 GSPS und einer analogen Bandbreite von 16 GHz [95]. Die Abbildung 6.4 zeigt den Empfängerentwurf für dieses Konzept.

Bei einer idealen Implementierung/Umsetzung des SSDBF erzielt dieses Verfahren die gleiche AoA-Genauigkeit, wie der konventionelle digitale Beamformer. Der Grund dafür ist, dass der verwendete AoA-Algorithmus die gleichen Informationen zur Verfügung hat. DBF und SSDBF unterscheiden sich nur in der Art der Konvertierung der Antennensignale zwischen der analogen und digitalen Ebene. Die Daten werden dabei nicht verfälscht.

### 6.2.2 Net-Entry Betriebsmodus bei digitaler Richtungsschätzung

Übereinstimmend mit der analogen Richtungsschätzung, wird auch bei der digitalen Richtungsschätzung ein Net-Entry Modus benötigt. Unabhängig davon, ob hybrides oder digitales Beamforming verwendet wird, erfordert der im vorherigen Kapitel vorgeschlagene adaptive Beamformer zur Richtungsschätzung eine vorherige Synchronisation der Antennensignale. Sowohl der SMI-, als auch der LMS-Algorithmus arbeiten mit einer bekannten Pilotsequenz. Damit die empfangenen Antennensignale mit dieser Sequenz verglichen werden können, müssen die Signale zunächst hinsichtlich Symbolabtastzeitpunkt, Frequenzoffset, Phasenoffset und Amplitude korrigiert werden. Das Problem dabei ist, dass der Empfänger beim Net-Entry noch nicht die Richtung des Signals kennt. Die Antenne schaut damit ungerichtet in eine beliebige Richtung und der Antennengewinn ist weit unter dem im Link Budget berücksichtigten normalen Gewinn des Antennenarrays. Die Synchronisation auf den Antennenkanälen muss daher mit dem wesentlich kleineren Antennengewinn eines einzelnen Antennenelements auskommen. Das SNR, mit denen die Schätzalgorithmen arbeiten, ist demnach weit im negativen Bereich. Bei einer  $8 \times 8$  Gruppenantenne mit 64 Antennenelementen beträgt der Gruppenantennengewinn ungefähr 18 dB. An der einzelnen Antenne ist das SNR demnach 18 dB geringer. Nach Tabelle 3.1 kann der DVB-S2 Standard mit SNR Werten von  $-2.35$  dB fehlerfrei funktionieren. Die Synchronisationsalgorithmen müssten demnach mit einem SNR von bis zu  $-20.45$  dB =  $-2.35$  dB - 18.1 dB auskommen.



## 6. Implementierung der Antennensteuerung

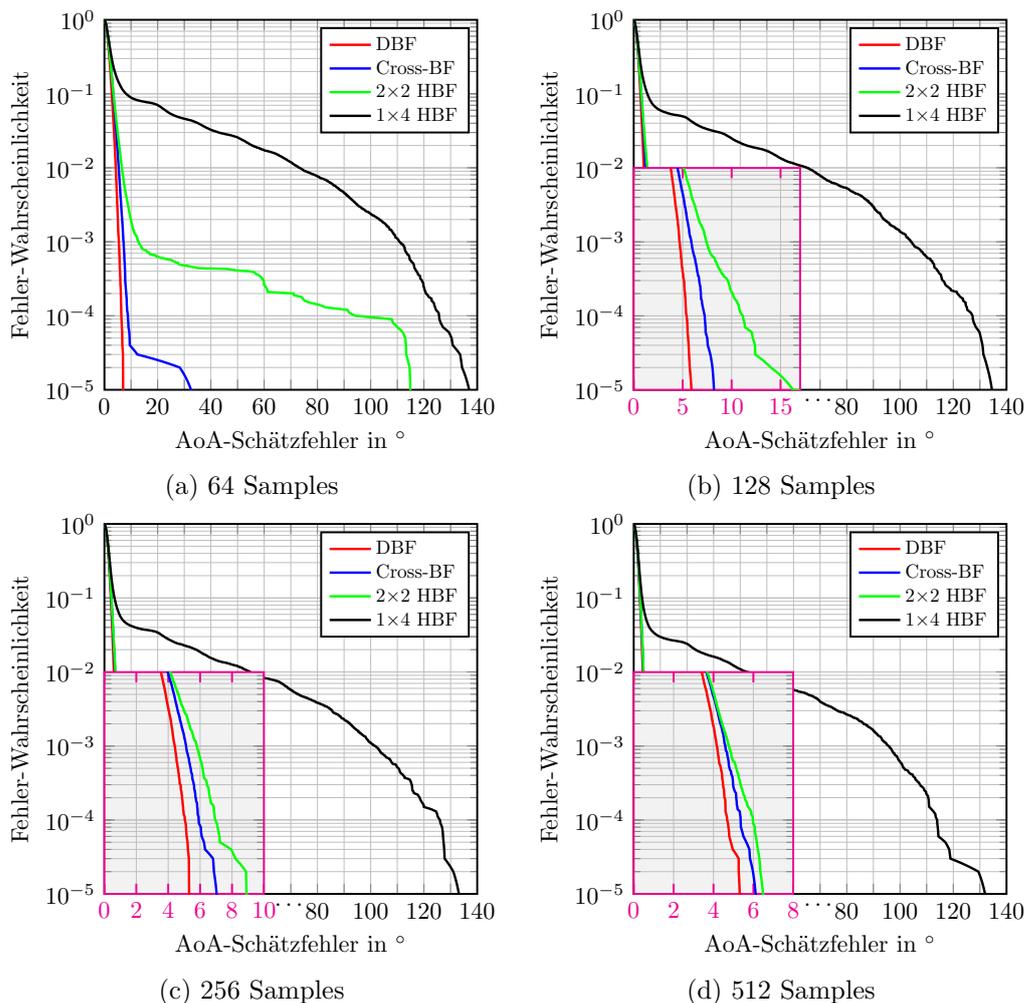


Abbildung 6.5: AoA Fehler-Wahrscheinlichkeit des Tracking-Algorithmus mittels (SMI) bei unterschiedlichen Beamforming-Konzepten mit einer  $8 \times 8$  Antenne und einem Element-SNR an den einzelnen Antennen von  $-20$  dB. Die Sequenzlängen der Piloten sind 64 Samples (a), 128 Samples (b), 256 Samples (c) und 512 Samples (d).

Wenn das Link Budget im Net-Entry Fall nicht erheblich hoch gesetzt wird, oder sehr lange Korrelationssequenzen benutzt werden, muss für diesen Fall eine andere Methode implementiert werden. Hier bieten sich die spektralen und unterraumbasierenden AoA-Algorithmen an. Im Folgenden wird deshalb der MVDR-Algorithmus für die weiteren Untersuchungen verwendet.

Die Abbildung 6.6 zeigt das Ablaufdiagramm des Net-Entry Beamformers. Die eintreffenden, digitalisierten Antennensignale werden zunächst in einem Buffer gespeichert. Anschließend wird der MVDR-Algorithmus ausgeführt. Der MVDR-Algorithmus kann entweder als lineare Suche, wie es in Kapitel 5.4.1.1 beschrieben ist, oder mittels eines Optimierungsalgorithmus, wie in Kapitel 5.4.1.2 vorgeschlagen, implementiert werden. Der MVDR-Suchalgorithmus extrahiert einzelne Kandidatenbeams aus dem Pseudospektrum, wie es die Abbildung 6.7 zeigt. Ein zweidimensionaler Maximum Suchalgorithmus gruppiert die Kandidatenbeams des

Pseudospektrums und gibt die Abstrahlungswinkel  $\theta$  und Azimutwinkel  $\varphi$  der Kandidatenbeams bzw. Pointingvektoren aus. An dieser Stelle wird die Verwendung des DBSCAN-Algorithmus aus Kapitel 5.4.1.3 empfohlen. Die Kandidatenbeams enthalten demzufolge die Position des Nutzsignals (SOI) sowie möglicher Störer. Mittels vollständig digitalem Beamforming werden dann die Kandidatenbeams nacheinander oder parallel eingestellt. Hierfür werden die Techniken der Signalklassifizierung aus den Kapitel 5.4.2 angewendet. Zunächst wird das Signal eines einzelnen Beams mittels (5.7) selektiert (Beamforming). Anschließend werden die anderen Kandidaten mit (5.14) zusätzlich unterdrückt (Nullsteering). Die Erkennung des SOI anhand einer bekannten Trainingssequenz wird durch Kreuzkorrelation erreicht, wie in Kapitel 5.4.2.3 beschrieben. Wenn der Korrelator kein Peak findet, handelt es sich bei dem Kandidaten wahrscheinlich um einen Störer. Diese Information kann später für einen Nullsteering-Algorithmus verwendet werden oder der Kandidat wird einfach verworfen. Ist die Richtung des SOI detektiert wurden, werden die analogen Antennenkoeffizienten für die Phasenschieber, VGAs und Dämpfungsglieder berechnet. Dazu kann das Antennendiagramm mittels eines Nullsteering-Algorithmus optimiert werden. Somit kann die Antenne in die Richtung des SOI schauen und gleichzeitig die übrigen Kandidaten, die als Störer klassifiziert wurden, unterdrücken. Anschließend werden über das Hardwareinterface, z. B. SPI oder I<sup>2</sup>C, die Phasenschieber, VGAs und Dämpfungsglieder geregelt. Die Umschaltung zwischen Sende- und Empfangspfad muss eventuell ebenfalls initialisiert werden. Während dieser Zeit ist aufgrund des Signal Glitches kein Signalempfang möglich, wie in Kapitel 5.1 beschrieben. Deshalb wird zwischen der Synchronisationssequenz in der Präambel und dem Payload eine Hardwaresetup-Zeit eingefügt, in der keine Informationen übertragen werden. Die Antennensignale der Gruppenantenne werden jetzt phasenrichtig miteinander kombiniert, wodurch der Gruppenantennengewinn das SNR ansteigen lässt. Das resultierende Signal wird dann in die digitale Empfangskette gegeben und die Physical Layer Synchronisation wird aktiviert. Durch zeitliche Korrelation und Schwellenwertdetektion kann die Frame-Synchronisation gefunden werden. Daraus folgt die zeitliche Lage der Piloten, mit denen letztendlich die Frequenz und Phase synchronisiert wird.

Aufgrund der langen Hardware Konfigurationszeit ist es sinnvoll die Framestruktur geschickt auszulegen, um diese auf die Eigenschaften der Hardware optimal anzupassen. Bei einem großen TDMA-Funknetzwerk ist es demzufolge ratsam jedem Teilnehmer einen eigenen Zeitslot für seine Synchronisationssequenz zur Verfügung zu stellen. Die Synchronisationslots aller Teilnehmer werden dann hintereinander zum Beginn eines TDMA-Frames angeordnet, wie die Abbildung 6.8 veranschaulicht. Das bedeutet, dass alle Teilnehmer zunächst nacheinander ihre individuelle Beacon-Sequenz aussenden und die übrigen Teilnehmer daraus die Richtungsinformation und Synchronisation ermitteln. Im Anschluss an den letzten Synchronisationslot wird einmalig eine Hardware Konfigurationszeit eingefügt. Jeder Teilnehmer konfiguriert hier seine Antenne für den Empfang oder die Übertragung des ersten Nutzdatenslots. Dadurch steigt die Nettoübertragungsrate des Systems deutlich an.

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

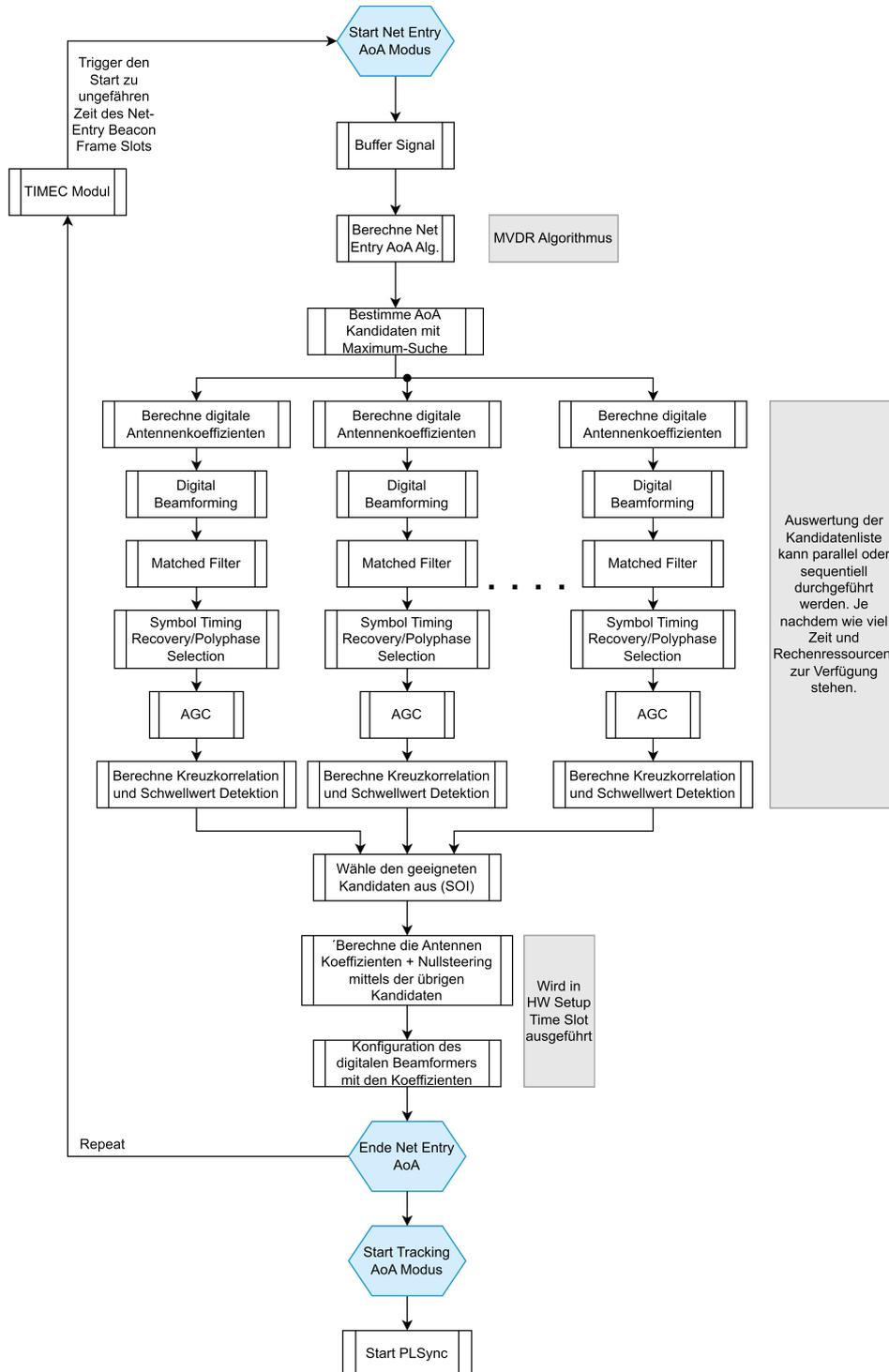


Abbildung 6.6: Ablaufdiagramm des digitalen Net-Entry Richtungsschätzers.

