

NAWASCAN

Navigation Warfare Scan Antenna

Technischer Endbericht

Submitted by:

JOANNEUM RESEARCH
Forschungsgesellschaft mbH
Leonhardstraße 59

Author(s):

G. Obertaxer – JOANNEUM RESEARCH, Austria
H. Kavousi Ghafi – JOANNEUM RESEARCH, Austria

Graz, März 2025



Bundesministerium
Finanzen



Bundesministerium
Landesverteidigung



Österreichisches Verteidigungsforschungs-Förderprogramm FORTE – eine Initiative des
Bundesministeriums für Finanzen (BMF)

Inhaltsverzeichnis

1.	EINLEITUNG	12
1.1	Projektziele.....	12
2.	ANFORDERUNGEN	12
2.1	NavWar Zentrum	12
2.2	STANAG 4665.....	13
2.3	Militärische Anforderungen an Antennensysteme.....	14
3.	GRUNDLAGEN ANTENNENTECHNIK [1]	15
3.1	Isotroper Strahler	15
3.2	Hertz'scher Dipol	15
3.3	Kenngrößen von Antennen	15
3.3.1	Richtdiagramm	15
3.3.2	Richtfaktor und Gewinn.....	17
3.3.3	Äquivalenter Raumwinkel	18
3.3.4	Antennenwirkfläche	18
3.3.5	Polarisation.....	18
3.4	Feldbereiche	19
3.4.1	Reaktives Nahfeld	20
3.4.2	Fresnel-Bereich	20
3.4.3	Fernfeldbereich	20
3.5	Leistungsdichte der Strahlung.....	21
3.6	Strahlungsintensität	22
3.7	Richtwirkung	22
3.8	Gewinn	23
3.9	Halbwertsbreite der Leistung.....	23
3.10	Eingangsimpedanz	24
4.	SOTA - KONSOLIDIERUNG	25
4.1	GNSS Antennen Typen	25
4.1.1	Microstrip-Patch-Antenne	25
4.1.2	Turnstile-Antenne bzw. Kreuz-Dipol.....	27
4.1.3	Helix-Antenne	28
4.1.4	Choke-ring Antenne.....	29
4.1.5	Reflektor Antenne	30
4.1.6	Dielektrische Linsenantenne	31

4.1.7	Hornantenne	32
4.2	Leistungsvergleiche	34
4.3	Kommerzielle Antennensysteme	34
4.3.1	Orolia	35
4.3.2	Tallysman	35
4.3.3	Novatel	36
4.3.4	Fraunhofer	36
4.3.5	TUALCOM	37
4.3.6	Thales.....	38
4.4	Detektion von Interferenz	39
4.4.1	Erkennung und Verminderung von Störungen auf der Empfängerebene	40
4.5	Detektions Algorithmen	42
4.5.1	ADC/AGC Monitoring	42
4.5.2	Spectral Analysis	42
4.5.3	Outlier Detection Algorithm	43
4.5.4	Adaptive Notch-Filter	44
4.5.5	Maschinelles Lernen	46
4.5.6	Support-Vektor-Machines	46
4.5.7	Neuronale Netze	47
4.6	Spoofing Detektion	48
4.6.1	Fortgeschrittene signalverarbeitungs-basierte Techniken für einen Einzelantennenempfänger	49
4.6.2	Vestigial Signal Defence (VSD)	49
4.6.3	Auf Verschlüsselung basierende Verteidigungsmaßnahmen	49
4.6.4	Abwehrmaßnahmen auf der Grundlage von Driftüberwachung	53
4.6.5	Auf Signalgeometrie basierende Abwehrmaßnahmen	53
4.6.6	Multi-pronged Strategien zur Spoofing-Abwehr	53
4.6.7	Verhältnismäßigkeitstest (Ratio-Test)	53
4.6.8	Spoofing-Erkennungstechniken auf der Grundlage statistischer Analysen	54
4.7	Direction of Arrival (DoA)	54
4.7.1	Klassischer Beamforming-Ansatz	55
4.7.2	Kalibrierung der Antennengruppe	56
4.8	Time Difference of Arrival (TDoA)	59
4.8.1	Signalleistung	59
4.8.2	Bandbreite	59
4.8.3	Synchronisierung	60
4.8.4	Hyperbolische Linien	60
5.	LOKALISATION VON BEWEGTEN OBJEKTEN	60
5.1	Radar	60
5.2	Lokalisierung externer Signalquellen	62
6.	ARRAY ANALYSE.....	63
6.1	Zwei-Elemente-Array	63
6.2	Lineares Array mit gleichmäßiger Amplitude	65

6.3	Lineares Array mit ungleichmäßiger Amplitude	66
6.3.1	Rechteck Fenster	66
6.3.2	Dreiecksfenster	67
6.3.3	Hann Fensterfunktion	68
6.3.4	Hamming Fensterfunktion	68
6.3.5	Zeitdiskrete Darstellung	69
6.3.6	Simulations Resultate	71
6.4	Planares Array	72
6.5	Zirkulares Array	74
6.6	Gekreuzte Elementanordnung	76
6.7	Zylindrische Anordnung	76
6.8	Konforme Anordnung	78
6.9	Vergleich der Array-Konfigurationen	79
7.	DOA ALGORITHMEN	80
7.1	Signal Modell	80
7.2	Beamforming Methoden	81
7.2.1	Bartlett-Methode	81
7.2.2	MVDR Methode	82
7.2.3	LCMV Methode	83
7.3	Unterraumbasierte Methoden	83
7.3.1	MUSIC Algorithmus	84
7.3.2	ESPRIT Methode	85
7.4	Simulations Umgebung	86
7.4.1	AF-Klasse	86
7.4.2	Die Initialisierungsfunktion	86
7.4.3	Die Synthesefunktion:	86
7.4.4	Steering Matrix	86
7.4.5	Patternfunktion	87
7.5	Simulationsergebnisse	87
8.	HARDWARE DESIGN	89
8.1	Antenne	89
8.2	RF Front-end	91
8.2.1	SDR	91
8.2.2	Modularer Aufbau	92
8.3	Prozessoreinheit	92
9.	ANTENNEN ARRAY DESIGN	93
9.1	Peilung der Störquelle bei kleinen Höhenwinkeln	93

9.2	Peilung der Störquelle	99
9.3	Schmaler gerichteter Strahl auf ein Ziel	101
9.4	Aussendung von Störsignalen	102
9.5	Verfolgung eines beweglichen Ziels	102
10.	MESSKAMPAGNE JUNI 2024	105
10.1	Aufbau des Demonstrators	105
10.2	Kalibrierung mit einem integrierten Signal in den Empfangspfaden	106
10.3	Kalibrierung mit einem integrierten Signal in der Antennenplattform	107
10.4	Kalibrierung mit Hilfe von GNSS-Satellitensignalen	108
10.5	Messdurchführung	109
10.5.1	Evaluierung der Kalibrierungsmethode 1	109
10.5.2	RF Front End	109
10.6	Analyse der aufgezeichneten Daten	109
10.7	Lessons Learned	111
11.	MESSKAMPAGNE OKTOBER 2024	112
11.1	Testkampagne	112
11.2	Kalibrierung	112
11.3	Lessons Learned	118
12.	ZUSAMMENFASSUNG	120
12.1	Antennen-Array Design	120
12.2	Beamforming-Leistung	123
12.3	Hardware	129
12.3.1	Antennen-Array	129
12.3.2	Empfängerplattform	130
12.4	Kalibrierung des Antennenarrays	131
12.4.1	Kalibrierungsalgorithmus	131
12.5	Messergebnisse	132
13.	LITERATURVERZEICHNIS	139