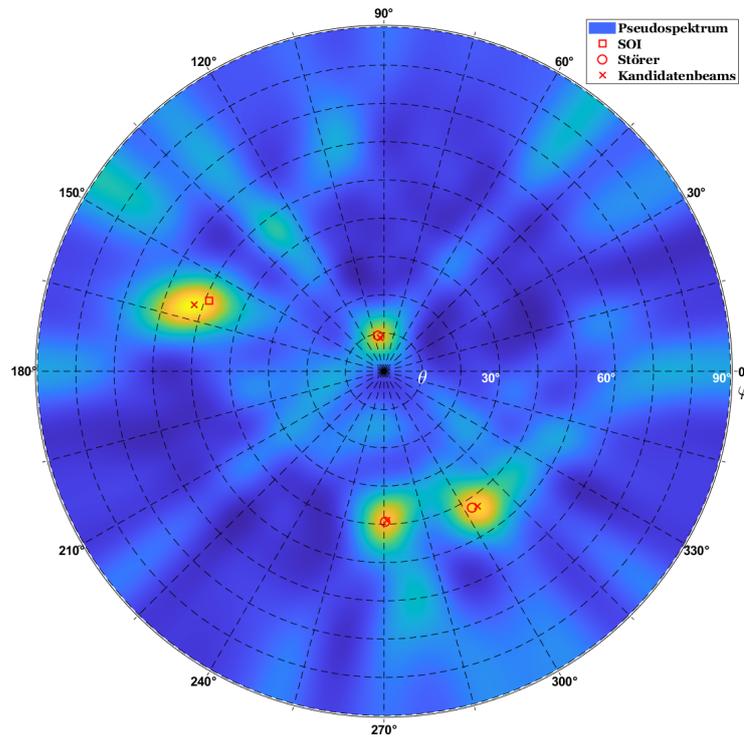


Abbildung 6.7: Pseudospektrum des MVDR Net-Entry Beamformers mit drei Störern und dem Nutzsignal.

### 6.3 Hybride Richtungsschätzung

Bei hybriden Beamforming-Anwendungen, können sowohl die bereits beschriebene Technik des analogen Scannens, als auch die digitalen Berechnungsmethoden zur Richtungsschätzung eingesetzt werden. Häufig ist es sogar notwendig beide Methoden zu kombinieren, um eine möglichst genaue Schätzung zu erhalten.

Bei hybriden Beamforming werden mehrere Antennenelemente analog zusammengefasst und anschließend digitalisiert. Die hybride Gruppenantenne besteht damit aus vielen kleineren analogen Beamforming-Arrays, die digital koordiniert werden. Häufig werden die Antennenelemente zu lokalen Gruppen zusammengefasst. Das hat den Vorteil, dass das Routing der Signale im analogen Frontend wenig komplex ist. Andere Varianten, wie zum Beispiel ein interleaved Pattern [96] sind praktisch sehr schwer realisierbar und werden hier nicht näher untersucht. Die Abbildung 6.9a zeigt eine hybride  $8 \times 8$  ESA. Es werden je  $2 \times 2$  Antennen zu einem Subarray gruppiert. Daraus ergeben sich 16 digitale Kanäle. In Abbildung 6.9b ist die Antenne aus Sicht der digitalen Plattform dargestellt. Die gruppierten Antennenelemente werden analog null-phasig addiert. Daraus ergeben sich größere virtuelle Elemente mit dem doppeltem Antennenabstand. Nach [17] hat der Elementabstand einen wesentlichen Einfluss auf die Richtcharakteristik der Antenne. Zum einem entstehen Grating-Lobes. Zum anderen reduziert sich der maximale Abstrahlungswinkel  $\theta_{\ell}^{max}$ . Das bedeutet, die Antenne kann nicht mehr in Endfire ( $90^\circ$  zur Normalen) ausgerichtet werden.

Ein rein digitaler AoA-Algorithmus in konventionellen hybriden ESAs hat dem-



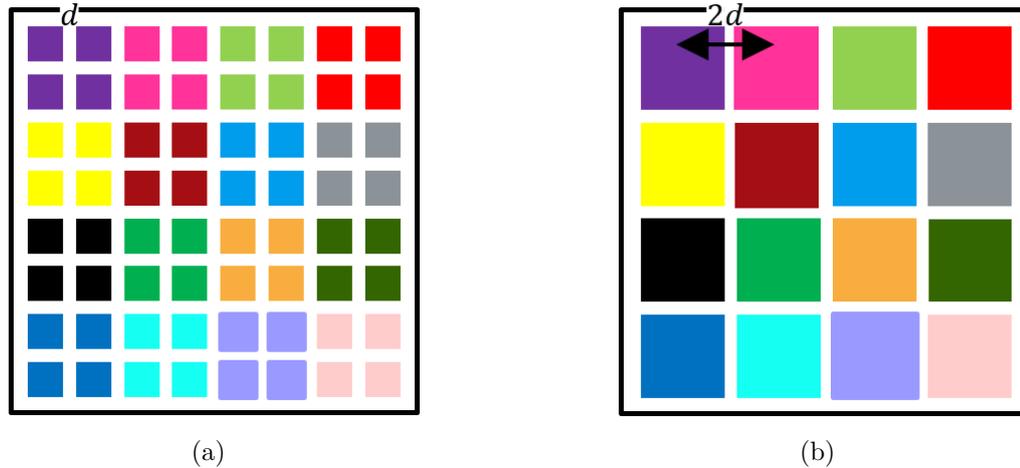


Abbildung 6.9: Schematische Darstellung der  $2 \times 2$  lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden virtuellen digitalen Beamforming-Arrays mit 16 Antennen im Abstand  $2d$  (b).

nach das Problem, dass große Einfallswinkel nicht mehr erkannt werden können. Des Weiteren kann keine eindeutige Signalrichtung bestimmt werden, weil das Antennendiagramm unweigerlich Grating-Lobes enthält. Eine Ausrichtung auf einen einzelnen Punkt ist deshalb nicht möglich.

In der Abbildung 6.10a ist das Pseudospektrum als Ergebnis des SMI-Verfahrens abgedruckt. Es wird deutlich, dass der AoA-Schätzer die Signalrichtung auf vier Kandidaten eingeschränkt hat. Unter der Zuhilfenahme von zusätzlichen Informationen, z. B. der letzten bekannten Position und der Extrapolation der Bewegungsrichtung, kann die Kandidatenliste weiter reduziert werden. Anschließend muss der Beam-Acquisition Controller die verbleibenden Beam-Kandidaten nacheinander testen, bis er ein Korrelationspeak findet. Dafür wird der bereits in Abbildung 6.2 vorgestellte Algorithmus verwendet. Für den Kandidaten-Test müssen jedes Mal die analogen Phasenschieber auf den Kandidaten ausgerichtet werden. Abschließend ist festzuhalten, dass hybride AoA-Methoden die Richtungsschätzung im Vergleich zum linearen Scannen bei analogen Gruppenantennen enorm beschleunigen.

Eine zweite mögliche Subarray Konfiguration zeigt Abbildung 6.11. Diese Konfiguration besitzt acht digitale Kanäle in  $y$ -Richtung, aber nur zwei Kanäle in  $x$ -Richtung. Es ist offensichtlich, dass diese Konfiguration wesentlich schlechter geeignet sein wird, als in der symmetrischen quadratischen Anordnung der Subarrays aus Abbildung 6.9. In der Abbildung 6.10b ist das Pseudospektrum des SMI-Algorithmus abgebildet. Auch hier ergeben sich vier Kandidatenbeams, die sequentiell analog durchgeschaltet werden müssen um den richtigen Beam mittels Korrelation zu finden.

Die Fehler-Wahrscheinlichkeit des hybriden Beamformers wurde durch Monte-Carlo Simulationen bestimmt. Der AoA-Algorithmus hat zunächst immer vier Kandidatenbeams geliefert, die dann sequentiell durchgeschaltet wurden. Wenn der Schwellenwertdetektor ein Korrelationspeak erkannt hat, wurde dieser Kandidaten-

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

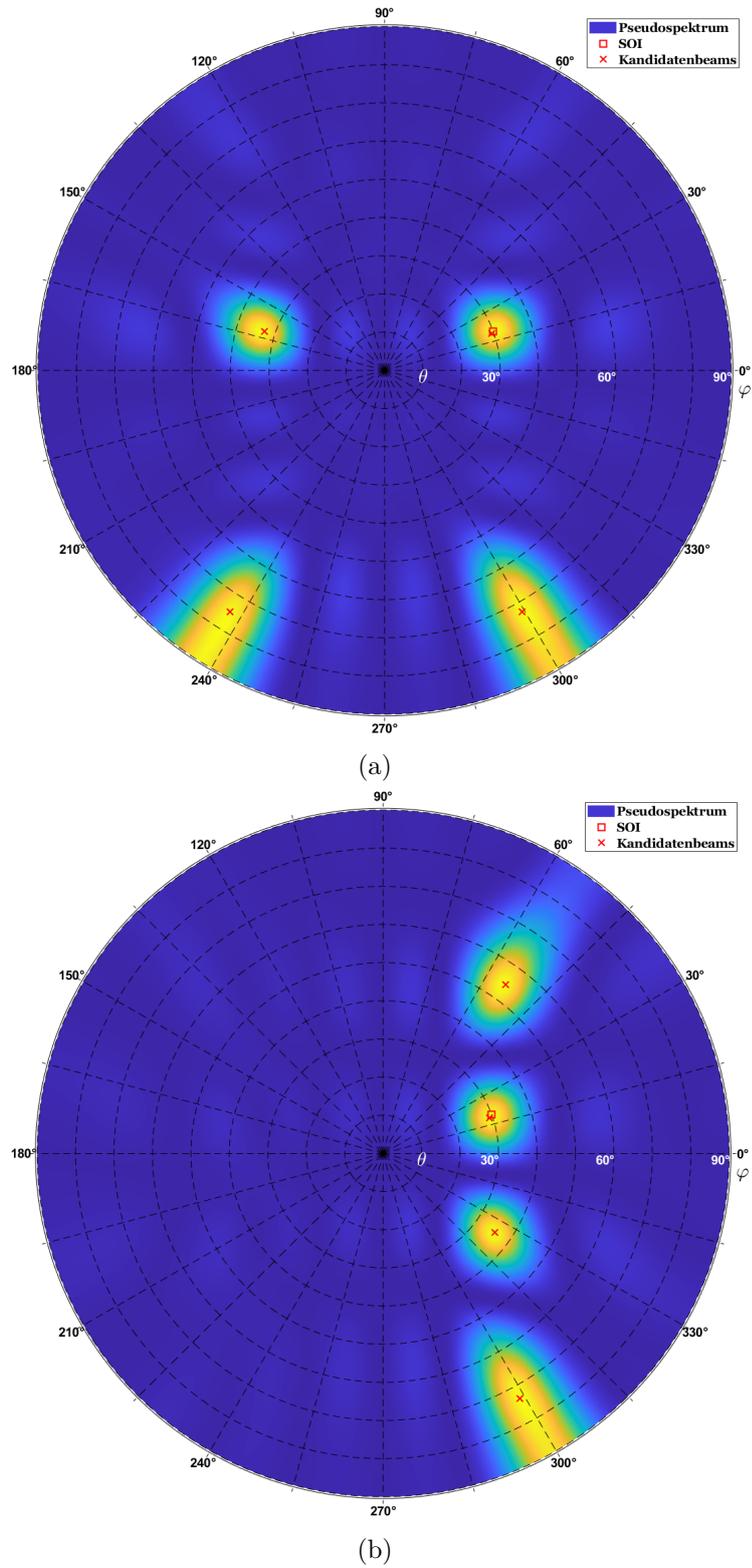


Abbildung 6.10: Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei  $2 \times 2$  hybriden Beamforming (a) und  $1 \times 4$  hybriden Beamforming (b).

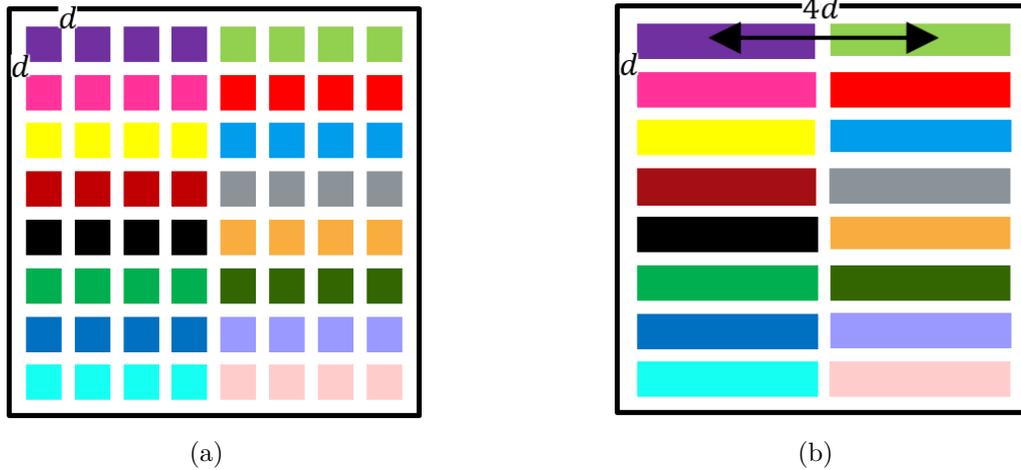


Abbildung 6.11: Schematische Darstellung der  $1 \times 4$  lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden virtuellen digitalen Beamforming-Arrays mit 16 Antennen im Abstand  $4d$  in  $x$ -Richtung und  $d$  in  $y$ -Richtung (b).

beam als Ergebnis der Richtungsschätzung selektiert. Die Fehlerwahrscheinlichkeit dieser Methode ist in der Abbildung 6.5 dargestellt. Die Einfallswinkel werden zufällig im Intervall  $[0^\circ, 60^\circ]$  gewählt. Neben dem  $2 \times 2$  Subarray (grüne Kurve) wird auch eine Konfiguration aus  $1 \times 4$  Subarrays (schwarze Kurve) untersucht. Das SNR an einem einzelnen Antennenelementen, d. h. ohne Gruppenantennengewinn, beträgt  $-20$  dB. Es wurden jeweils verschiedene Sequenzlängen für die Piloten  $\vec{p}_{\text{seq}}$  untersucht: 64, 128, 256 und 512 Samples. Es wird deutlich, dass die  $1 \times 4$  Subarrays wesentlich schlechter abschneiden. Das liegt daran, dass der virtuelle Elementabstand in  $x$ -Richtung doppelt so groß ist, wie bei den  $2 \times 2$  Subarrays. In  $y$ -Richtung ist der Abstand dafür nur halb so groß. Ein weiterer Nachteil ist, dass für die Schätzung des Winkels in  $x$ -Richtung nur zwei virtuelle Antennen zur Verfügung stehen, wohingegen die  $y$ -Richtung mit acht digitalen Kanälen wesentlich besser ausgestattet ist. Der limitierende Faktor ist beim  $1 \times 4$  Array deshalb die Schätzung in  $x$ -Richtung.