Abkürzungsverzeichnis

Tabelle 1: Abkürzungen

AGC	Automatic Gain Control
AM	Amplitudenmodulation
BMLV	Bundesministerium für Landesverteidigung
C/NO	Carrier to Noise ratio
CESMO	Cooperative Electronic Support Measure Operations
CNN	Convolutional neural network
CRPA	Controlled Radiation Pattern Antenna
CW	Continuous Wave
CW	Continuous Wave
dB	Dezibel
DoA	Direction of Arrival
ELINT	Electronic Intelligence
ESM	Electronic Support Measures
FM	Frequenzmodulation
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
HF	Hochfrequenz
IMG	Institut für militärisches Geowesen
NATO	North Atlantic Treaty Organization
NBI	Narrow Band Interference
NCERF	NATO Common ELINT und ESM Reporting Format
NWAC	NavWar Analysis Cell
PRN	Pseudo Random Noise
PVT	Position Velocity Time

RFI	Radio Frequency Interference
SAMV	Sparse Asymptotic Minimum Variance
SCW	Swept continuous wave
SVM	Support Vector Machine
TDoA	Time Difference of Arrival
TST	Time Sensitive Targeting
TÜPL	Truppenübungsplatz
ZF	Zwischenfrequenz

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Endausbaustufe GNSS Testbed am TÜPL Seetaler Alpe	13
Abbildung 2: NavWar Testbed.....	14
Abbildung 3: Richtdiagramm in linearem und logarithmischem Maßstab	16
Abbildung 4: Strahlungsdichte einer realen Antenne und eines isotropen Strahlers	17
Abbildung 5: Kreuzdipol mit Zirkularpolarisation (Rechts und Links).....	19
Abbildung 6: Dämpfungswerte bei unterschiedlicher Polarisation	19
Abbildung 7: Strahlungszonen einer Antenne.....	21
Abbildung 8: Halbwertsbreite [3]	23
Abbildung 9: Ersatzschaltbild einer Sendeantenne.....	24
Abbildung 10: Aufbau einer Microstrip-Antenne [3]	25
Abbildung 11: Einspeisung mit zirkularer Polarisation.....	26
Abbildung 12: Patch-Antennen Pattern in der E- und H-Ebene [3].....	26
Abbildung 13: Struktur eines Kreuzdipols [4]	27
Abbildung 14: Kreuzdipol Pattern in zwei Ebenen [4].....	27
Abbildung 15: Helix- und Schleifen-Antenne Quelle: a) und b) [3] c) [5].....	28
Abbildung 16: Helix-Antennenpattern für a) normal Modus und b) End-Fire-Modus [3]	29
Abbildung 17: Choke-ring Antenne (Tallysman)	29
Abbildung 18: Pattern einer Choke-Ring-Antenne [6].....	30
Abbildung 19: Typen von Reflektor Antennen [3].....	31
Abbildung 20: Microstrip Array mit Lens Superstrate [7].....	32
Abbildung 21: Verschiedene Arten von Hornantennen [3]	33
Abbildung 22: E- und H- Ebenen Diagramm einer sektoralen Hornantenne [3]	33
Abbildung 23: OROLIA kostengünstige Anti-Jam Antenne; Quelle: orolia.com	35
Abbildung 24: Tallysman HC882tTriple band GNSS Helix Antenne mit störungsunterdrückendem, verlustarmem Vorfilter; Quelle: Tallysman	35
Abbildung 25: Novatel/QinetiQ/Veripos L1/L2-Beamforming Antenne GAJT-710 ML, links: Leistungsdaten, Mitte: Antenneneinheit, rechts: beamformende CRPA (GAJT-700); Quellen: veripos.com, lunitek.it	36
Abbildung 26: Fraunhofer GNSS antenna array Quelle: Fraunhofer.....	36
Abbildung 27: TUALCOM anti jamming system; Quelle: Tualcom.com	37
Abbildung 28: TopShield anti jamming device; Quelle: Thalesgroup.com.....	39
Abbildung 29: Klassifizierung: Erkennung von Interferenzen in verschiedenen Verarbeitungsstufen [8].....	40
Abbildung 30: PSD-basierte (links) und STFT-basierte (rechts) Erkennung und Klassifizierung eines simulierten sägezahnmodulierten Störsenders (SCW-Modulation) [9]	43
Abbildung 31: Kategorien Visualisierung des Algorithmus zur Erkennung zweidimensionaler Ausreißer	44
Abbildung 32: Beispiel für die PSD eines GPS-Signals, das von zwei schmalbandigen Störungen betroffen ist, und abgeleitete Hilfsvektoren [11]	45
Abbildung 33: Beispiel für die Signalminderung (C/N0-Verlust mit und ohne Minderung), GPS L1 (links) und Galileo E1 (rechts) Signale [11].....	46
Abbildung 34: Blockdiagramm der auf maschinellem Lernen basierenden Störungsklassifizierung [13].....	46
Abbildung 35: SVM-Klassifizierung mit nichtlinearer Trennung [12]	47
Abbildung 36: Kreuzerkennungsmatrix für die SVM-Methode und 5 Arten von simulierten Störsendern [12].....	48
Abbildung 37: OSNMA Schema [14]	51
Abbildung 38: Erzeugung einer Schlüsselkette in einem TESLA-Protokoll [15].....	51
Abbildung 39: TESLA-Protokoll - Nachrichten-Authentifizierungs-Code (MAC) [15].....	52
Abbildung 40: Beispiel eines DoA Phased Array	54
Abbildung 41: Ergebnis des Beamformungsalgorithmus ohne Rauschen und Kopplung	55
Abbildung 42: Simulation einer Anordnung von 4 Dipolelementen.....	56
Abbildung 43: Ergebnis des Beamforming Algorithmus mit Kopplung	57
Abbildung 44: Ergebnis des Beamformungs Algorithmus sowohl mit Kopplung als auch mit/ohne Kalibrierung	58
Abbildung 45: Ein Beispiel für einen TDOA-Ansatz zur Geolokalisierung einer Quelle	59
Abbildung 46: Grundprinzip eines Radars	60

Abbildung 47: Konzeptionelle Darstellung der gesendeten und empfangenen Signale	61
Abbildung 48: Aufbau der Peil- und Störeinrichtung	62
Abbildung 49: Zwei-Element Array	63
Abbildung 50: Pattern eines 10-Element gleichförmigen linearen Arrays (ULA)	65
Abbildung 51: Zeit- und Frequenzbereich a) Rechteck Funktion b) Dreieck Funktion [20]	67
Abbildung 52: Zeit- und Frequenzdarstellung eines Hann Fensters [20]	68
Abbildung 53: Zeigt die Verjüngung der Amplitude und das entsprechende räumliche Muster a) gleichmässige Gewichtung aller Elemente b) räumliches Muster der gleichmässigen Gewichtung c) Hamming-Gewichtung, die auf die Amplitude der Antennenelemente angewendet wird [21]	70
Abbildung 54: Lineare Elementanordnung von 16 Dipolen	71
Abbildung 55: Array Pattern in der X-Z Ebene	72
Abbildung 56: Planares Array [3]	73
Abbildung 57: Pattern eines planaren Arrays [3]	74
Abbildung 58: Geometrie eines zirkularen Arrays mit n-Elementen [3]	75
Abbildung 59: Strahlabtastung linearer und kreisförmiger Array für boresight und off-boresight Winkel [22]	75
Abbildung 60: Gekreuzte lineare Anordnung	76
Abbildung 61: Zylindrische Anordnung [23]	77
Abbildung 62: Pattern eines zylindrischen Arrays mit unterschiedlichen Durchmessern [23]	78
Abbildung 63: Konformes Antennen Array [24]	78
Abbildung 64: DOA Algorithmen	80
Abbildung 65: Init-Funktion (Simulation)	86
Abbildung 66: Synthese Methode (Simulation)	86
Abbildung 67: Definition der Steuerungsmatrix Funktion	87
Abbildung 68: Spektrum der einfallenden Wellen	87
Abbildung 69: a) Bartlett b) MVDR c) LCMV d) MUSIC Algorithmus	88
Abbildung 70: Blockdiagramm eines Direction Finding Algorithmus	89
Abbildung 71: Hardware der GNSS Signal Acquisition [25]	92
Abbildung 72: SSLN vs. SNR	94
Abbildung 73: SSLN vs. Anzahl der Array Elemente	95
Abbildung 74: SSLN vs. Anzahl der Snap-Shots	95
Abbildung 75: Zirkulares Antennen-Array und Steuerung des Empfangspatterns bei $\pi/6$	96
Abbildung 76: 7-Element Antennen Array	97
Abbildung 77: Fehler bei der Schätzngs des Azimutwinkels mit 4000 Snap-Shots	98
Abbildung 78: Spektrum des MUSIC Algorithmus für 3 Quellen bei Verwendung des vorgeschlagenen Arrays	99
Abbildung 79: Planares Array mit 28 Elementen	100
Abbildung 80: Abschätzung des Fehlers des planaren Arrays bei der Anzahl von 4000 Snap-Shots	101
Abbildung 81: Entwurf für Pencil-Beam Anwendung	103
Abbildung 82: Signalweg im Tx-Modus	103
Abbildung 83: Kreisförmiges Antennen-Array und Steuerung des Empfangsdiagramms bei $\pi/6$	105
Abbildung 84: Receiver Kalibration	107
Abbildung 85: Integrierte Sonde m Zentrum des Antennen-Arrays	108
Abbildung 86: Phasengleiche Komponente des Signals am Empfänger (Rauschen)	110
Abbildung 87: Phasengleiche Komponente des Signals auf 4 Kanälen während der Störung	111
Abbildung 88: Der Realteil alle 7 Kanäle während das Kalibrierungssignal erfasst wird	113
Abbildung 89: Der Realteil der 6 Verarbeitungskanäle in dem das Störsignal erkannt wird	113
Abbildung 90: Korrelation Kanal 1 und Kanal 2	114
Abbildung 91: MUSIC-Algorithmus zum Zeitpunkt 17,8 Sekunden nach Aufzeichnungsstart	115
Abbildung 92: Der Theta-Schnitt des MUSIC Spektrums bei Theta=49	116
Abbildung 93: Phi-Schnitt des MUSIC Spektrums bei Phi=216	116
Abbildung 94: MUSIC Algorithmus zum Zeitpunkt 18,86 Sekunden nach Aufzeichnungsstart	117
Abbildung 95: MUSIC Algorithmus zum Zeitpunkt 28,86 Sekunden nach Aufzeichnungsstart	118
Abbildung 96: SSLN versus SNR	121
Abbildung 97: SSLN versus Anzahl der Elemente	121
Abbildung 98: SSLN versus Anzahl der Snapshots	122
Abbildung 99: Zirkulares Array-Design	122