## 6.4 Digitale Richtungsschätzung bei hybriden Beamforming

Im Gegensatz zum hybriden Beamforming, welches die Vorteile des analogen und digitalen Beamforming vereint, wurde in den vorangegangenen Kapiteln herausgestellt, dass ein hybrides AoA kaum Vorteile bietet. Im Vergleich zu analogen AoA ist hybrides AoA sehr rechenaufwendig. Und im Vergleich zu vollständig digitalen AoA nimmt die Berechnung viel Zeit in Anspruch, wie es auch die Tabelle 5.1 zusammenfasst. Im folgenden Abschnitt wird deshalb eine Lösung vorgestellt, die hybrides Beamforming und digitales AoA vereint.

Das wesentliche Problem am hybriden AoA ist der große virtuelle Antennenabstand zwischen den benachbarten Subarrays. Die Elemente eines Subarrays werden

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

dabei als eine einzige virtuelle Antenne betrachtet. Der große virtuelle Antennenabstand führt, wie bereits beschrieben, zu Grating-Lobes und einen kleineren Abstrahlungswinkel  $\theta_\ell^{max}$ . Eine Möglichkeit die großen virtuellen Antennenabstände in hybriden Gruppenantennen zu kompensieren, besteht darin, alle bis auf ein einziges Antennenelement des analogen Subarrays abzuschalten. Die Terminierung der Antennen kann zum Beispiel durch HF-Schalter passieren, die den Signalpfad terminieren. Alternativ können auch die ohnehin vorhandenen analogen Beamforming-ICs dafür verwendet werden. Diese analogen Bausteine bestehen immer aus einem VGA und einem Phasenschieber pro Antennenelement. Dadurch lassen sich dann die komplexen Antennenkoeffizienten  $\vec{\omega}$  einstellen. Die Variation der Amplitude mit dem VGA wird allgemein als Tapering bezeichnet. Es wird verwendet um Nebenkeulen zu unterdrücken oder die Hauptkeule zu formen. So kann zum Beispiel Einfluss auf den Gewinn und die HPBW genommen werden [13, 17]. Exemplarisch sei hier der Beamforming-IC ADAR1000 von Analog Devices genannt [97]. Beamforming-ICs besitzen mehrere parallele Rx und Tx Kanäle, mittels derer individuelle Phasen und Amplituden an den dahinter liegenden Antennenelementen eingestellt werden können. Die HF-Kanäle bzw. die Antennenelemente können nun einzeln terminiert werden, indem die Werte der Phasen- und Amplitudensteuerung auf Null gezogen werden, zusätzliche Dämpfungsglieder in den Signalpfad geschaltet werden oder ein Abschlusswiderstand zwischen die Antenne und den ADC geschaltet wird. Somit können Isolationen von den einzelnen Kanälen von über 50 dB erreicht werden [97]. Die Isolation wird durch Übersprechen zwischen den HF-Kanälen im analogen Frontend limitiert. Im Folgenden wird die digitale Richtungsschätzung in einer hybriden Gruppenantenne anhand eines  $8 \times 8$  Arrays beschrieben. Die hybride Gruppenantenne besteht aus  $1 \times 4$  Subarrays. Daraus folgt, dass insgesamt 16 analoge Beamforming-ICs, mit je vier Rx und Tx Kanälen benötigt werden. Diese werden entsprechend der Abbildung 6.12a angeordnet. Die Abbildung 6.13 zeigt das Blockschaltbild des Beamforming-ICs und die Terminierung der Antennen. Durch die Abschaltung von jeweils drei Antennen, kann so ein vollständig digitales Thinned Array gemäß Abbildung 6.12b aufgebaut werden. Im Prinzip entstehen damit zwei sich im rechten Winkel kreuzende lineare Arrays mit uniformen Elementabstand. Der Elementabstand beträgt  $\sqrt{2}d$ . An dieser Stelle ist zu beachten, dass sich diese Technik nur für die  $1 \times 4$  Subarray Konfiguration eignet und nicht für die  $2 \times 2$  Konfiguration. Denn bei der quadratischen Anordnung entstehen zwangsweise Abstände von  $2d$ . Der Nachteil dieser Technik ist, dass durch das kleinere digitale Array im AoA weniger Antennengewinn zur Verfügung steht. Das gesamte  $8 \times 8$  Arrays besitzt einen rechnerischen Gewinn von  $10 \log_{10}(64) = 18$  dB. Mit nur 16 Antennen für die AoA-Schätzung beträgt der Gewinn lediglich 12 dB. Die Korrelationssequenzen müssen demnach länger ausfallen um den kleineren Gruppenantennengewinn zu kompensieren. In der Regel ist der AoA-Algorithmus genauso robust gegen niedriges SNR wie die Algorithmen zur Frame- und zur CFO-Synchronisation, was bedeutet, dass er im Vergleich zum modulierten Datensignal (Payload) wesentlich stabiler ist. Im hier simulierten Beispiel wurde eine ähnlich gute Fehlerrate erzielt wie bei der vollständig digitalen Gruppenantenne aus Abschnitt 6.2. Die Abbildung 6.14 zeigt

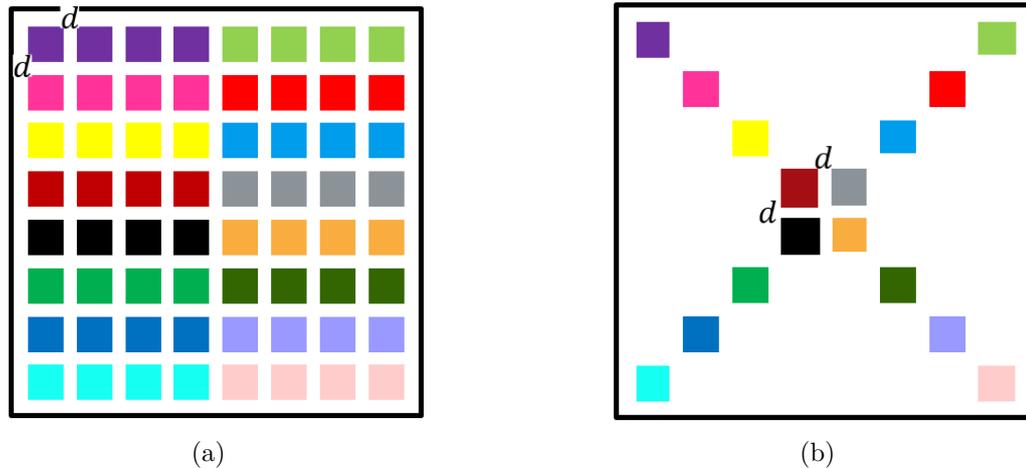


Abbildung 6.12: Schematische Darstellung der lokal gruppierten Antennenelemente einer hybriden Beamforming-Antenne mit 64 Antennen und 16 analogen Subarrays (a) und des daraus resultierenden effektiven digitalen Beamforming-Arrays mit 16 einzelnen Antennen im diagonalen Abstand von  $\sqrt{2}d$  (b).

das Pseudospektrum der AoA-Schätzung.

Die Abbildung 6.5 zeigt die Fehler-Wahrscheinlichkeit für die Richtungsschätzung mittels zweier orthogonal angeordneten linearen Arrays (blaue Kurve). Durch Monte-Carlo Simulationen wurden zufällig generierte Einfallswinkel generiert und geschätzt. Die Einfallswinkel liegen dabei im Intervall  $[0^\circ, 60^\circ]$ . Das Element-SNR an den einzelnen Antennen beträgt  $-20$  dB. Des Weiteren werden verschiedene Sequenzlängen für die AoA-Schätzung untersucht: 64, 128, 256 und 512 Samples. Im Vergleich zu den analogen Subarrays ist die Genauigkeit mit dieser Methode wesentlich höher. Bei dieser Methode ist zu beachten, dass der gesamte zur Verfügung stehende Gewinn der Gruppenantenne nicht ausgeschöpft wird. Deshalb ist zu beobachten, dass je länger die Sequenzen sind, desto genauer werden die Schätzergebnisse. Bei der  $8 \times 8$  Gruppenantenne ergibt sich eine Gewinn-Degradation von 6 dB. Der AoA-Algorithmus muss diesen Offset kompensieren können. Insbesondere bei größeren Gruppenantennen, z. B.  $32 \times 32$ , steigt die Degradation des Gewinns aufgrund der vollständigen Terminierung vieler  $1 \times 4$  Subarrays an. Für die Schätzung im  $32 \times 32$  Array werden deshalb nur noch 64 Antennen verwendet, was einem Verlust des Antennengewinns von 12 dB entspricht. Für große Gruppenantennen müssen daher Konfigurationen gefunden werden, bei denen aus jedem  $1 \times 4$  Subarray genau eine Antenne verwendet wird. Relativ betrachtet wird damit die gleiche Anzahl von Antennen verwendet und der AoA-Algorithmus muss lediglich die 6 dB Verlust verarbeiten können. Eine mögliche Antennenkonfiguration ist die Verwendung einer pseudozufälligen Auswahl der für das AoA verwendeten Elemente. Dadurch entsteht eine quasi zufällige Anordnung der Elemente, mit jeweils unterschiedlichen Antennenabständen, wie es in [98] vorgeschlagen wird. Darüber hinaus sind auch regelmäßige Anordnungen denkbar, wie zum Beispiel mehrere parallel und orthogonal angeordnete lineare Arrays, die dann eine Art Gittermuster erzeugen.

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

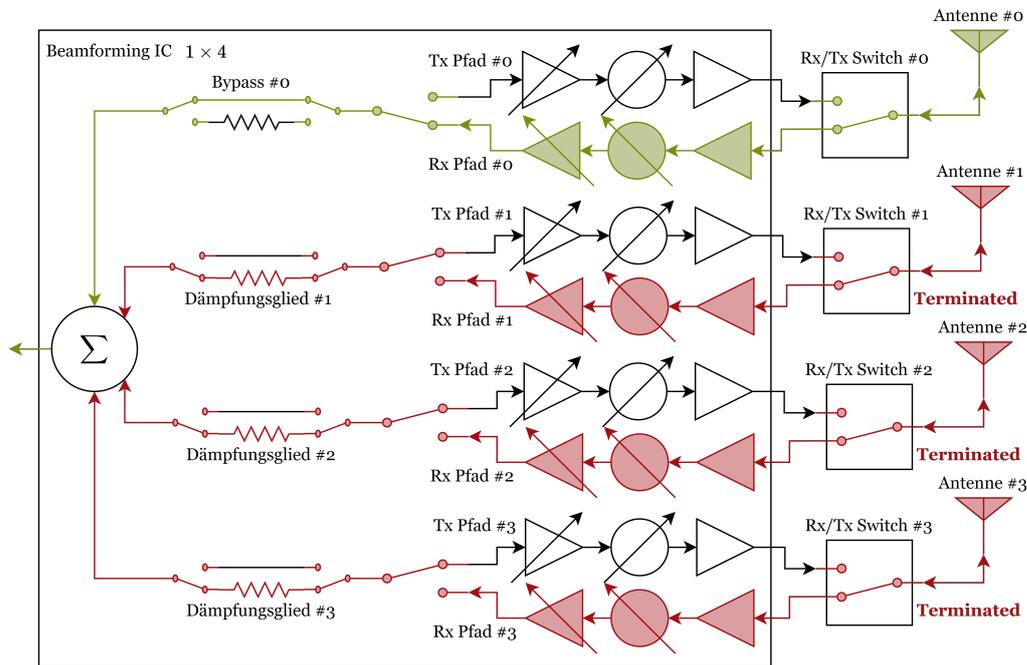


Abbildung 6.13: Abschaltung einzelner Antennenelemente im analogen Frontend mittels eines  $1 \times 4$  Beamforming-IC und Rx/Tx Switches.

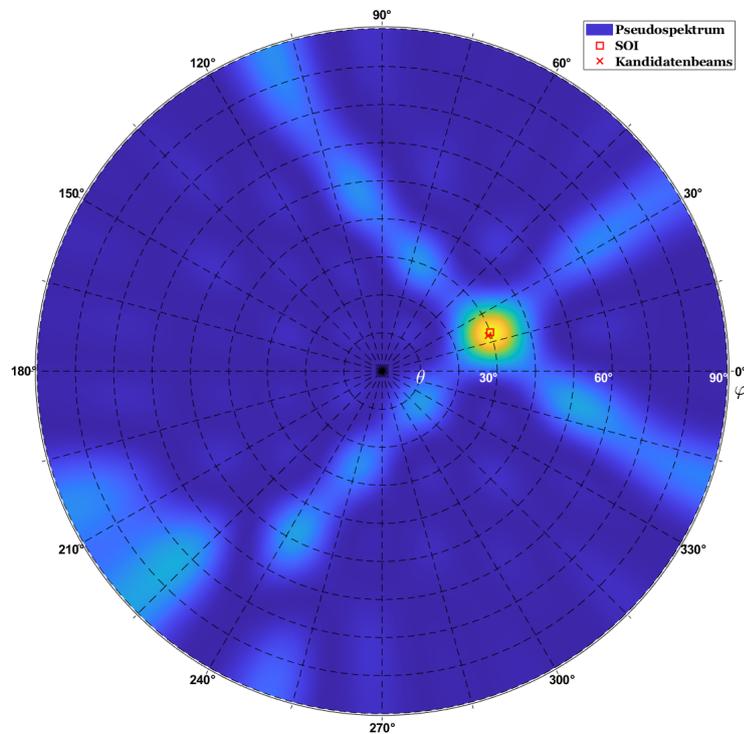


Abbildung 6.14: Pseudospektrum des SMI-Algorithmus bei der Verwendung von kreuzförmig angeordneten ULAs.