Abbildung 100: Das rechte und linke CP-Muster des Modells TW301	123
Abbildung 101: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 1 Ziel und SNR=10dB	124
Abbildung 102: Phi-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= 10dB	124
Abbildung 103: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 1 Ziel und SNR=-10dB	125
Abbildung 104: : Phi-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= -10dB	125
Abbildung 105: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= -10dB	126
Abbildung 106: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 2 Ziele und SNR=10dB	126
Abbildung 107: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 2 Ziele und SNR= 10dB	127
Abbildung 108: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 2 Ziele und SNR=-10dB	127
Abbildung 109: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 2 Ziele und SNR= -10dB	128
Abbildung 110: Fehler bei der Azimuthwinkelschätzung mit 4000 Snapshots	128
Abbildung 111: CRPA-System Design	129
Abbildung 112: Antennen-Array mit 7 Elementen	130
Abbildung 113: Receiver Plattform des Demonstrators	130
Abbildung 114: Korrelation zwischen Antenne 1 und den anderen Antennen	133
Abbildung 115: Eigenwerte der Kovarianzmatrix bei vorhandenem Kalibrierungssignal	133
Abbildung 116: Eigenwerte der Kovarianzmatrix bei Störsignal	134
Abbildung 117: MUSIC-Spectrum unter der Annahme 1 Störquelle	135
Abbildung 118: MUSIC Spectrum unter der Annahme von 3 Störquellen	136
Abbildung 119: GUI-Ausgabe der DF-Software	136
Abbildung 120: Der Elevations-Schnitt des Spektrums für das erkannte Ziel	137

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Abkürzungen	6
Tabelle 2: Referenz Dokumente	11
Tabelle 3: Leistungsparameter verschiedener GNSS-Antennen	34
Tabelle 4: Vergleich von Anti-Spoofingstechniken [16]	53
Tabelle 5: Liste von kommerziellen GNSS Antennen	89
Tabelle 6: Liste von SDRs	91

Referenz Dokumente

Tabelle 2: Referenz Dokumente

Ref.	Titel	Zweck	Datum
I.	DIG03-22007 NAWASCAN - Studie	Angebot	09.02.2022
II.	E90059/2/0-VER/2022	Vertrag BMLV-JR	12.05.2022

1. Einleitung

Die Problematik von Störern innerhalb des elektromagnetischen Spektrums besteht schon sehr lange und hat an Aktualität und Priorität in den letzten Jahren nichts eingebüßt. Störungen, ob beabsichtigt oder unbeabsichtigt, führen dazu, dass ein System in der Kommunikation oder Positionsfindung unterbrochen wird. Das, von globalen Satellitennavigationssystemen (GNSS) bereitgestellte Service, kann vor allem bei militärischen Aktionen absichtlich gestört oder verfälscht werden, sodass von den weithin verwendeten GPS- oder Galileoempfängern keine oder eine falsche Positions- oder Zeitinformation erhalten werden kann. Um solche Störer zu lokalisieren bedarf es geeigneter Antennen, meist mit nachgeschalteter Software, basierend auf komplexen Signalverarbeitungstechnologien.

1.1 Projektziele

Ein Hauptziel des angestrebten Antennendesigns ist es Interferenz im Bereich der GNSS Frequenzen zu detektieren und in einem weiteren Schritt zu lokalisieren. Dafür gibt es geeignete Verfahren, wie z.B. Direction of Arrival (DoA) oder Time Difference of Arrival (TDoA) deren Methoden hier beschrieben werden und Grundlage für eine softwarebasierte Lösung sind. Einfache Techniken, die auf Beamforming oder Korrelationsanalysen beruhen, haben den großen Nachteil, dass sie entweder aufgrund ihrer geringen Auflösung ungenaue Ergebnisse liefern oder sehr viel Zeit zur Detektion benötigen. Aus diesem Grund haben sich Algorithmen wie ESPRIT und MUSIC durchgesetzt, da sie die Richtungsangabe sehr fein auflösen können. Eine alternative Herangehensweise stellt der iterative „Sparse Asymptotic Minimum Variance“ (SAMV) Algorithmus dar. Bei SAMV werden die DoA des Signals gemeinsam mit der Signalstärke und der Varianz des Rauschens gemeinsam in einem iterativen Prozess geschätzt. Der wesentliche Vorteil dieses Algorithmus ist seine Robustheit gegenüber korrelierten Signalen oder Abweichungen in den Antennenelementen. Diese Methoden werden ebenfalls theoretisch beschrieben und dienen als Grundlage für Überlegungen der weiteren Arbeitspakete.

2. Anforderungen

2.1 NavWar Zentrum

Durch die Bemühungen des Instituts für militärisches Geowesen (IMG) und des Bundesministeriums für Landesverteidigung (BMLV) in den vergangenen Jahren, konnte am Truppenübungsplatz (TÜPL) Seetaler Alpe ein GNSS Testbed etabliert werden, wo es sowohl Militärs, Industrie und Forschungseinrichtungen möglich ist, realitätsnahe Experimente mit Störungen im GNSS Bereich durchzuführen. Solche Jamming- und Spoofingtests dienen dazu, GNSS-Empfänger zu testen und resilienter für ebensolche Störungen zu machen. Um so ein NavWar Zentrum anbieten zu können, müssen gewisse Voraussetzungen geschaffen werden. Es bedarf an Hardware, die von den übenden Parteien genutzt werden kann, bzw. müssen Schnittstellen geschaffen werden, um diese bestmöglich

zu nutzen. Die Endausbaustufe eines solchen Zentrums sieht vor, dass Institutionen mit ihrem Testprogramm auf den TÜPL kommen, die Testroutinen an der vorhandenen Hardware anstecken und dann die geplanten Szenarien durchspielen. In der „Area of Interest“ soll es verteilt diverse Receiver geben, die dann gewissen Störungen ausgesetzt werden und die Daten an eine Zentrale weitermelden. Die Receiver können auch mobil eingesetzt werden (z.B. Autos, Drohnen, ...). Sende- und Empfangsantennen dienen als Referenz bzw. um Störsignale zu senden bzw. zu empfangen. Eine schematische Darstellung ist in Abbildung 1 skizziert.



Abbildung 1: Endausbaustufe GNSS Testbed am TÜPL Seetaler Alpe

2.2 STANAG 4665

Obwohl Österreich kein NATO Mitglied ist, ist die Orientierung dennoch dahin gegeben, dass gewisse Standards an die angrenzenden Staaten, die sehr wohl NATO Mitgliedsstaaten sind, angepasst und angeglichen werden. Ebenso soll das vorhin beschriebene NavWar Zentrum auch diesen europäischen Mitgliedsstaaten zur Verfügung stehen, da Österreich bisher eines der wenigen Länder ist, wo GNSS Jamming- und Spoofingversuche durchgeführt werden können. Somit ist es auch legitim, dass man sich im Zuge der Überlegungen und Planungen für ein NavWar Zentrum an den NATO Standard STANAG 4665 anlehnt, der Empfehlungen und Definitionen gibt, welchen Stellenwert NavWar in einer Einsatzplanung hat und wie ein Testbed aufgebaut ist.

Das NavWar-Testbed bietet ein dynamisches und einsatzrelevantes Umfeld, in dem vor allem Strategien, Taktiken, organisatorische Aspekte und Instrumente im Zusammenhang mit NavWar getestet werden können. In seinem vollständigen Aufbau besteht das Testbed aus einem Szenario-Generator, einer Gruppe von Simulationsobjekten und einer Gruppe von Analyseobjekten.

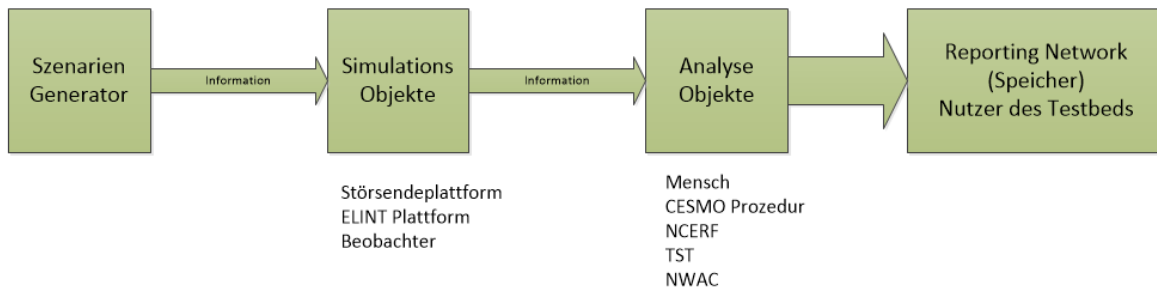


Abbildung 2: NavWar Testbed

Der Ablauf eines Szenarios innerhalb des Testbeds sollte die einzelnen Stufen wie in Abbildung 2 durchlaufen: Die Simulationsobjekte nehmen Informationen vom Szenarien Generator auf und reagieren auf spezielle Ereignisse. Sie interagieren auch miteinander und geben ihre Informationen an das Analyseobjekt weiter. Typische Beispiele für Simulatorobjekte im NavWar Kontext sind:

- eine Störsenderplattform
- eine Electronic Intelligence (ELINT) -Plattform und
- ein Beobachter

Die Analyseobjekte nehmen Informationen auf und reagieren auf Ereignisse, die von den Simulatorobjekten erzeugt werden. Analyseobjekte können sein:

- ein Mensch
- CESMO-Verfahren (Cooperative Electronic Support Measure Operations)
- ein NATO Common ELINT und ESM Reporting Format (NCERF) Modul
- eine Time Sensitive Targeting (TST) Zelle oder
- ein NavWar Analysis Cell (NWAC)-Analyst

Alle diese Module veröffentlichen die Ergebnisse ihrer Analysen auf einem Berichtsnetzwerk (oder auf einem angeschlossenen Speicher) wo sie zur Auswertung durch die eigentlichen Nutzer des Testbeds zur Verfügung stehen. [2]

Eine angedachte Hardware, wie die NavWar-Antenne, sollte in dieser Struktur abgebildet werden können bzw. sollen Schnittstellen dazu vorhanden sein.

2.3 Militärische Anforderungen an Antennensysteme

In einem militärischen Szenario möchte man natürlich viele Dinge in einem kompakten und gehärteten System zur Verfügung haben. So auch bei einer Antenne, die empfangen als auch senden kann – dies über eine möglichst große Bandbreite, die sowohl Störer peilen, detektieren aber auch lokalisieren kann. Bei bewegten Objekten wäre auch eine Nachführung vorteilhaft. Im Idealfall soll solch ein System wenig Strom und Rechenleistung verbrauchen, möglichst leicht und für andere nicht erkennbar (detektierbar) sein.

In einem ersten Gespräch wurden einmal folgende Punkte definiert, die einerseits eine grobe Abgrenzung bzw. Anforderung definieren und andererseits als Forschungsfragen dienen sollen:

- Elektrische Antenne
- Aktive vs. Passiv?
- Antennengewinn ?
- Keule: max. 120° Öffnung ($\pm 60^\circ$);
- Elevation: $60^\circ (\pm 30^\circ)$
- Welcher Trade off bei 360° ?
- Wieviel Rechenleistung?
- Wieviel Gewicht?
- Verringerung der Sektoren?
- Funktionsschaltbild – wo fängt Antenne an, wo hört Radio auf?
- Temperaturbereich?
- Redundanz?

3. Grundlagen Antennentechnik [1]

3.1 Isotroper Strahler

Als isotrophen Strahler (Kugelstrahler) bezeichnet man eine hypothetische Antenne ohne Verluste, die in alle Richtungen gleich strahlt. Die Leistungsdichte $[S]$ errechnet sich aus folgender Formel (wobei P_S die gesamte abgestrahlte Wirkleistung ist):

$$S = \frac{P_S}{4\pi r^2}$$

Der Kugelstrahler ist, wie erwähnt, hypothetisch und kann nicht realisiert werden, wird aber zum Vergleich und zur Berechnung anderer Antennen verwendet.

3.2 Hertz'scher Dipol

Der Hertz'sche Dipol (Elementardipol) ist, wie der isotrope Strahler ein idealisierter Strahler mit einer im Grenzfall infinitesimal kurzen Antenne. Auch er dient als Bezugsgröße und Berechnungsideal. So zeigen sich im Nah- und Fernfeld ideale Bedingungen, die für Berechnungen der Richtwirkung und des Antennengewinns herangezogen werden.

3.3 Kenngrößen von Antennen

Im Anschluss sollen die wichtigsten Kenngrößen von Antennen kurz erläutert werden (am Beispiel des Hertz'schen Dipols). Die Beschreibung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und soll gewissermaßen ein Glossar für die zukünftige Arbeit in den definierten Arbeitspaketen darstellen.

3.3.1 Richtdiagramm

Ein Richtdiagramm zeigt die relative Stärke der Abstrahlung oder die elektrische/magnetische Feldstärke im Fernfeld einer Antenne. Im Fernfeld nimmt die Krümmung der sphärischen Phase einer Kugelwelle stetig ab. Die transversalen Feldkomponenten werden phasengleich und es wird nur in radialer Richtung Wirkleistung transportiert. Die Winkelverteilung wird durch die Sendeantenne festgelegt. Die Strahlungsverteilung im Raum hängt davon ab, welcher Anteil der ausgestrahlten

Leistung für den eigentlichen Zweck genutzt werden kann. Strahlung in eine Richtung, oder die Aufnahme aus unerwünschten Richtungen erhöht die gegenseitigen Störungsmöglichkeiten der Antenne. Die Richtcharakteristik gibt Auskunft über die Strahlung im Fernfeld durch folgende Beziehung:

$$|C(\vartheta, \varphi)| = \frac{|\underline{E}(\vartheta, \varphi)|}{|\underline{E}(\vartheta, \varphi)|_{\max}} \quad \text{mit} \quad 0 \leq C(\vartheta, \varphi) \leq 1$$

Richtdiagramme sind in der Regel durch mindestens eine Hauptkeule und mehrere Nebenkeulen gekennzeichnet. Jede Keule besitzt eine Nullstelle bzw. Minimum durch die sie begrenzt wird. Die Bündelung der Antennenstrahlung und somit die Richtwirkung einer Antenne, wird durch die **Halbwertsbreite** $\Delta\vartheta$ oder die **Nullwertbreite** $\Delta\vartheta_0/2$ beschrieben.