## 6.4 Digitale Richtungsschätzung bei hybriden Beamforming

Das in Abbildung 6.6 dargestellte Ablaufdiagramm des digitalen Richtungsschätzers bei DBF im Net-Entry-Modus ist in diesem Fall genauso umsetzbar. Auch die in Abbildung 6.8 empfohlene Framestruktur des digitalen Richtungsschätzers bei DBF ist in diesem speziellen Fall anwendbar. Allerdings muss für die Hardware Konfigurationszeit mehr Zeit eingeplant werden, weil das Beamforming zum Teil in der analogen Hardware umgesetzt wird. Das bedeutet, dass über das Hardwareinterface mehr Konfigurationsdaten, wie zum Beispiel die Amplituden- und Phaseninformationen, übertragen werden müssen. Das Hardwareinterface wird üblicherweise über ein SPI oder I<sub>2</sub>C-Bus realisiert. Die Beamforming-ICs im analogen Frontend sind alle an den Konfigurationsbus angeschlossen. Je nach Antennenanzahl und verwendeter Bus-Taktrate kann dies einige Zeit in Anspruch nehmen. Für 64 Antennen müssen demnach 64 Phasenwerte und 64 Amplitudenwerte geschrieben werden. Wenn hier, wie oben beschrieben 16 Beamforming-ICs verwendet werden, dauert dies etwa 82  $\mu$ s. Der Wert basiert auf den typischen Bus-Register Bitbreiten und des Adressoverheads bei einem typischen SPI-Bustakt von 25 MHz. Durch mehrere SPI-Interfaces kann das Hardwaresetup parallelisiert werden. Die Konfigurationszeit verringert sich entsprechend. Zusätzlich müssen noch die VGAs, Dämpfungsglieder und Sende- bzw. Empfangspfadschalter gesteuert werden. Während der Konfigurationszeit ist keine Datenübertragung möglich. Der Zeitslot für die Hardwarekonfiguration ist deshalb ebenfalls in diesem Spezialfall notwendig. Anstatt die Antennenkoeffizienten direkt in die Register zu schreiben, können diese auch zunächst nur in den internen Speicher geschrieben werden. Denn die Beamforming-ICs besitzen häufig eigene LUTs auf denen eine endliche Anzahl von Pointingvektoren gespeichert werden kann. Bei dem ADAR1000 Chips sind dies zum Beispiel 121 mögliche Einträge [97]. Die Speicherung eines Pointingvektors benötigt ebenfalls die bereits erwähnten 82  $\mu$ s, da die gleiche Menge an Daten übertragen werden muss. Allerdings kann nachher mit nur einem einzigen kurzem Befehl ein bestimmter Index (Pointingvektor) aus der LUT geladen werden. Die Zeit hierfür beträgt ungefähr 5  $\mu$ s. Das Schreiben eines Pointingvektors in die LUT unterbricht den Empfangsstrom nicht, weshalb parallel über das SPI Interface in die LUT geschrieben werden und gleichzeitig neue Synchronisationssequenzen empfangen und ausgewertet werden können. In TDMA-Funknetzwerk mit vielen Teilnehmern ist es demzufolge ratsam jedem Teilnehmer einen eigenen Zeitslot für seine Synchronisationssequenz zuzuweisen. Die Synchronisationslots aller Teilnehmer werden dann hintereinander angeordnet, wie die Abbildung 6.8 veranschaulicht. Im Anschluss an den letzten Synchronisationslot wird einmalig eine Hardwarekonfigurationszeit eingefügt. Die Netto Übertragungsrate des Systems steigt dadurch deutlich an.

In der Abbildung 6.15a ist die Genauigkeit des Net-Entry Beamformers bezüglich der Richtungsschätzung abgebildet. Bei der numerischen Simulation wurde neben dem Nutzsignal ein weiterer Störer mit identischer Signalleistung simuliert. Das SNR an einem Antennenelement beträgt  $-20$  dB. Zusätzlich wurde ein zufälliger Abtastfrequenzversatz im Bereich  $\pm 50$  ppm, ein relativer Frequenzversatz im Bereich  $\pm 1\%$  und ein zufälliger Phasenoffset berücksichtigt. Die Länge der Synchronisationssequenz spielt vor allem für die Berechnung des Pseudospektrums und die

## 6. Implementierung der Antennensteuerung

Signalklassifikation mittels Kreuzkorrelation eine Rolle. Es wird deutlich, dass für das beschriebene Szenario 4096 Symbole für die Pilotsequenz zu empfehlen sind. Bei kürzeren Sequenzen steigt die Wahrscheinlichkeit, dass das SOI ungenau oder gar nicht bestimmt werden kann. Im Vergleich hierzu zeigt die Abbildung 6.15b die Fehlergenauigkeit für verschiedene SNR-Werte bei einer Sequenzlänge von 1024 Symbolen. Dadurch ist ersichtlich, dass ebenso bereits ein SNR-Margin von 2 dB bis 5 dB die Schätzgenauigkeit enorm verbessert. Es ist zu beachten, dass dieser zusätzliche Margin nur im Net-Entry Fall benötigt wird. Wie systemrelevant der Net-Entry Betriebsmodus ist, hängt von der jeweiligen Anwendung ab. Typischerweise kommt der Net-Entry Fall nur selten vor, z. B. wenn ein neuer Nutzer dem Netzwerk hinzugefügt werden soll oder ein bestehender Nutzer ein lang andauerndes Outage-Event hatte.

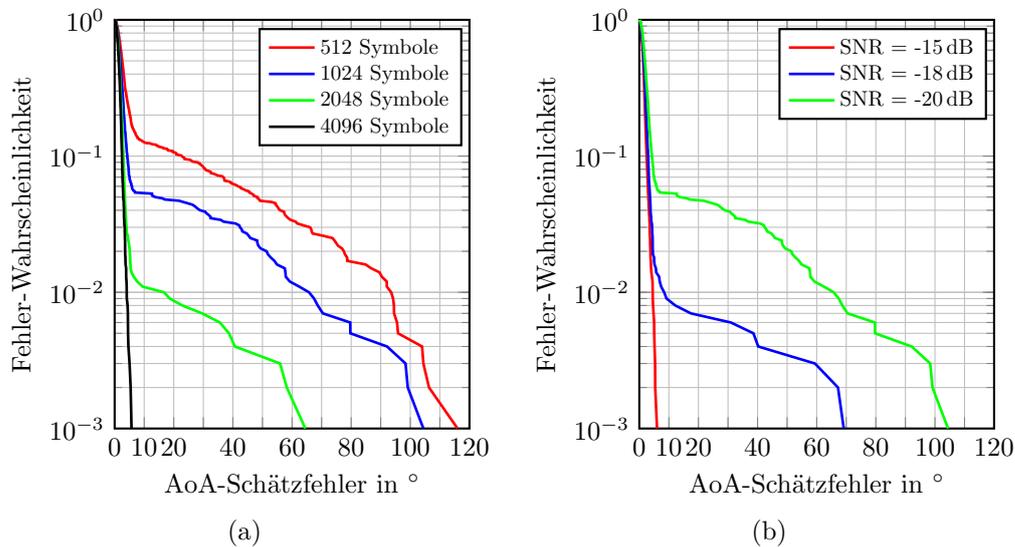


Abbildung 6.15: AoA Fehler-Wahrscheinlichkeit des Net-Entry AoA-Schätzers im hybriden Cross-BF für unterschiedliche Pilotsequenzlängen bei einem Antennenelement-SNR von  $-20$  dB (a) und unterschiedliche Element-SNR Werte bei 1024 Symbolen (b).

# Kapitel 7

## Fazit und Ausblick

In dieser Arbeit wurden mehrere zentrale Themen im Zusammenhang mit der spektralen Effizienz von LEO-Satellitensystemen und der Nutzung von ESAs behandelt. Zunächst wurde allgemein der Einfluss von ESAs auf die spektrale Effizienz von LEO-Satellitensystemen analysiert. Dazu wurde beschrieben, wie durch ESAs das Phänomen der Antennengewinnschwankung hervorgerufen wird. Dieser Effekt führt zu Schwankungen des Antennengewinns und damit zu einer Beeinträchtigung der Signalqualität. Des Weiteren wurde darauf eingegangen, wie die Antennengewinnschwankung kompensiert, bzw. vorhergesagt werden kann, um die negativen Auswirkungen auf die Kommunikationsleistung zu minimieren. Abschließend wurden verschiedene Strategien zur Beam-Acquisition, Beam-Tracking und Beam-Switching vorgestellt. Diese sind essenziell für die Gewährleistung einer stabilen und effizienten Verbindung in LEO-Satellitensystemen.

Bei der Untersuchung des Phänomens der Antennengewinnschwankung ist deutlich geworden, dass Ausrichtungsfehler der Antennenbeams die spektrale Effizienz erheblich beeinträchtigen. Die Ursachen für ungenaues Beampointing sind sehr vielfältig und können nicht in ihrer Gesamtheit kompensiert werden. Zu den Hauptursachen zählt das diskrete Beampointing von ESA Antennen. Durch die eingeschränkte Auflösung von digitalen Phasenschiebern oder TTD-Gliedern entstehen beim Beampointing Abweichungen von teilweise bis zu  $2^\circ$ , z. B. unter Verwendung von typischen 6-bit Phasenschiebern. Die Betrachtungen haben gezeigt, dass das Verhältnis zwischen der Pointingauflösung  $\Delta^\circ$  und der HPBW entscheidend für die Ausprägung der Antennengewinnschwankung ist. Es empfiehlt sich deshalb diese Parameter und deren Auswirkungen bereits frühzeitig beim Entwurf des Antennenfrontends zu analysieren und entsprechend festzulegen. Die Arbeit hat hierfür anschaulich gezeigt, wie sich die Auswirkungen auf die spektrale Effizienz des Systems mittels numerischer Monte-Carlo Simulationen bestimmen lassen. Darüber hinaus wurde auch ein vereinfachtes statistisches Berechnungsmodell vorgeschlagen, dass zu sehr guten Näherungen führt. Die Berechnungen für ein beispielhaftes Referenzsystem mit einer HPBW von  $3^\circ$  und  $\Delta^\circ$  von  $2^\circ$  haben deutlich gezeigt, dass hinsichtlich der spektralen Effizienz mit mittleren Verlusten von etwa 10% zu rechnen ist.

Durch die quasi-zufälligen Änderungen der Antennengewinne, muss ein entspre-

## 7. Fazit und Ausblick

chender ACM-Margin vorgehalten werden. Der Margin verhindert Outage-Events, reduziert gleichzeitig aber auch die Datenrate des Systems. Da die Änderungen der Antennengewinne in Wirklichkeit deterministisch sind, kann ein möglichst optimaler Schätzalgorithmus entworfen werden, der zumindest die Höhe des ACM-Margins reduzieren kann. Entscheidend für den Algorithmusentwurf ist, welche Informationen mit welcher Genauigkeit vorliegen. Der Autor hat daraufhin verschiedene Kompensationsmethoden analysiert:

- Konstant-Schätzer
- Linear Extrapolationsschätzer
- Neuronales Netzwerk
- Speicherbasierter LUT Schätzer
- Fourier-Reihen Schätzer

Die Algorithmen schätzen den zeitlichen Verlauf des Antennengewinns bzw. des Pointingfehlers. Hier zeigte sich, dass typische Kanalprädiktoren aus dem terrestrischen Fadingbereich (Konstant Schätzer und Lineare Extrapolationsschätzer) schlecht abschneiden. Dagegen hat der vorgestellte Fourier-Reihen Prädiktor und das Neuronale Netzwerk sehr gute Ergebnisse erzielt. Beide Algorithmen konnten den zu erwartenden Antennengewinn auf  $\pm 0.5$  dB genau schätzen und sind damit etwa 1 dB besser als der Konstant-Schätzer, bzw. etwa 2.2 dB genauer als der lineare Extrapolationsschätzer. Alternativ zu den besagten Schätzern, wurde im Anhang ein Ausblick auf eine Kompensation dieses Effekts durch große Satellitenkonstellationen gegeben. Allein durch die Anwesenheit mehrerer möglicher Kommunikationspartner bzw. Kommunikationsrichtungen, erhöht sich die Wahrscheinlichkeit, dass eine Pointingrichtung nah an der Zielkoordinate liegt. Allerdings entsteht dadurch auch ein größerer Routingaufwand im Netzwerk.

Neben der Vorhersage des zeitlichen Verlaufs des Antennenpointings existiert noch eine weitere Herausforderung bei der Implementierung der Antennensteuerung, denn die Schätzmethoden gehen zunächst alle davon aus, dass die Antennensteuerung immer den bestmöglichen Antennenbeam auswählt. Diese Annahme ist allerdings nicht selbstverständlich und erfordert ein gewisses Maß an Steuerungslogik im Sender und im Empfänger. Als idealer Beam sei zunächst der Beam definiert, der der Richtung, bzw. der Position des Senders oder des Empfängers am Nächsten kommt. In der Regel ist bei diesem Beam auch das SNR am Empfänger maximal. Für die zweidimensionale Richtungsschätzung wurde ein Optimierungsalgorithmus vorgestellt. Dieser basiert auf einer Evolutionsstrategie und wurde auf die vorliegende Problemstellung angepasst. Hierfür wurde ein adaptiver Mutationsalgorithmus entwickelt, der zwischen einer lokalen und globalen Maxima Suche skalieren kann. Außerdem verzichtet der Algorithmus vollständig auf Rekombination der Individuen, weil sich die daraus resultierende Clusterung negativ auf die Performance auswirkt. Anschließend wurde das weitere Vorgehen für die abschließende Signalklassifizierung und Identifizierung des SOI erläutert.

Der Autor hat für einen analogen Beamformer eine entsprechende Beam-Acquisition, Beam-Tracking und Beam-Switching Strategie vorgestellt und implementiert. Die Applikation verwendet einen stehenden DVB-S2(X) Träger. Der adaptierte Empfänger und die Antennensteuerung wurden ausführlich vorgestellt. Mit dieser Strategie können im Net-Entry Fall, d. h. wenn Sender und Empfänger nicht synchronisiert sind, bis zu 41 Beampaare pro Sekunde getestet werden. Im normalen Tracking-Modus können dagegen bis zu 907 Beampaare pro Sekunde getestet werden. Zusammenfassend bedeutet das, dass der Aufbau einer Verbindung (Net-Entry) deutlich länger dauert. Im Tracking Modus wird dann sehr schnell fortlaufend der optimale Beam bestimmt. Darüber hinaus wurde eine zweite Burst-Wellenform vorgestellt. Diese wurde für einen HBF entwickelt, kann allerdings genauso für einen vollständig digitalen Beamformer verwendet werden. Es wurde gezeigt, wie ein vollständig digitaler Richtungsschätzer in eine HBF Antenne implementiert werden kann. Dies hat wesentliche Vorteile gegenüber einer hybriden Richtungsschätzung.

**Ausblick** Weiterführend zu dieser Arbeit können die folgenden Themen mit besonderer Aufmerksamkeit untersucht werden:

- **Optimierung des bestehenden Beam-Tracking Algorithmus.** Hier gibt es ein erhebliches Potenzial durch die Ausnutzung von systembedingten Hintergrundinformationen, wie zum Beispiel die Positionsdaten und Bewegungsmuster der LEO-Satelliten. Anhand dieser kann die Bewegung teilweise extrapoliert werden und die Liste der Beampaar-Kandidaten entsprechend eingeschränkt werden.
- **Ausbau der Nullsteering Funktionalität.** Eine zukünftig immer wichtiger werdende Eigenschaft von modernen Beamforming-Anwendungen ist das Nullsteering. Dabei geht es darum, nicht nur die Richtung des Kommunikationspartners zu schätzen, sondern auch mögliche Störquellen zu lokalisieren und das Antennendiagramm entsprechend zu optimieren. Auf diese Weise kann die Signalqualität noch einmal verbessert werden. Der vorgestellte digitale Richtungsschätzer nutzt diese Funktionalität bereits, um eine höhere Robustheit bei der Klassifizierung zu erreichen. Die bestehende Beam-Acquisition für analoge Applikationen unterstützt dieses Feature allerdings noch nicht, da sie nur die Richtung des gewünschten Teilnehmers bestimmen kann. Eine entsprechende Erweiterung um eine räumliche Abtastung und Leistungsdetektion ist hier denkbar.
- **Thinned Antennengeometrie.** Die Performance der vorgestellten Algorithmen zur Richtungsschätzung, erfordert eine hohe Unterdrückung der Nebenkeulen. Neben Nullsteering-Algorithmen kann auch die Geometrie der Gruppenantenne optimiert werden. Durch ungleichmäßige Antennenabstände bzw. das Ausdünnen einer UPA (engl. Thinned Array), lassen sich die Nebenkeulen auf natürliche Weise unterdrücken.

## 7. Fazit und Ausblick

- **LLC und MAC.** Bei Netzwerken mit mehreren Satelliten oder Teilnehmern, muss ein geeignetes LLC und MAC Protokoll entworfen werden, um zu koordinieren welcher Teilnehmer mit welchem Satelliten kommuniziert. Des Weiteren muss die Beam-Acquisition mehrere Teilnehmer im Versorgungsgebiet berücksichtigen und den Beam entsprechend ausrichten.

# Literatur

- [1] G. He, X. Gao, L. Sun und R. Zhang, „A Review of Multibeam Phased Array Antennas as LEO Satellite Constellation Ground Station,“ *IEEE Access*, Jg. 9, S. 147 142–147 154, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3124318.
- [2] A. U. Chaudhry und H. Yanikomeroglu, „When to Crossover From Earth to Space for Lower Latency Data Communications?“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 58, Nr. 5, S. 3962–3978, 2022. DOI: 10.1109/TAES.2022.3156087.
- [3] H. A.-D. F. Kokez, „On Terrestrial and Satellite communications for telecommunication future,“ in *2nd Annual International Conference on Information and Sciences (AiCIS)*, Fallujah, Iraq, Nov. 2020, S. 58–67. DOI: 10.1109/AiCIS51645.2020.00019.
- [4] L. J. Ippolito, „Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance,“ in Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2008, Kap. 2, S. 19–34, ISBN: 978-0-470-72527-6.
- [5] Y. Morton, F. van Diggelen, J. Spilker, B. Parkinson, S. Lo und G. Gao, *Position, Navigation, and Timing Technologies in the 21st Century: Integrated Satellite Navigation, Sensor Systems, and Civil Applications*. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Ltd, 2020, Bd. 2, S. 1359–1362, ISBN: 9781119458531.
- [6] C. E. Shannon, „A mathematical theory of communication,“ *The Bell System Technical Journal*, Jg. 27, Nr. 3, S. 379–423, 1948. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x.
- [7] D. Sikri und R. M. Jayasuriya, „Multi-Beam Phased Array with Full Digital Beamforming for SATCOM and 5G,“ in *Microwave Journal*, Bd. 62, 2019, S. 64–79.
- [8] D. Tuzi, T. Delamotte und A. Knopp, „Satellite Swarm-Based Antenna Arrays for 6G Direct-to-Cell Connectivity,“ *IEEE Access*, Jg. 11, S. 36 907–36 928, 2023. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3257102.
- [9] O. Markovitz und M. Segal, „Distributed LEO Satellite Virtual Swarm,“ in *International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, Dubrovnik, Croatia, Mai 2022, S. 1347–1352. DOI: 10.1109/IWCMC55113.2022.9825365.

- [10] S. Engelen, E. Gill und C. Verhoeven, „On the reliability, availability, and throughput of satellite swarms,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 50, Nr. 2, S. 1027–1037, 2014. DOI: 10.1109/TAES.2014.120711.
- [11] L. Rao, M. Pant, L. Malviya, A. Parmar und S. V. Charhate, „5G beamforming techniques for the coverage of intended directions in modern wireless communication: in-depth review,“ *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Jg. 13, S. 1039–1062, 2020. Adresse: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:230588770>.
- [12] A. M. Elbir, K. V. Mishra, S. A. Vorobyov und R. W. Heath, „Twenty-Five Years of Advances in Beamforming: From convex and nonconvex optimization to learning techniques,“ *IEEE Signal Processing Magazine*, Jg. 40, Nr. 4, S. 118–131, 2023. DOI: 10.1109/MSP.2023.3262366.
- [13] S. Chen und H. Schmiedel, „RF Antenna Beam Forming: Focusing and Steering in Near and Far Field,“ in Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2023, S. 25–27, 36–43, 114, ISBN: 9783031217654.
- [14] M. Abdelfatah, A. Zekry und S. Elsayed, „Orthogonal beamforming technique for massive MIMO systems,“ *Annals of Telecommunications*, S. 1–19, Feb. 2024. DOI: 10.1007/s12243-024-01013-9.
- [15] G. D. Londhe und V. S. Hendre, „Review on Beamforming Techniques for Millimeter Wave Massive MIMO,“ in *Proceedings of the International e-Conference on Intelligent Systems and Signal Processing*, F. Thakkar, G. Saha, C. Shahnaz und Y.-C. Hu, Hrsg. Singapore: Springer Singapore, 2022, S. 291–303, ISBN: 978-981-16-2123-9.
- [16] M. Adams und M. Pour, „On the Gain Loss of Wide-Angle Scanning Phased Arrays with Narrow- and Wide-beam Element Patterns,“ in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, Singapore, Singapore, Dez. 2021, S. 501–502. DOI: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704119.
- [17] R. J. Mailloux, „Phased Array Antenna Handbook,“ in (Antennas and Propagation Library), Antennas and Propagation Library. London, UK: Artech House, 2005, Bd. Second Edition, S. 19–22, 25–30, ISBN: 9781580536899.
- [18] K. Y. Zhong, Y. J. Cheng, H. N. Yang und B. Zheng, „LEO Satellite Multibeam Coverage Area Division and Beamforming Method,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 20, Nr. 11, S. 2115–2119, 2021. DOI: 10.1109/LAWP.2021.3099104.
- [19] I. Merino-Fernandez, S. L. Khemchandani, J. del Pino und J. Saiz-Perez, „Phased Array Antenna Analysis Workflow Applied to Gateways for LEO Satellite Communications,“ *Sensors*, Jg. 22, Nr. 23, 2022, ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s22239406.

- [20] M. Smith und Y. Guo, „A comparison of methods for randomizing phase quantization errors in phased arrays,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 31, Nr. 6, S. 821–828, 1983. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143152.
- [21] M. Krondorf, R. Wünsche und D. Ehnert, „On the impact of phased array beam forming antennas on LEO satellite downlink capacity,“ in *38th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2021)*, Hybrid Conference, Arlington, VA, USA, Juli 2021, S. 119–124. DOI: 10.1049/icp.2022.0559.
- [22] D. Zhu, J. Choi, Q. Cheng, W. Xiao und R. W. Heath, „High-Resolution Angle Tracking for Mobile Wideband Millimeter-Wave Systems With Antenna Array Calibration,“ *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Jg. 17, Nr. 11, S. 7173–7189, 2018. DOI: 10.1109/TWC.2018.2865759.
- [23] K. Patel, N. J. Myers und R. W. Heath, „Circulant Shift-Based Beamforming for Secure Communication With Low-Resolution Phased Arrays,“ *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Jg. 22, Nr. 4, S. 2295–2310, 2023. DOI: 10.1109/TWC.2022.3210649.
- [24] W. C. Barott, M. A. Ingram und P. G. Steffes, „Scan Loss Pattern Synthesis for Adaptive Array Ground Stations,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 46, Nr. 3, S. 1140–1152, 2010. DOI: 10.1109/TAES.2010.5545179.
- [25] P. Angeletti und M. Lisi, „A Systemic Approach to the Compensation of Rain Attenuation in Ka-Band Communication Satellites,“ *International Journal of Microwave Science and Technology*, Jg. 2012, Dez. 2012. DOI: 10.1155/2012/791635.
- [26] R. Wünsche, M. Krondorf und A. Knopp, „Investigations of Channel Capacity Loss in LEO Satellite Systems Using Phased Array Beamforming Antennas,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 60, Nr. 4, S. 5373–5394, 2024. DOI: 10.1109/TAES.2024.3392181.
- [27] J. Kraus und R. Marhefka, „Antennas For All Applications,“ in New York, USA: McGraw-Hill, Inc., 1988, Bd. Second Edition, S. 569.
- [28] W. H. Von Aulock, „Properties of Phased Arrays,“ *Proceedings of the IRE*, Jg. 48, Nr. 10, S. 1715–1727, 1960. DOI: 10.1109/JRPROC.1960.287523.
- [29] Avionics Department, *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*. Point Mugu, California: US Naval Air Warfare Center Weapons Division, 2013, Bd. 4th Edition, S. 3.4.1–3.4.5.
- [30] B. Hatcher, „Granularity of beam positions in digital phased arrays,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 56, Nr. 11, S. 1795–1800, 1968. DOI: 10.1109/PROC.1968.6753.

- [31] K. Carver, W. Cooper und W. Stutzman, „Beam-pointing errors of planar-phased arrays,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 21, Nr. 2, S. 199–202, 1973. DOI: 10.1109/TAP.1973.1140434.
- [32] L. Rondinelli, „Effects of random errors on the performance of antenna arrays of many elements,“ in *IRE International Convention Record*, Bd. 7, 1959, S. 174–189. DOI: 10.1109/IRECON.1959.1150784.
- [33] M. Leichter, „Beam pointing errors of long line sources,“ *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 8, Nr. 3, S. 268–275, 1960. DOI: 10.1109/TAP.1960.1144851.
- [34] K. Korada, S. Kotamraju, B. Kumar, M. Mounika, S. Singh und A. Sidda, „Beam pointing accuracy of phased arrays for satellite communication,“ *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Jg. 95, S. 2170–2181, Jan. 2017.
- [35] R. Wünsche, M. Krondorf und T.-J. Liang, „Dummy Based Blind Beam Acquisition and Switching Strategy for DVB-S2X Applications in LEO Satellite Environments,“ in *IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, Genoa, Italy, 2023, S. 221–226. DOI: 10.1109/CAMA57522.2023.10352768.
- [36] R. Wünsche und M. Krondorf, „Neural Network Based LEO Phased Array Antenna Gain Loss Prediction,“ in *14th International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, Romania, Juni 2022, S. 1–6. DOI: 10.1109/COMM54429.2022.9817241.
- [37] „Digital Video Broadcasting (DVB) – Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications – Part 1: DVB-S2,“ European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, FR, Standard, Nov. 2014.
- [38] R. Wünsche und M. Krondorf, „Memory Based Compensation of Phased Array Beamforming Antenna Gain Loss in LEO Satellite Systems Using Fourier Series,“ in *IEEE International Symposium ELMAR*, Zadar, Kroatien, Sep. 2022, S. 137–142. DOI: 10.1109/ELMAR55880.2022.9899800.
- [39] R. Deng, H. Qin, H. Li, D. Wang und H. Lyu, „Non-cooperative LEO Satellite Orbit Determination Based on Single Pass Doppler Measurements,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, S. 1–12, 2022. DOI: 10.1109/TAES.2022.3194977.
- [40] C. Huang, H. Qin, C. Zhao und H. Liang, „Phase-Time Method: Accurate Doppler Measurement for Iridium NEXT Signals,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 58, Nr. 6, S. 5954–5962, 2022. DOI: 10.1109/TAES.2022.3180702.

- [41] B. McLemore und M. L. Psiaki, „Navigation Using Doppler Shift From LEO Constellations and INS Data,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 58, Nr. 5, S. 4295–4314, 2022. DOI: 10.1109/TAES.2022.3162772.
- [42] W. Peng, M. Zou und T. Jiang, „Channel Prediction in Time-Varying Massive MIMO Environments,“ *IEEE Access*, Jg. 5, S. 23 938–23 946, 2017. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2766091.
- [43] H. P. Bui, Y. Ogawa, T. Nishimura und T. Ohgane, „Performance Evaluation of a Multi-User MIMO System With Prediction of Time-Varying Indoor Channels,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 61, Nr. 1, S. 371–379, 2013. DOI: 10.1109/TAP.2012.2214995.
- [44] J. Connor, R. Martin und L. Atlas, „Recurrent neural networks and robust time series prediction,“ *IEEE Transactions on Neural Networks*, Jg. 5, Nr. 2, S. 240–254, 1994. DOI: 10.1109/72.279188.
- [45] W. Jiang und H. D. Schotten, „Neural Network-Based Channel Prediction and Its Performance in Multi-Antenna Systems,“ in *IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Chicago, IL, USA, Aug. 2018, S. 1–6. DOI: 10.1109/VTCFall.2018.8690590.
- [46] Jiang, Wei and Schotten, Hans Dieter, „Neural Network-Based Fading Channel Prediction: A Comprehensive Overview,“ *IEEE Access*, Jg. 7, S. 118 112–118 124, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937588.
- [47] W.-S. Son und D. S. Han, „Analysis on the Channel Prediction Accuracy of Deep Learning-based Approach,“ in *2021 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC)*, 2021, S. 140–143. DOI: 10.1109/ICAIIIC51459.2021.9415201.
- [48] Jiang, Wei and Schotten, Hans Dieter, „Deep Learning for Fading Channel Prediction,“ *IEEE Open Journal of the Communications Society*, Jg. 1, S. 320–332, März 2020. DOI: 10.1109/OJCOMS.2020.2982513.
- [49] C. Aggarwal, „Neural Networks and Deep Learning: A Textbook,“ in Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2018, S. 1–17, ISBN: 9783319944647.
- [50] W. Kim, W. Cho, J. Choi, J. Kim, C. Park und J. Choo, „A Comparison of the Effects of Data Imputation Methods on Model Performance,“ in *21st International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, PyeongChang, Korea (South), Feb. 2019, S. 592–599. DOI: 10.23919/ICACT.2019.8702000.
- [51] Matlab Help Center, *Multiple sequences with Dynamic Neural Networks*, The MathWorks, Inc., Accessed: 2024-01-31. Adresse: <https://www.mathworks.com/help/deeplearning/ug/multiple-sequences-with-dynamic-neural-networks.html>.