Faustformel für eine Antenne der Ausdehnung $L \gg \lambda_0$:

$$\Delta\vartheta \approx \lambda_0/L \quad \text{und} \quad \Delta\vartheta_0 \approx 2\Delta\vartheta \approx 2\lambda_0/L$$

Die Unterdrückung der Nebenkeulen (meist unerwünscht) in Relation zum Pegel der Hauptkeule wird durch die Nebenkeulendämpfung (in dB) gemessen.

Die folgenden Abbildungen zeigen den Unterschied einer logarithmischen Darstellung eines Richtdiagramms und in linearem Maßstab. Bei der logarithmischen Darstellung sind die Nebenkeulen besser erkennbar.

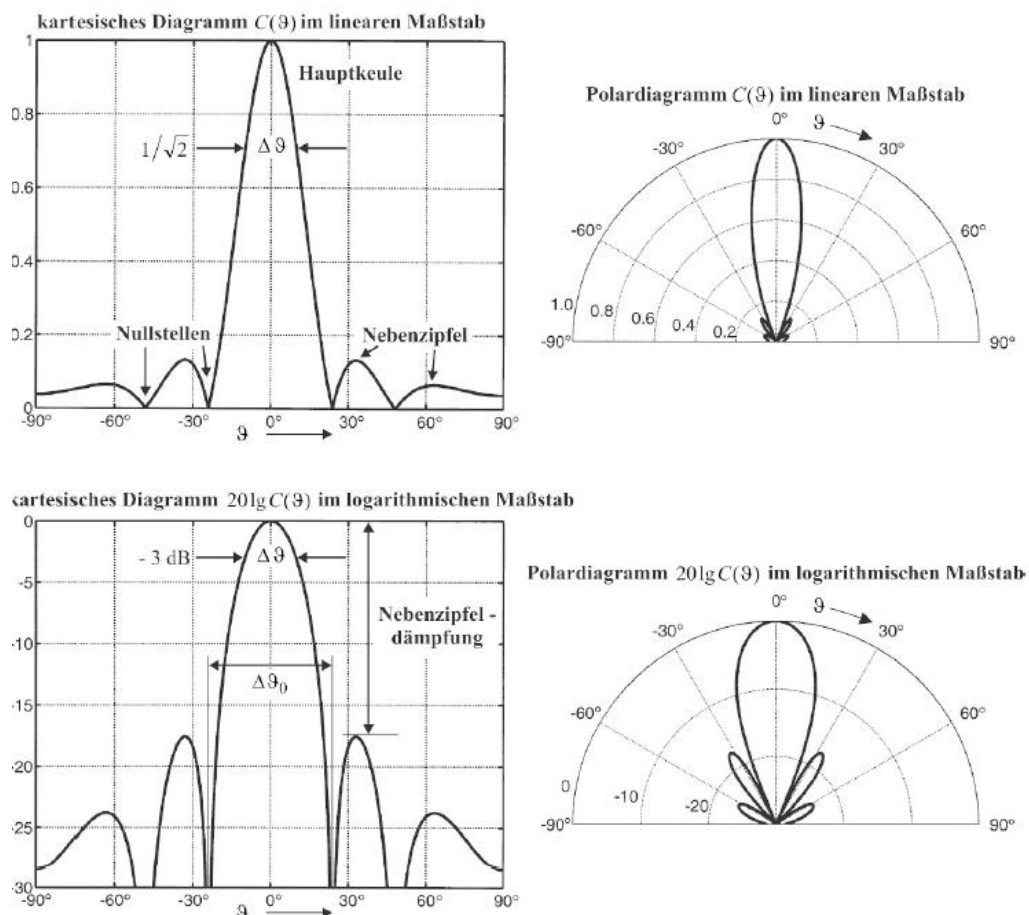


Abbildung 3: Richtdiagramm in linearem und logarithmischem Maßstab

3.3.2 Richtfaktor und Gewinn

Für die Beschreibung des Richtfaktors und Gewinns dient der isotrope Strahler als Berechnungsgröße. Nur dieser (theoretische) Strahler strahlt in alle Richtungen gleich und mit gleicher Stärke. Abhängig von den Raumrichtungen (ϑ, φ) haben reale Antennen eine unterschiedliche Strahlungsintensität. Bündelt man die Strahlungsintensität scheint eine Antenne aus Sicht des Empfängers in der Hauptstrahlrichtung mit einer Gesamtleistung zu senden. Diese ist einen Faktor größer als die tatsächlich abgestrahlte Leistung der Antenne. Das Maß um die Richtwirkung einer Antenne festzulegen ist der Richtfaktor D (Direktivität). Dieser ist folgend definiert:

$$D = \frac{\text{maximale Strahlungsdichte}}{\text{mittlere Strahlungsdichte}} = \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{\max}}{\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle}$$

Abbildung 4 zeigt die Verteilung der Strahlungsdichte einer realen Antenne und eines isotropen Strahlers:

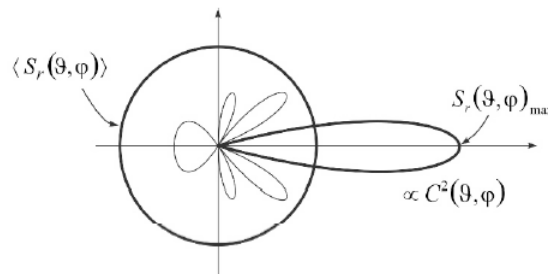


Abbildung 4: Strahlungsdichte einer realen Antenne und eines isotropen Strahlers

Mit der Strahlungsleistung P_S gilt:

$$\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle = \frac{P_S}{4 \pi r^2} \quad (\text{dies entspricht der Strahlungsdichte eines isotropen Strahlers})$$

und daraus ergibt sich die Definition des Richtfaktors D – der somit angibt, um wie viel stärker eine reale Antenne in die Hauptrichtung abstrahlt als der Kugelstrahler mit gleicher Strahlungsleistung P_S .

$$D = \frac{\text{maximale Strahlungsdichte der Antenne}}{\text{Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers}} = 4 \pi r^2 \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{\max}}{P_S} .$$

Die Summe aus abgestrahlter Leistung P_S und der Verlustleistung P_V ergibt die Antenneneingangsleistung, die bei idealer Anpassung zur Generatorleistung wird ($P_G = P_S + P_V$).

Der Gewinn einer Antenne wird über den Antennenwirkungsgrad definiert. In den Antennenwirkungsgrad fließen Verluste durch endliche Leitfähigkeit der Leiter oder durch Absorption mit ein. Beim Antennengewinn vergleicht man die maximale Strahlungsdichte einer Antenne mit der Strahlungsdichte des verlustfreien isotropen Strahlers bei gleicher Generatorleistung P_G .