- [52] X. Lai, H. Chen und L. Zhang, „Missing Values Imputation Using Auto-associative Neural Network with Local Neighborhood Information,“ in *3rd International Conference on Neural Networks, Information and Communication Engineering (NNICE)*, Guangzhou, China, Feb. 2023, S. 411–415. DOI: 10.1109/NNICE58320.2023.10105720.
- [53] N. Poolsawad, L. Moore, C. Kambhampati und J. G. F. Cleland, „Handling missing values in data mining - A case study of heart failure dataset,“ in *9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, Chongqing, China, Mai 2012, S. 2934–2938. DOI: 10.1109/FSKD.2012.6233860.
- [54] S. Chen, S. Sun und S. Kang, „System integration of terrestrial mobile communication and satellite communication —the trends, challenges and key technologies in B5G and 6G,“ *China Communications*, Jg. 17, Nr. 12, S. 156–171, 2020. DOI: 10.23919/JCC.2020.12.011.
- [55] G. Acar, K. Kasparis und P. Thompson, „The Enhancement of DVB-S2 & DVB-RCS by Adding Additional Mobile User Capability,“ in *The Institution of Engineering and Technology Seminar on Digital Video Broadcasting Over Satellite: Present and Future*, 2006, S. 81–90.
- [56] A. Cuttin u. a., „A Ka-Band Transceiver for CubeSat Satellites: Feasibility Study and Prototype Development,“ in *48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, Spain, Sep. 2018, S. 930–933. DOI: 10.23919/EuMC.2018.8541695.
- [57] „Digital Video Broadcasting (DVB) – Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications – Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X),“ European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, FR, Standard, Juli 2021.
- [58] M. Morelli und U. Mengali, „A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 49, Nr. 12, S. 3065–3073, 2001. DOI: 10.1109/78.969514.
- [59] M. Rice, „Digital Communications: A Discrete-time Approach,“ in Upper Saddle River, New Jersey, USA: Pearson/Prentice Hall, 2009, S. 434–478, ISBN: 9780130304971.
- [60] K. Iansitov, S. Dorokhin, S. Levichev, L. Antiufrieva und A. Dvorkovich, „Low Complexity DVB-S2X Frequency Synchronization for LEO Satellites,“ in *International Conference Engineering and Telecommunication (En&T)*, Dolgoprudny, Russian Federation, Nov. 2021, S. 1–5. DOI: 10.1109/EnT50460.2021.9681762.
- [61] Advanced Micro Devices, Inc, „Zynq UltraScale+ RFSoc,“ Advanced Micro Devices, Inc, Santa Clara, Kalifornien, USA, Product Brief, 2023.

- [62] Z. Chen, G. Gokeda und Y. Yu, „Introduction to Direction-of-arrival Estimation,“ in (Artech House signal processing library), Artech House signal processing library. Norwood, Massachusetts, USA: Artech House, 2010, S. 12–17, 46–63, ISBN: 978-1-59693-089-6.
- [63] Y. Yue, L. Cao, J. Hu, S. Cai, B. Hang und H. Wu, „A Novel Hybrid Location Algorithm Based on Chaotic Particle Swarm Optimization for Mobile Position Estimation,“ *IEEE Access*, Jg. 7, S. 58 541–58 552, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2914924.
- [64] M. Zhu, J. Li, D. Chang, G. Zhang und J. Chen, „Optimization of Antenna Array Deployment for Partial Discharge Localization in Substations by Hybrid Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm Method,“ *Energies*, Jg. 11, Nr. 7, Juli 2018, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en11071813. Adresse: <https://www.mdpi.com/1996-1073/11/7/1813>.
- [65] D. Escot, D. Poyatos, I. Gonzalez, F. Saez de Adana und M. Catedra, „Application of particle swarm optimization (PSO) to single-snapshot direction of arrival (DOA) estimation,“ in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, S. 5287–5290. DOI: 10.1109/APS.2007.4396740.
- [66] F. H. Shah, M. A. Z. Raja, F. Al-Turjman, F. Zaman und X. Yang, „Evolutionary Heuristic Computing Paradigm for 2D-DOA Estimation along Circular Array,“ *Wireless Communications and Mobile Computing*, Jg. 2022, Nr. 1, 2022. DOI: <https://doi.org/10.1155/2022/4851364>.
- [67] R. Storn und K. Price, „Differential evolution - a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over continuous spaces,“ in *Technical Report TR95-012, International Computer Science Institute*, Berkeley, California, Mai 1995.
- [68] N. Noman, D. Bollegala und H. Iba, „Differential evolution with self adaptive local search,“ in *Proceedings of the 13th Annual Conference on Genetic and Evolutionary Computation*, Ser. GECCO '11, Dublin, Ireland: Association for Computing Machinery, 2011, S. 1099–1106, ISBN: 9781450305570. DOI: 10.1145/2001576.2001725. Adresse: <https://doi.org/10.1145/2001576.2001725>.
- [69] S. Das und P. N. Suganthan, „Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art,“ *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, Jg. 15, Nr. 1, S. 4–31, 2011. DOI: 10.1109/TEVC.2010.2059031.
- [70] S. Biswas, S. Kundu und S. Das, „Inducing Niching Behavior in Differential Evolution Through Local Information Sharing,“ *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, Jg. 19, Nr. 2, S. 246–263, 2015. DOI: 10.1109/TEVC.2014.2313659.
- [71] M. G. Epitropakis, V. P. Plagianakos und M. N. Vrahatis, „Finding multiple global optima exploiting differential evolution’s niching capability,“ *2011 IEEE Symposium on Differential Evolution (SDE)*, S. 1–8, Apr. 2011. Adresse: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:4098458>.

- [72] T. Bäck und H.-P. Schwefel, „An Overview of Evolutionary Algorithms for Parameter Optimization,“ *Evolutionary Computation*, Jg. 1, Nr. 1, S. 1–23, 1993. DOI: 10.1162/evco.1993.1.1.1.
- [73] X. Lu, K. Tang, S. Menzel und X. Yao, „Dynamic Optimization in Fast-Changing Environments via Offline Evolutionary Search,“ *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, Jg. 26, Nr. 3, S. 431–445, 2022. DOI: 10.1109/TEVC.2021.3104343.
- [74] M. Ester, H.-P. Kriegel, J. Sander und X. Xu, „A Density-Based Algorithm for Discovering Clusters in Large Spatial Databases with Noise,“ in *Proceedings of the 2nd International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining (KDD-96)*, Portland, OR, USA, Aug. 1996, S. 226–231.
- [75] J. MacQueen, „Some methods for classification and analysis of multivariate observations,“ *Proceedings of the Fifth Berkeley Symposium on Mathematical Statistics and Probability*, Jg. 1, S. 281–297, 1967.
- [76] D. Johnson und D. Dudgeon, „Array Signal Processing: Concepts and Techniques,“ in (Prentice-Hall signal processing series), Prentice-Hall signal processing series. Engelwood Cliffs, New Jersey: P T R Prentice Hall, 1993, S. 111–190, ISBN: 0-13-048513-6.
- [77] W. Liu und S. Weiss, „Wideband beamforming: concepts and techniques,“ in (Wireless Communications and Mobile Computing), *Wireless Communications and Mobile Computing*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010, Bd. Second Edition, S. 1–10, 28–60.
- [78] H. D. Macedo und J. N. Oliveira, „Typing linear algebra: A biproduct-oriented approach,“ *Science of Computer Programming*, Jg. 78, Nr. 11, S. 2160–2191, 2013, Special section on Mathematics of Program Construction (MPC 2010) and Special section on methodological development of interactive systems from Interaccion 2011, ISSN: 0167-6423. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scico.2012.07.012>. Adresse: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167642312001402>.
- [79] H. Pei, Q. Li und X. Chen, „Impact of Front-to-Rear Ratio, Side Lobe Level, and Beam Orientation of Base Station Antennas on MIMO Performance,“ in *IEEE 3rd International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, Shenzhen, China, Nov. 2020, S. 607–609. DOI: 10.1109/ICEICT51264.2020.9334324.
- [80] M. S. Althaf, K. P. Ray, A. Divantgi, S. R. D. Prasad, K. Nethravathi und S. Elayaperumal, „Grating Lobe Suppression in Aperiodic Antenna for Large Phased Array using Genetic Algorithm,“ in *IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*, Ahmedabad, India, Dez. 2023, S. 1–6. DOI: 10.1109/MAPCON58678.2023.10464016.

- [81] K. Y. Reddy, R. B. Kumar, M. Jijenth und M. Devi, „Synthesis of a thinned planar antenna array with suppressed peak side lobe level using modified binary coded genetic algorithm (MBC-GA),“ in *International Conference on Circuits, Controls, and Communications (CCUBE)*, Bangalore, India, Dez. 2017, S. 11–15. DOI: 10.1109/CCUBE.2017.8394138.
- [82] A. S. Karasev und M. A. Stepanov, „Genetic Algorithm for Antenna Array Thinning with Minimization of Side Lobe Level,“ in *XV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russian Federation, Nov. 2021, S. 268–272. DOI: 10.1109/APEIE52976.2021.9647478.
- [83] L. Zhu, W. Ma und R. Zhang, „Movable-Antenna Array Enhanced Beamforming: Achieving Full Array Gain With Null Steering,“ *IEEE Communications Letters*, Jg. 27, Nr. 12, S. 3340–3344, 2023. DOI: 10.1109/LCOMM.2023.3323656.
- [84] H. O. Condori Quispe, Y. Huang, R. J. Weber und W. Tidd, „Nullsteering with an analog array,“ in *IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, MT, USA, März 2014, S. 1–7. DOI: 10.1109/AERO.2014.6836395.
- [85] B. Friedlander und B. Porat, „Performance analysis of a null-steering algorithm based on direction-of-arrival estimation,“ *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Jg. 37, Nr. 4, S. 461–466, 1989. DOI: 10.1109/29.17526.
- [86] R. Ramlall, J. Chen und A. L. Swindlehurst, „Non-line-of-sight mobile station positioning algorithm using TOA, AOA, and Doppler-shift,“ in *2014 Ubiquitous Positioning Indoor Navigation and Location Based Service (UPINLBS)*, Corpus Christi, TX, USA, Nov. 2014, S. 180–184. DOI: 10.1109/UPINLBS.2014.7033726.
- [87] T. Salman, A. Badawy, T. M. Elfouly, T. Khattab und A. Mohamed, „Non-data-aided SNR estimation for QPSK modulation in AWGN channel,“ in *IEEE 10th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Larnaca, Cyprus, Okt. 2014, S. 611–616. DOI: 10.1109/WiMOB.2014.6962233.
- [88] L. Godara, „Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 85, Nr. 8, S. 1195–1245, 1997. DOI: 10.1109/5.622504.
- [89] W. A. E. Ali, D. A. E. Mohamed und A. H. G. Hassan, „Performance analysis of least mean square sample matrix inversion algorithm for smart antenna system,“ in *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, 2013, S. 624–629. DOI: 10.1109/LAPC.2013.6711976.
- [90] I. A. H. Adam und M. R. Islam, „Performance Study of Direction of Arrival (DOA) Estimation Algorithms for Linear Array Antenna,“ in *International Conference on Signal Processing Systems*, Singapore, Mai 2009, S. 268–271. DOI: 10.1109/ICSPS.2009.47.

- [91] R. K und P. K. N, „Performance Evaluation & Analysis of Direction of Arrival Estimation Algorithms using ULA,“ in *International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICEECCOT)*, 2018, S. 1467–1473. DOI: 10.1109/ICEECCOT43722.2018.9001455.
- [92] H. Krim und M. Viberg, „Two decades of array signal processing research: the parametric approach,“ *IEEE Signal Processing Magazine*, Jg. 13, Nr. 4, S. 67–94, 1996. DOI: 10.1109/79.526899.
- [93] J. Capon, „High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 57, Nr. 8, S. 1408–1418, 1969. DOI: 10.1109/PROC.1969.7278.
- [94] M. A. Bergamo, „Spread Spectrum Digital Beamforming (SSDBF) radar,“ in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA, USA, Okt. 2010, S. 665–672. DOI: 10.1109/ARRAY.2010.5613293.
- [95] Analog Devices, „AD9088,“ Analog Devices, Inc., Wilmington, Massachusetts, USA, Preliminary Data Sheet, 2023.
- [96] X. Huang, Y. J. Guo und J. D. Bunton, „A hybrid adaptive antenna array,“ *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Jg. 9, Nr. 5, S. 1770–1779, 2010. DOI: 10.1109/TWC.2010.05.091020.
- [97] Analog Devices, „ADAR1000,“ Analog Devices, Inc., Wilmington, Massachusetts, USA, Data Sheet, 2022.
- [98] Z. Zhang, J. S. Schalch, Y. Yin und G. M. Rebeiz, „Thinned Randomized 27–29 GHz TX and RX Arrays With Low Sidelobe Levels for Radars and 5G Communications,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 72, Nr. 3, S. 1953–1963, 2024. DOI: 10.1109/TMTT.2023.3311926.
- [99] R. Wünsche, M. Symmank und M. Krondorf, „Capacity Loss Mitigation Due To Phased Array Antennas in Multi-Satellite Scenarios,“ in *40th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2023)*, Bradford, UK, Okt. 2023, S. 127–132.
- [100] O. B. Osoro und E. J. Oughton, „A Techno-Economic Framework for Satellite Networks Applied to Low Earth Orbit Constellations: Assessing Starlink, OneWeb and Kuiper,“ *IEEE Access*, Jg. 9, S. 141 611–141 625, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3119634.

# Anhangverzeichnis

<b>A Kapazitätsverlust und Antennengewinnschwankung in Satellitenkonstellationen</b>	<b>139</b>
A.1 Überblick und Systembeschreibung . . . . .	139
A.2 Überflugszenarien mit zwei Satelliten . . . . .	140
A.2.1 Zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in fester Entfernung . .	141
A.2.2 Zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in zufälliger Entfernung	143
A.2.3 Zwei Satelliten auf zufälligen unterschiedlichen Bahnen . . . .	143
A.3 Kanalkapazität mit zwei Satelliten . . . . .	145
A.4 Fazit Satellitenkonstellationen . . . . .	147



## Anhang A

# Kapazitätsverlust und Antennengewinnschwankung in Satellitenkonstellationen

Die vorliegende Arbeit befasst sich ausschließlich mit Szenarien in denen die User Terminals lediglich zu einem einzigen Satelliten eine Verbindung aufbauen. LEO-Systeme werden allerdings häufig als Konstellation aus mehreren Satelliten entwickelt. Die Satelliten der Konstellation sind über Inter-Satellite Links miteinander verbunden und agieren als Einheit. Dadurch hat das User Terminal immer mehrere Möglichkeiten eine Verbindung mit dem Satellitennetzwerk aufzubauen. Das Terminal kann sich daher zwischen mehreren Satelliten entscheiden, auf welchen es seinen Antennenbeam ausrichtet. Denn aufgrund der räumlichen Verteilung der Satelliten in der Service Area des Terminals steigt die Wahrscheinlichkeit, dass ein Satellit wesentlich besser durch einen diskreten Pointingvektor angesteuert werden kann als andere Satelliten. Durch häufiges Umschalten der Pointingvektoren zwischen den Satelliten kann so die Antennengewinnschwankung minimiert werden. Ein wesentlicher Nachteil dieser Methode ist, dass der Kommunikations-Overhead ansteigt und jeder Wechsel zu einer zeitlichen Unterbrechung der Datenübertragung führt. Das wiederum reduziert die Nettodatenrate des Systems. Zusammen mit Markus Symmank und Prof. Dr. Marco Krondorf hat der Autor dieses Szenario in [99] beschrieben.

### A.1 Überblick und Systembeschreibung

Es gibt heutzutage zahlreiche LEO-Satellitensysteme, die in Konstellationen mit mehreren Satelliten arbeiten (z. B. StarLink, OneWeb, Kuiper und TeleSat) [100]. Es ist deshalb eine berechnete Annahme, dass es Überflugsituationen mit mehr als einem Satelliten in Reichweite des Terminals gibt. In diesem Fall besteht die Möglichkeit, zwischen den Satelliten zu wechseln und immer den höchstmöglichen Antennengewinn über alle Satelliten zu erzielen, wie in der Abbildung A.1 schematisch dargestellt.

Im Folgenden werden einzelne Überflugszenarien generiert. Mittels Monte-Carlo Simulation werden die Antennengewinne entlang der Flugbahnen der Satelliten analy-

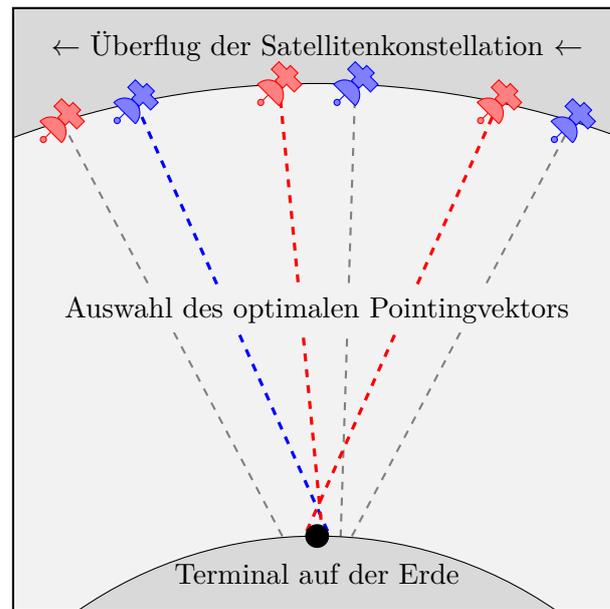


Abbildung A.1: Schematischer Überflug einer LEO-Satellitenkonstellation mit Phased Array Beamforming-Antennen; In Anlehnung an [99].

siert. Dazu wird das in Tabelle 3.2 definierte LEO-System verwendet. Die numerische Berechnung der Einzel-Satellitenszenarien orientiert sich an Kapitel 2. Auf der Grundlage der Einzel-Satellitenszenarien werden dann verschiedene Überflugereignisse mit mehreren Satelliten erstellt:

- zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in fester Entfernung,
- zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in zufälliger Entfernung und
- zwei Satelliten auf zufälligen unterschiedlichen Bahnen

Weiterhin wird angenommen, dass die Beam-Acquisition perfekt funktioniert und das ACM keinen Verzögerungen unterliegt. Das System liefert demnach immer den optimalen Pointingvektor eines jeden Satelliten und die Umschaltvorgänge zwischen den Satelliten erfolgen in Echtzeit.

Anschließend werden die Schwankungseffekte des Antennengewinns in Szenarien mit mehreren Satelliten statistisch analysiert, indem ihre Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) ermittelt wird. Um die Vergleichbarkeit mit Einzel-Satellitenszenarien zu wahren, wird der Antennengewinn nur während des Zeitraums betrachtet in dem sich der erste Satellit über dem Versorgungsgebiet befindet.

## A.2 Überflugszenarien mit zwei Satelliten

Aus dem generierten Datensatz von Überflugereignissen mit einem einzelnen Satelliten werden nun die drei oben genannten Szenarien mit zwei Satelliten abgeleitet. Dafür werden je zwei Überflüge überlagert bzw. dupliziert und zeitlich verzögert. Im Folgenden wird daher der Terminus Erster und Zweiter Satellit verwendet.

## A.2 Überflugszenarien mit zwei Satelliten

Die Simulationsdaten der Einzelsatellitenszenarien werden als eine Menge diskreter Antennengewinn-Funktionen  $g_{(i)}[k]$  betrachtet, wobei  $i = 0 \dots N_{\text{flyover}} - 1$  der Index eines bestimmten Überflugeignisses aus der Menge von  $N_{\text{flyover}}$  simulierten Überflügen ist und  $k = 0 \dots L_{(i)}$  der Abtastindex der Antennengewinn-Funktion des Überflugs ist.  $L_{(i)}$  beschreibt die Länge des Abtastvektors.

Um ein Zwei-Satelliten-Szenario zu erstellen, wird eine oder zwei Antennengewinn-Funktionen aus dem Datensatz ausgewählt und als  $g_{(i),1^{\text{st}}\text{Sat}}$  interpretiert. Der zweite Satellit ist durch  $g_{(i),2^{\text{nd}}\text{Sat}}$  gegeben. Da der zweite Satellit in einem zeitlichen und damit räumlichen Abstand fliegt, wird ein zeitlich diskreter Sampleoffset  $m$  zum zweiten Satelliten hinzugefügt  $g_{(i),2^{\text{nd}}\text{Sat}}[k + m]$ . Die Satelliten bewegen sich im vorliegenden Szenario mit einer Geschwindigkeit von  $7.6 \text{ km/s}$  und das ACM Update Intervall beträgt  $\Delta t_{\text{ACM}} = 250 \text{ ms}$ . Daraus folgt, dass jede Erhöhung des Sampleindex  $k$  zu einer inkrementellen Entfernung  $\Delta d_{\text{Sat}}$  von  $1.9 \text{ km}$  führt. Der zeitliche Sampleoffset  $m$  ist eine diskrete Größe, während  $d_{\text{Sat}}$  eine kontinuierliche Größe ist. Der Sampleoffset  $m$  ergibt sich daher ungefähr aus

$$m \approx \frac{d_{\text{Sat}}}{\Delta d_{\text{Sat}}}. \quad (\text{A.1})$$

Die beiden gewählten Antennengewinn-Funktionen werden dann überlagert und der maximale Antennengewinn für jeden Wegpunkt ermittelt. Dabei wird nur der Zeitraum betrachtet in dem sich beide Satelliten in Sichtlinie zum Bodenterminal befinden. Da Satellitenkonstellationen oft aus mehr als zwei Satelliten bestehen, wird dieser betrachtete Zeitraum von jedem folgenden Satelliten der Konstellation wiederholt.

Die überlagerten Antennengewinn-Funktionen der beiden Satelliten sind in Abbildung A.2a beispielhaft veranschaulicht. Der resultierende maximale Antennengewinn ist in Abbildung A.2b dargestellt. Die kombinierte Antennengewinn-Funktion wird durch die Maximumnorm bestimmt

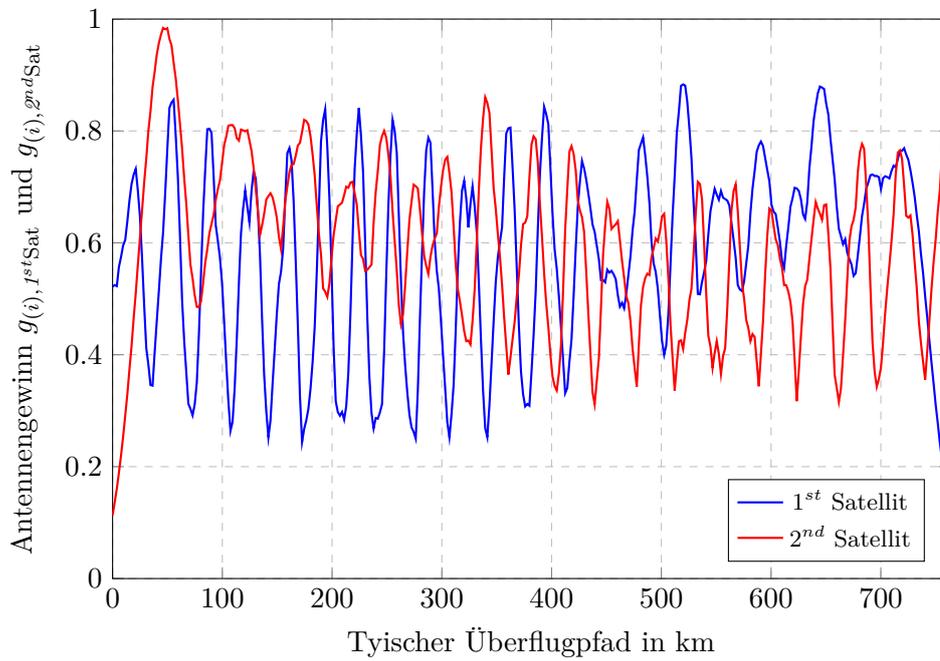
$$g_{(i),\text{combined}} = \max(g_{(i),1^{\text{st}}\text{Sat}}(k), g_{(i),2^{\text{nd}}\text{Sat}}[k + m]). \quad (\text{A.2})$$

Dieser Vorgang wird so oft wiederholt, bis die gesamte Menge von Einzelsatellitenüberflügen zu zwei Satellitenüberflugeignissen eines bestimmten Szenariotyps rekombiniert ist.

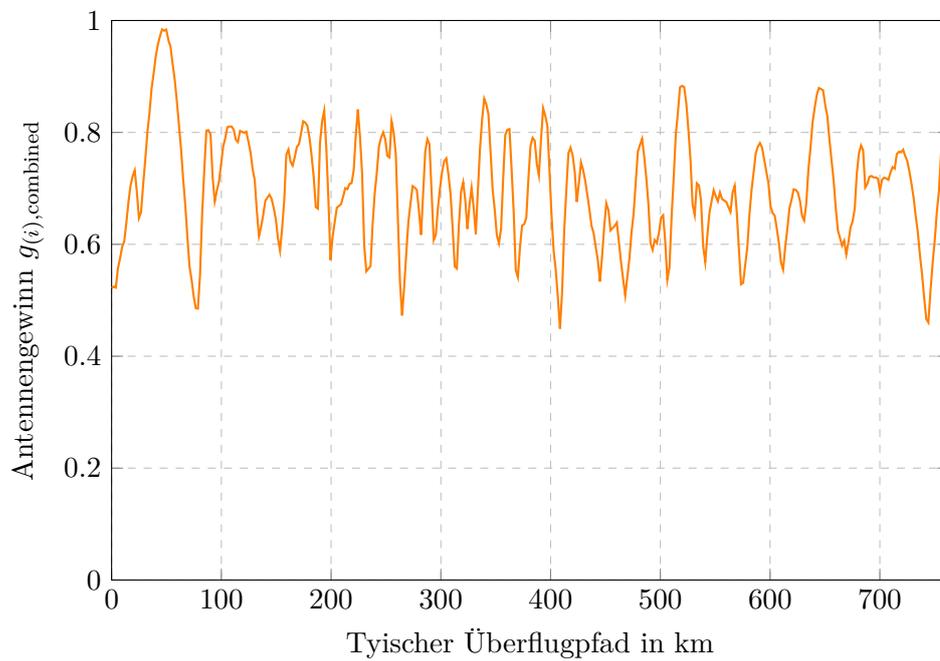
### A.2.1 Zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in fester Entfernung

Im ersten Szenario fliegen zwei Satelliten mit festem Abstand auf der gleichen Flugbahn hintereinander, wie in Abbildung A.3 dargestellt. Daher überlagert sich der Antennengewinn jedes Überflugs mit sich selbst in einem festen Zeitabstand. In diesem Fall ist  $g_{(i),1^{\text{st}}\text{Sat}} = g_{(i),2^{\text{nd}}\text{Sat}}$ , da beide Satelliten auf der gleichen Flugbahn fliegen. Dieses Szenario wurde für verschiedene feste Entfernungen  $d_{\text{Sat}}$  berechnet, um die Charakteristik der spektralen Effizienz in Abhängigkeit von bestimmten

## A. Kapazitätsverlust und Antennengewinnschwankung in Satellitenkonstellationen



(a)



(b)

Abbildung A.2: Antennengewinn des ersten und zweiten Satelliten während eines Überflugs (a) und kombinierter Antennengewinn aus dem Maximum der Antennengewinn-Kurven beider Satelliten (b); In Anlehnung an [99].

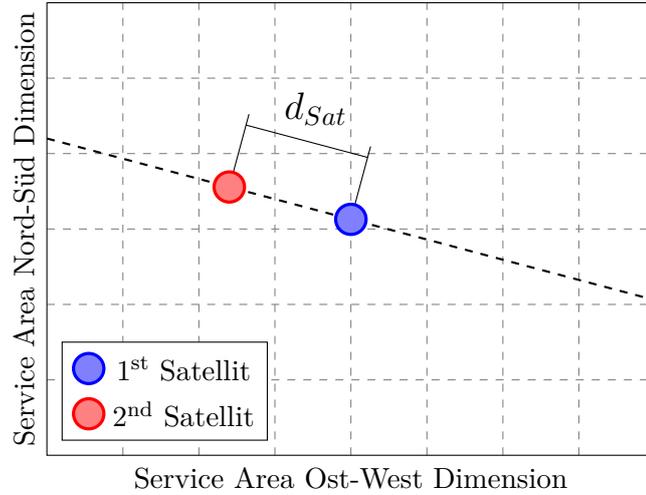


Abbildung A.3: Beispiel für den Überflug von zwei Satelliten auf derselben Flugbahn in einem räumlichen Abstand  $d_{Sat}$ ; In Anlehnung an [99].

Entfernungen zu untersuchen. Die betrachteten Entfernungen liegen im Intervall

$$d_{Sat} = [0, 500] \text{ km.} \quad (\text{A.3})$$

Die Abbildung A.4 zeigt die resultierende mittlere spektrale Effizienz. Es wird deutlich, dass es Entfernungen gibt die in dem gewählten spezifischen System zu einer besseren Kompensation der diskreten Ausrichtung der Pointingvektoren führen als andere Entfernungen.