Bei verlustfreien Antennen ($\eta=1$) stimmen Gewinn und Richtfaktor überein. Somit gilt $G=D$. Der Antennengewinn wird meist im logarithmischen Maßstab angegeben und auf den isotropen Strahler bezogen (dBi)

$$g = 10 \lg G \text{ dBi} .$$

In diesem Zusammenhang und mit Bezug auf den Kugelstrahler wird eine wichtige Größe verwendet. Die sogenannte EIRP (equivalent isotropically radiated power) GP_G wird üblicherweise logarithmisch auf 1 Watt bezogen und findet in folgender Formel ihren Ausdruck:

$$eirp = 10 \lg \frac{EIRP}{1 \text{ W}} \text{ dBW} = 10 \lg \frac{GP_G}{1 \text{ W}} \text{ dBW} .$$

3.3.3 Äquivalenter Raumwinkel

Der äquivalente Raumwinkel Ω einer Antenne ist eng mit dem Richtfaktor verknüpft. Aus dem Richtfaktor und der gesamten Strahlungsleistung kann man den äquivalenten Raumwinkel folgend berechnen, der denjenigen Raumwinkel darstellt, in den eine Antenne ihre gesamte Strahlungsleistung abgeben würde, wenn in ihm die größte Strahlungsdichte der Hauptkeule gleichmäßig vorhanden wäre und außerhalb keine. Man kann sich den äquivalenten Raumwinkel als ein Maß für die Bündelung der Antennenstrahlung vorstellen. Ein isotroper Strahler mit $C=1$ sieht den vollen Raum und daher einen Raumwinkel $\Omega = 4\pi$. Dieser wird in Steradian ($\text{sr}=\text{rad}^2$) gemessen.

$$\Omega = \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\vartheta=0}^{\pi} C^2(\vartheta, \varphi) \sin \vartheta d\vartheta d\varphi \leq 4\pi$$

Mit dem äquivalenten Raumwinkel kann der Richtfaktor der Antenne folgend definiert werden:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} .$$

3.3.4 Antennenwirkfläche

Die Antennenwirkfläche A_w beschreibt die Empfangseigenschaften einer Antenne. Eine Empfangsantenne entzieht einer einfallenden Welle einen Leistungsbetrag, der an einen nachgeschalteten Empfänger weitergegeben wird. Für eine möglichst große Empfangsleistung muss die einfallende Welle richtig polarisiert sein. Die Antenne muss sozusagen optimal orientiert und angepasst sein.

3.3.5 Polarisation

Um Polarisation einer Antenne gut zu beschreiben, kann man dies am besten an einem Kreuzdipol veranschaulichen, dessen horizontaler und vertikaler Ast unabhängig voneinander angeregt werden.

Wird amplitudengleich aber um $\varphi=\pi/2$ phasenverschoben eingespeist, so wird entlang der z-Achse der Antenne Zirkularpolarisation erzeugt. Die folgende Abbildung zeigt die zwei entgegengesetzt gerichteten Hauptkeulen, sowie die Welle, die sich in die positive z-Richtung ausbreitet (-). Diese ist rechtsdrehend polarisiert (RHC), während die sich in die negative z-Richtung ausbreitende Welle (+) linksdrehend polarisiert (LHC) ist.

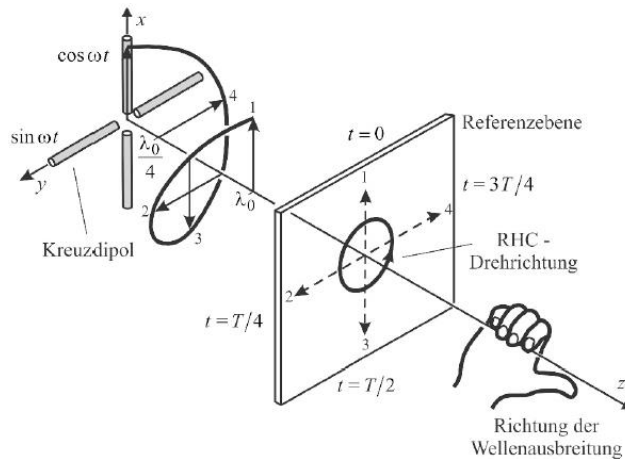


Abbildung 5: Kreuzdipol mit Zirkularpolarisation (Rechts und Links)

Wenn eine Empfangsantenne möglichst viel Energie aus dem Strahlungsfeld aufnehmen soll, muss die Polarisation der Antenne mit der des Feldes übereinstimmen. Soll z.B. eine ideal rechtszirkular polarisierte Welle aufgenommen werden, so kann man in Abhängigkeit vom Achsenverhältnis AR der Polarisationsellipse der Antenne einen Polarisationswirkungsgrad definieren, der wie folgt beschrieben ist:

$$\eta_P = \left| \frac{\mathbf{e}_x - j \mathbf{e}_y}{\sqrt{2}} \cdot \left(\frac{AR \mathbf{e}_x - j \mathbf{e}_y}{\sqrt{AR^2 + 1}} \right)^* \right|^2 = \frac{(AR+1)^2}{2(AR^2+1)} = \frac{1}{2} + \frac{AR}{AR^2+1}$$

Bei optimaler Anpassung ($AR = 1$) wird auch $\eta_P = 1$. Eine linear polarisierte Empfangsantenne mit $AR = \infty$ oder $AR = 0$ nur ein $\eta_P = \frac{1}{2}$ aufweist. Dies führt dann aufgrund der Bedingung $10 \lg \eta_P = -3\text{dB}$ zu einem Pegelverlust von 3 dB.

Die folgende Tabelle zeigt den unterschiedlichen Einfluss der Polarisation zwischen Antenne und Feld.

Dämpfungswerte in dB		Feldpolarisation			
		vertikal $\mathbf{e}_x$	horizontal $\mathbf{e}_y$	rechtszirkular $\frac{\mathbf{e}_x - j \mathbf{e}_y}{\sqrt{2}}$	linkszirkular $\frac{\mathbf{e}_x + j \mathbf{e}_y}{\sqrt{2}}$
Antennen- polarisation	vertikal $\mathbf{e}_x$	0	∞	3	3
	horizontal $\mathbf{e}_y$	∞	0	3	3
	rechts- zirkular $\frac{\mathbf{e}_x - j \mathbf{e}_y}{\sqrt{2}}$	3	3	0	∞
	links- zirkular $\frac{\mathbf{e}_x + j \mathbf{e}_y}{\sqrt{2}}$	3	3	∞	0

Abbildung 6: Dämpfungswerte bei unterschiedlicher Polarisation

3.4 Feldbereiche

Die elektromagnetischen Felder verhalten sich je nach Abstand zur Strahlungsquelle unterschiedlich. Daher wird der Raum um die Antenne in der Regel in drei Bereiche unterteilt.

3.4.1 Reaktives Nahfeld

Der Nahfeldbereich ist der der Antenne am nächsten liegende Bereich, in dem die Felder überwiegend reaktiv sind. Eine Abschätzung für die äußere Begrenzung dieses Bereichs wird im Folgenden gegeben.

$$R < 0.62 \sqrt{D^3/\lambda}$$

Dabei ist λ die Wellenlänge und D die größte physikalische Abmessung der Antenne. Bei Resonanzantennen, wie z. B. Dipolantennen, liegt die äußere Grenze des Nahfeldes bei etwa $\lambda/4,5$.

3.4.2 Fresnel-Bereich

Dies ist ein Bereich zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeldbereich. Die innere Begrenzung dieses Bereichs ist die äußere Begrenzung des Nahfeldbereichs. Die äußere Begrenzung des Fresnel-Bereichs wird wie folgt geschätzt:

$$R < 2 D^2/\lambda$$

3.4.3 Fernfeldbereich

Die Winkelverteilung der elektromagnetischen Felder ist in diesem Bereich unabhängig von der Entfernung zur Strahlungsquelle. In den meisten Fällen ist das Fernfeld der Bereich, der von Interesse ist, und Antennenleistungsparameter wie das Strahlungsdiagramm werden für diesen Bereich diskutiert. Abbildung 7 veranschaulicht die verschiedenen Bereiche des Raums für eine strahlende Antenne.

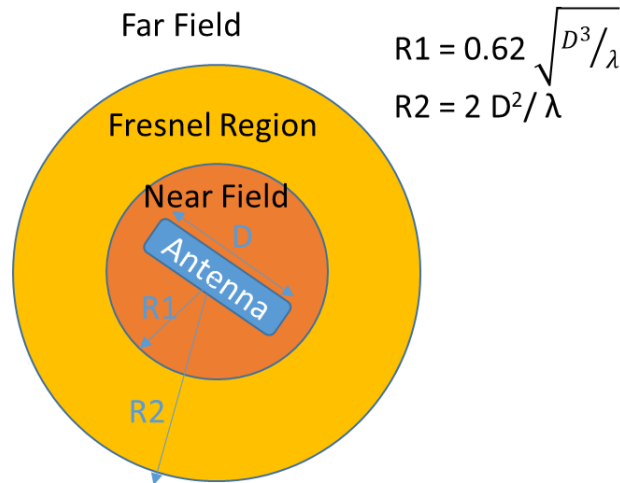


Abbildung 7: Strahlungszonen einer Antenne

3.5 Leistungsdichte der Strahlung

Die Sendeleistung ist eine Funktion der elektromagnetischen Felder. Der nachstehend definierte Poynting-Vektor ist ein Parameter, der die abgestrahlte Leistung quantifiziert.

$$\mathbf{W}(t) = \mathbf{E}(t) \times \mathbf{H}(t)$$

Dabei ist $\mathbf{W}(t)$ der momentane Poynting-Vektor (W/m²), $\mathbf{E}(t)$ ist die momentane elektrische Feldstärke (V/m) und $\mathbf{H}(t)$ ist die momentane magnetische Feldstärke (A/m). Die Richtung des Poynting-Vektors ist in der Regel senkrecht zur Oberfläche einer imaginären Kugel in jedem Bereich des Fernfeldes. Die Instantleistung wird durch Integration über die gesamte Oberfläche der Kugel berechnet:

$$P(t) = \oint_S \mathbf{W} \cdot \hat{n} \, ds$$

Dabei ist P die momentane Leistung (W), $\hat{n}$ der Einheitsvektor normal zur Oberfläche und ds die infinitesimale Fläche der geschlossenen Oberfläche (m²).

Im Frequenzbereich ist der mittlere Richtungsvektor wie folgt definiert:

$$\mathbf{W}_{\text{ave}}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (\text{W/m}^2)$$

$\mathbf{E}$ und $\mathbf{H}$ sind die Spitzenwerte der elektrischen und magnetischen Felder.

3.6 Strahlungsintensität

Die Strahlungsintensität ist definiert als die von einer Antenne abgestrahlte Leistung pro Raumwinkeleinheit in einer bestimmten Richtung. Die Strahlungsintensität lässt sich durch Multiplikation der Strahlungsdichte mit dem Quadrat des Abstands ermitteln.

$$U = r^2 W_{\text{ave}} \quad (\text{W/ unit solid angle})$$

Mit der Strahlungsintensität als bekanntem Parameter lässt sich die Gesamtleistung wie folgt berechnen:

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta \, d\theta \, d\varphi$$

3.7 Richtwirkung

Antennen strahlen elektromagnetische Wellen oft effektiver in bestimmte Richtungen ab als in andere. Dieses Verhalten wird als Richtcharakteristik bezeichnet. Die Richtwirkung einer Antenne ist definiert als das Verhältnis zwischen der Strahlungsintensität in einer bestimmten Richtung und dem Durchschnittswert der Strahlungsintensität in allen Richtungen. Da die durchschnittliche Strahlungsintensität gleich der gesamten übertragenen Leistung geteilt durch 4π ist, kann die Richtwirkung wie folgt ausgedrückt werden:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}}$$

Wenn die Richtung nicht angegeben ist, bezieht sich die Richtwirkung auf jene, die der Richtung entspricht, in der die maximale Strahlungsintensität liegt.

$$D_{\text{max}} = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_{\text{rad}}}$$

Für eine isotrope Quelle ist die Richtwirkung gleich 1. Die Richtcharakteristik gibt also die Charakteristik einer Antenne im Vergleich zu einer isotropen Quelle an. Es gibt einige einfachere Ansätze zur Berechnung der Richtwirkung. Bei Antennen mit einer Hauptkeule und anderen vernachlässigbaren Nebenkeulen ist der Raumwinkel ungefähr gleich dem Produkt aus der Halbwertsbreite des Strahls (HPBW) in senkrechten Ebenen. In diesem Fall wird die Richtwirkung wie folgt ausgedrückt:

$$D_{\text{max}} = \frac{4\pi}{\varphi_1 \varphi_2}$$

Dabei sind φ_1 und φ_2 die HPBW in zwei senkrecht zueinander verlaufenden Ebenen. Bei einer Antenne mit einer Keulbreite von $\pi/6$ in der Azimut- und $\pi/6$ in der Elevationsebene beträgt die Richtwirkung beispielsweise $144/\pi$.

3.8 Gewinn

Der Gewinn ist ein Leistungsparameter, der den Wirkungsgrad und die Richtcharakteristik der Antenne angibt.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U}{P_{in}}$$

Wenn die Richtung nicht angegeben ist, bezieht sich der Gewinn auf jenen, der der Richtung entspricht, in der die maximale Strahlungsintensität liegt. Der Wirkungsgrad ist definiert als:

$$e_{cd} = P_{rad}/P_{in}$$

Daraus folgt,

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi)$$

Mit anderen Worten, ein Teil der Eingangsleistung geht aufgrund des ohmschen Verlusts und der Fehlanpassung am Antennenanschluss verloren. Die verbleibende Leistung wird abgestrahlt, P_{rad} . In ähnlicher Weise ist der Höchstwert des Gewinns mit dem Höchstwert der Richtwirkung verbunden.

$$G_{max} = e_{cd} D_{max}$$

3.9 Halbwertsbreite der Leistung

Die Halbwertsbreite des Strahls ist definiert als der Winkel zwischen zwei Richtungen, in dem die Strahlungsintensität die Hälfte des Maximalwerts des Strahls beträgt (siehe Abbildung 8).

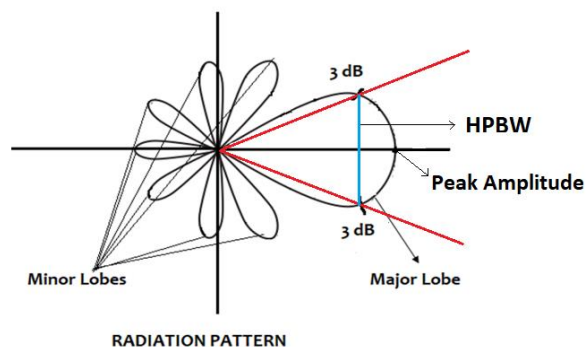


Abbildung 8: Halbwertsbreite [3]

3.10 Eingangsimpedanz

Die Antennenimpedanz ist definiert als die Impedanz an ihrem Eingangsanschluss. Die Antennenimpedanz wird normalerweise durch komplexe Zahlen dargestellt.

$$Z_A = R_A + jX_A$$

Der Widerstandsteil besteht aus zwei Komponenten:

$$R_A = R_r + R_L$$

R_L steht für den ohmschen Verlust der Antenne und R_r für den Strahlungswiderstand. Mit anderen Worten, die in den Raum abgestrahlte Leistung wird über R_r modelliert. In Abbildung 9 wird eine Sendeantenne durch eine elektrische Schaltung modelliert.