### A.2.2 Zwei Satelliten auf der gleichen Bahn in zufälliger Entfernung

In diesem Szenario gehen wir davon aus, dass der zweite Satellit auf der gleichen Flugbahn in einem zufälligen Abstand fliegt. Es gilt demnach wieder  $g_{(i),1^{st}Sat} = g_{(i),2^{nd}Sat}$ . Der Unterschied besteht nun darin, dass die Entfernung  $d_{Sat}$  für jedes der  $N_{flyover}$  Überflugevents im Intervall  $[0, 500]$  km zufällig bestimmt wird.

### A.2.3 Zwei Satelliten auf zufälligen unterschiedlichen Bahnen

In diesem dritten Szenario werden zwei Satelliten auf zufälligen unterschiedlichen Bahnen betrachtet, wie in Abbildung A.5 gezeigt wird. In diesem Fall kann  $d_{Sat}$  als der Abstand des ersten Satelliten zum Versorgungsgebiet interpretiert werden, bevor der zweite Satellit in Sichtlinie zum Bodenterminal kommt. Daher wurde die Menge der Einzel-Satellitenszenarien erneut durchgespielt und jedes Szenario mit einem zweiten verschiedenen Ereignis überlagert. Somit wird für jedes Ereignis ein zweiter zufälliger Index  $j = [1 \dots N_{flyover}]$  erzeugt. Um einen Indexwert für  $g_{(i),2^{nd}Sat}$  zu vermeiden, der größer als  $N_{flyover} - 1$  ist, wird eine Modulo-Operation verwendet

$$i_{2^{nd}Sat} = \text{mod}(i_{1^{st}Sat} + j, N_{flyover}). \quad (\text{A.4})$$

## A. Kapazitätsverlust und Antennengewinnschwankung in Satellitenkonstellationen

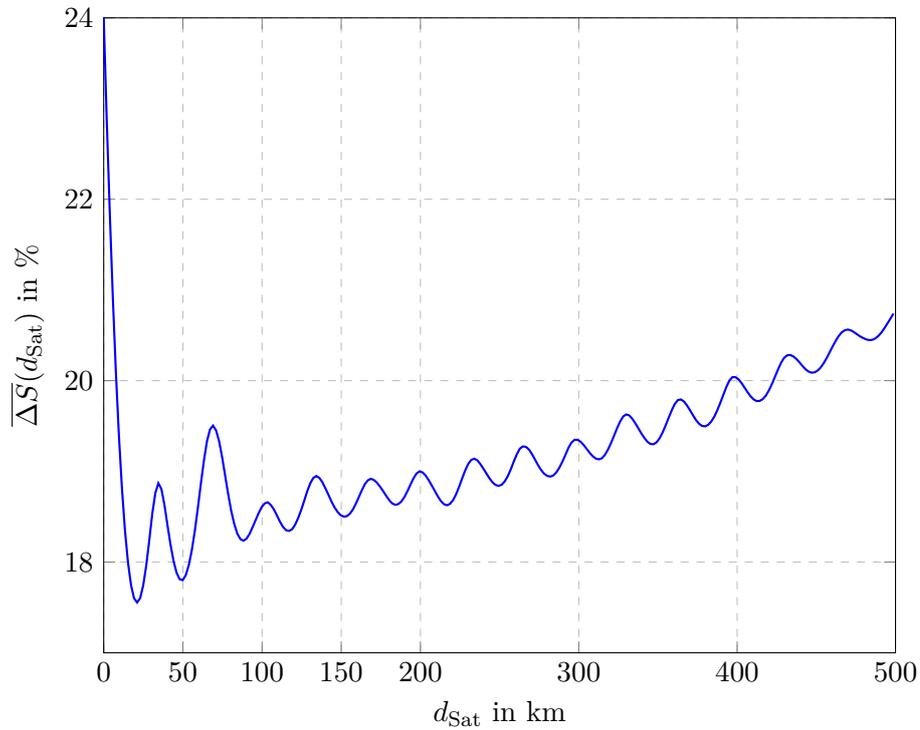


Abbildung A.4: Durchschnittliche spektrale Effizienzverluste im SNR Bereich von  $[-5, 20]$  dB bei verschiedenen festen Entfernungen; In Anlehnung an [99].

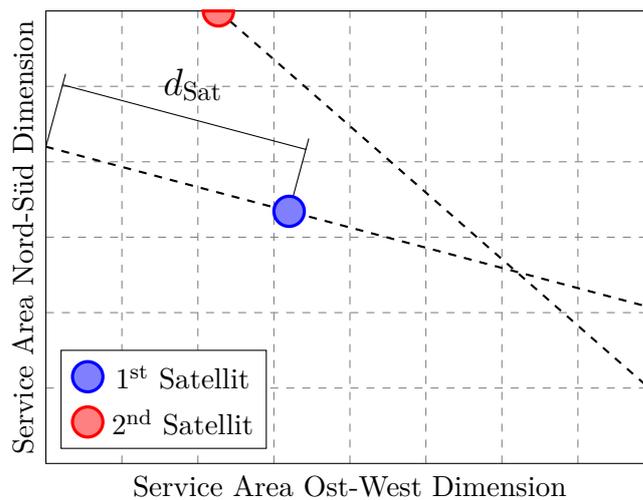


Abbildung A.5: Beispiel für den Überflug von zwei Satelliten auf zufälligen Flugbahnen über dem Versorgungsgebiet; In Anlehnung an [99].

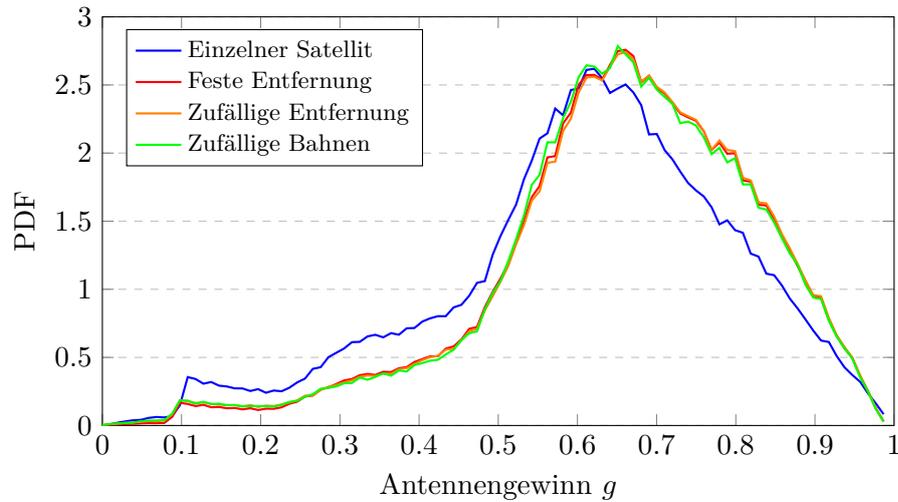


Abbildung A.6: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der drei Szenarien mit einem und mehreren Satelliten; In Anlehnung an [99].

### A.3 Kanalkapazität mit zwei Satelliten

Die spektrale Effizienz der Satellitenkonstellation kann auf die gleiche Weise berechnet werden, wie es in Kapitel 3.2 beschrieben wird. Mit (3.5) kann die ergodische spektrale Effizienz berechnet werden, die durch das diskrete Antennenpointing beeinflusst wird. Da die analytische PDF nicht bekannt ist, ist  $p_G$  die empirische PDF für jedes Zwei-Satelliten-Szenario, sowie für das entsprechende Ein-Satelliten-Szenario, wie in Abbildung A.6 gezeigt.

Der Verlust in der spektralen Effizienz gegenüber der Shannon Kapazität wird mit (3.6) bestimmt. Die resultierende spektrale Effizienz der Ein- und Mehrsatelliten-szenarien bei zufälligen Entfernungen und zufälligen Pfaden ist in Abbildung A.7 dargestellt. Abbildung A.4 zeigt außerdem den Verlust an spektraler Effizienz in Abhängigkeit von bestimmten Entfernungen. Es werden zwei Phänomene deutlich:

- (i) es zeigt sich eine Art periodisches Verhalten aus wiederkehrenden lokalen Minima und
- (ii) es existiert ein Langzeitdrift, der besagt, dass große Entfernungen zwischen den Satelliten zu höheren Verlusten führen.

Das periodische Verhalten ergibt sich aus dem diskreten Charakter des Pointings. So gibt es Entfernungen in denen die Pointingvektoren des zweiten Satelliten so verteilt sind, dass sie die Signaleinbrüche zwischen den Strahlrichtungsvektoren des ersten Satelliten besser kompensieren können als an anderen Stellen. An diesen Punkten treten lokale Minima auf. Die Kurve in Abbildung A.4 sowie die Verteilung der lokalen Minima sind systemspezifisch und hängen von der Antennenpointingauflösung  $\Delta^\circ$  in  $x$ - und  $y$ -Richtung ab. Der Langzeitdrift resultiert aus dem Scan-Loss der Antennen. Zunehmende Abstände zwischen den Satelliten führen zu größeren Abstrahlungswinkeln, wenn ein Satellit den Anderen kompensiert. Aus (2.5) folgt,

## A. Kapazitätsverlust und Antennengewinnschwankung in Satellitenkonstellationen

dass der Antennengewinn mit zunehmenden Abstrahlungswinkel abnimmt. Größere Abstände führen also zu einem zunehmenden Verlust an spektraler Effizienz. Trotz der in Abbildung A.4 gezeigten charakteristischen Merkmale, erscheinen Größe und Verteilung der Extrempunkte teilweise heterogen. Es ist zu bedenken, dass es sich letztlich um die Ergebnisse eines numerischen Zufallsexperiments handelt und dass die Antenne der Endgeräte ein weiterer Einflussfaktor ist.

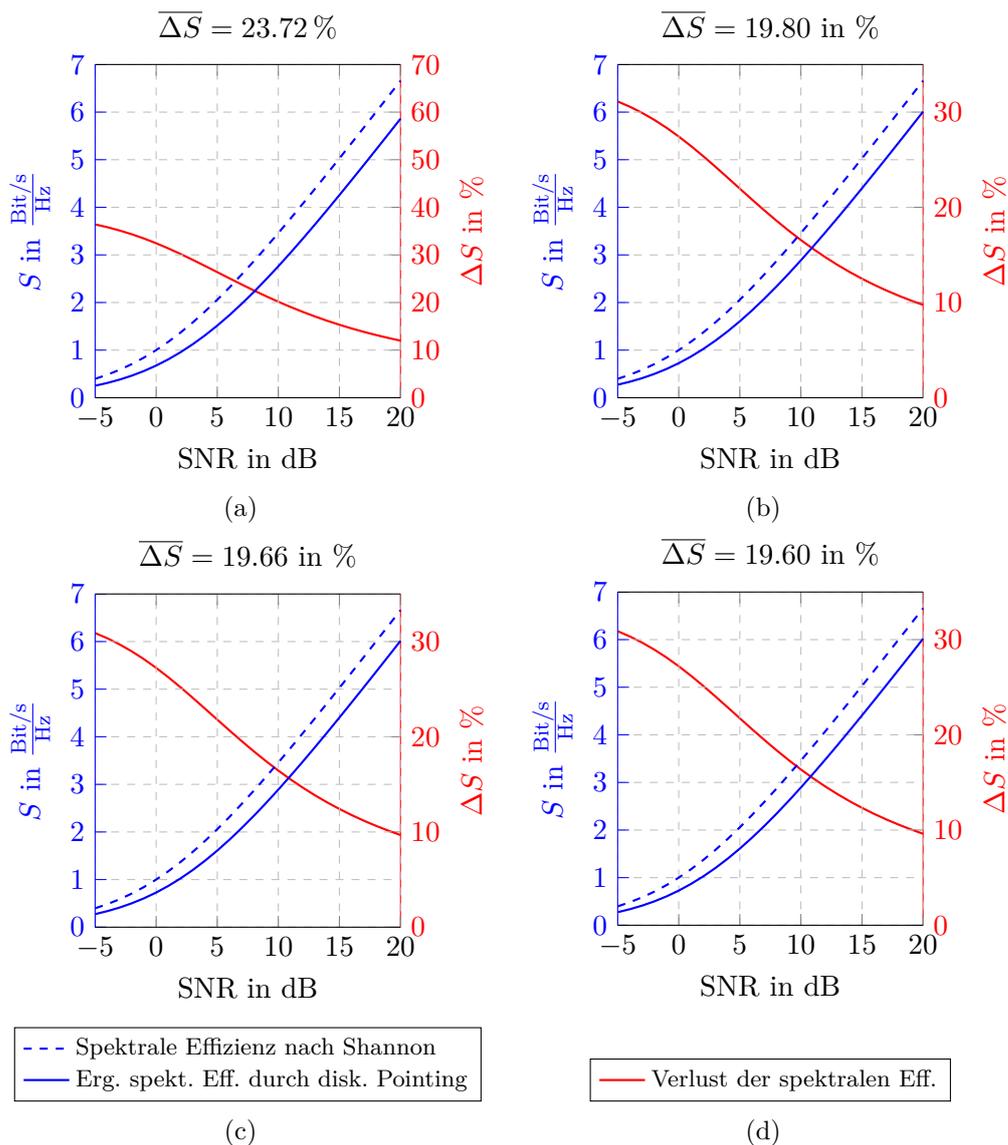


Abbildung A.7: Verlust der spektralen Effizienz bei verschiedenen Überflugszenarien: Einzelner Satellit (a), zwei Satelliten auf demselben Pfad in fester Entfernung (b), zwei Satelliten auf demselben Pfad in zufälliger Entfernung (c) und zwei Satelliten auf zufällig unterschiedlichen Pfaden (d).

## A.4 Fazit Satellitenkonstellationen

Die Ergebnisse zeigen, dass der Verlust an spektraler Effizienz, der durch die diskrete Ausrichtung der Phased Array Antennen entsteht, in Multi-Satelliten-Szenarien gemildert werden kann. Unter der Annahme von Ergodizität wird deutlich, dass zufällige Abstände zwischen zwei Satelliten auf derselben Flugbahn zu ähnlichen Ergebnissen führen wie bei mehreren Satelliten auf zufälligen Pfaden. Darüber hinaus zeigt sich, dass es bestimmte feste Abstände gibt, die zu besseren Kompensationsergebnissen führen als andere Abstände. Es wird empfohlen, die Möglichkeiten der Multisatellitenkommunikation bei der Planung von LEO-Satellitenkonstellationen zu berücksichtigen. Obwohl in diesem Abschnitt nur kleine Satellitenkonstellationen mit lediglich zwei Satelliten gleichzeitig in Reichweite des Terminals untersucht wurden, können die Ergebnisse entsprechend skaliert werden.