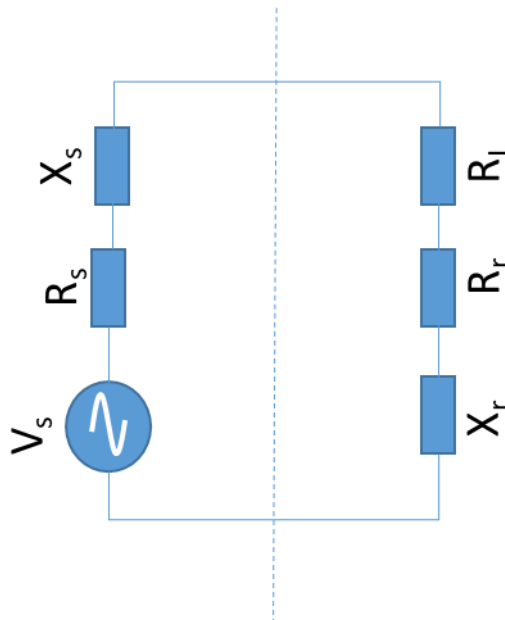


Abbildung 9: Ersatzschaltbild einer Sendeantenne

Der Imaginärteil der Eingangsimpedanz, X_r , modelliert die im Nahfeldbereich der Antenne gespeicherte Blindenergie. Nehmen wir an, der Pin ist die Leistung, die die Quelle an eine angepasste Impedanz abgeben kann. In diesem Fall ist der Reflexionskoeffizient definiert als die Amplitude der in die Quelle reflektierten Spannung geteilt durch die Eingangsspannung. Der Reflexionskoeffizient kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_S}{Z_A + Z_S}$$

Das Stehwellenverhältnis der Spannung wird wie folgt hergeleitet:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

4. SOTA - Konsolidierung

4.1 GNSS Antennen Typen

Das Strahlungsdiagramm einer GNSS-Antenne ist ein entscheidender Faktor für die Qualität des empfangenen Signals. Idealerweise hat die GNSS-Antenne einen hohen Gewinn bei hohen Elevationswinkeln und einen niedrigen Gewinn bei niedrigen Elevationswinkeln, um unerwünschte Signale herauszufiltern. Außerdem senden die Satelliten Signale mit rechtsseitiger zirkularer Polarisierung (RHCP) aus. Daher muss eine GNSS-Antenne eine RHCP-Polarisation aufweisen. Ein weiteres wichtiges Merkmal der GNSS-Antenne ist die Stabilität des Phasenzentrums. Das Phasenzentrum der Antenne ist der Ort, an dem die Satellitensignale abgegriffen werden. Da die Signale die Antenne von verschiedenen Satelliten (verschiedenen Winkeln) erreichen, sollte die Antenne ein stabiles Phasenzentrum bei verschiedenen Winkeln haben, um eine genaue Positionsbestimmung zu ermöglichen. Die folgenden Antennentypen werden aufgrund dieser Anforderungen häufig in GNSS-Systemen verwendet.

4.1.1 Microstrip-Patch-Antenne

Wie in Abbildung 10 dargestellt, besteht eine Mikrostreifenantenne aus einem Metallstück (Patch) auf einem dielektrischen Substrat, hinter dem sich die Grundplatte befindet. Der Patch, der in der Regel aus Kupfer besteht, kann in verschiedenen geometrischen Formen gestaltet werden.

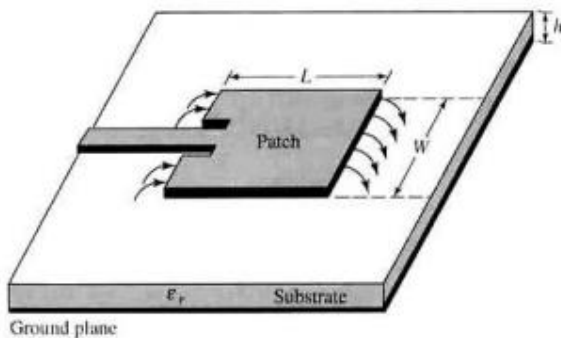


Abbildung 10: Aufbau einer Microstrip-Antenne [3]

Die Patch-Antenne ist leicht und kann einfach hergestellt werden. Daher ist sie kostengünstig zu bauen und lässt sich ideal mit anderen HF-Komponenten integrieren. Zum Beispiel kann ein Phasenschieber auf der Übertragungsleitung leicht implementiert werden, um zirkulare Polarisation zu unterstützen (siehe Abbildung 11).

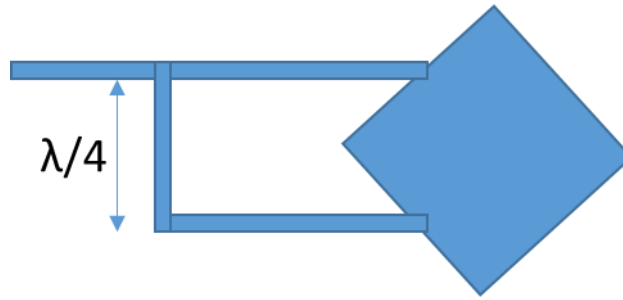
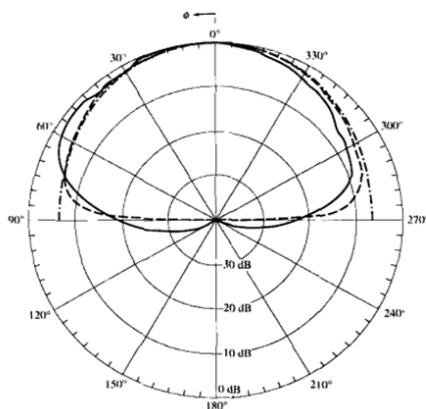


Abbildung 11: Einspeisung mit zirkularer Polarisation

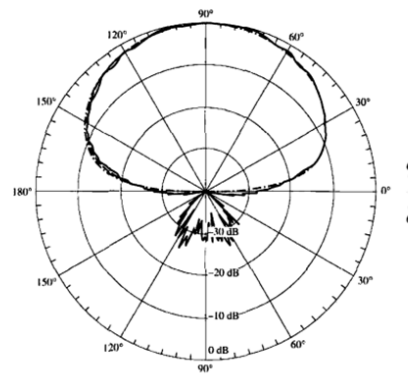
Die Länge L (siehe Abbildung 10) bestimmt die Betriebsfrequenz der Antenne.

$$f_c = \frac{c}{2 L \sqrt{\epsilon_r}}$$

Dabei ist ϵ_r die relative Permittivität des Substratmaterials. Diese Formel zeigt, dass ein Material mit hoher Dielektrizitätskonstante die Größe der Antenne verringern kann. Die Breite der Patch-Antenne (W) definiert die Impedanz der Antenne. Abbildung 12 zeigt das Pattern einer Patch-Antenne in der E-Ebene ($\theta = 90^\circ$) und der H-Ebene ($\theta = 0^\circ$):



a) $\theta = 90$



b) $\phi = 0$

Abbildung 12: Patch-Antennen Pattern in der E- und H-Ebene [3]

Die Richtwirkung der Patch-Antenne beträgt etwa 6-7 dB. Wenn sie richtig gespeist wird, unterstützt sie problemlos die RHCP-Polarisation. Die Bandbreite der Patch-Antenne ist relativ gering und liegt bei 3 % der Mittenfrequenz. Eine Patch-Antenne, die für den Betrieb im L1-Band (1.575,42 MHz) ausgelegt ist, hat zum Beispiel eine Bandbreite von etwa 50 MHz.

4.1.2 Turnstile-Antenne bzw. Kreuz-Dipol

Eine Turnstile- oder Kreuzdipolantenne besteht aus zwei rechtwinklig zueinander angeordneten Dipolen. Zwei Dipole werden mit einem 90-Grad-Phasenschieber gespeist, um die RHCP-Polarisation zu realisieren. Abbildung 1 10 zeigt den Aufbau einer Turnstile-Antenne.

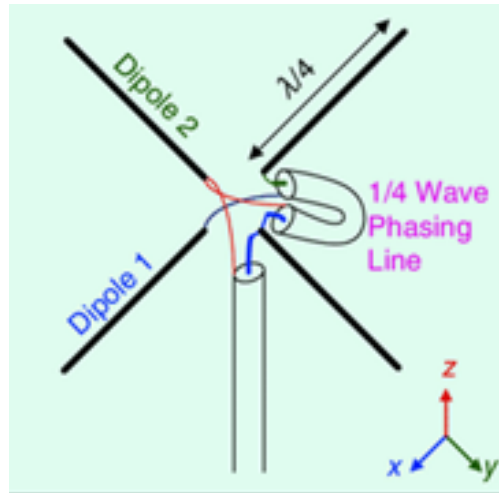


Abbildung 13: Struktur eines Kreuzdipols [4]

Die Antenne kann im Allgemeinen in zwei Hauptbetriebsarten arbeiten: lineare und zirkulare Polarisation. Für die GNSS-Anwendung ist die zirkular polarisierte Betriebsart von Interesse. Das Strahlungsdiagramm des Kreuzdipols ist in dargestellt.

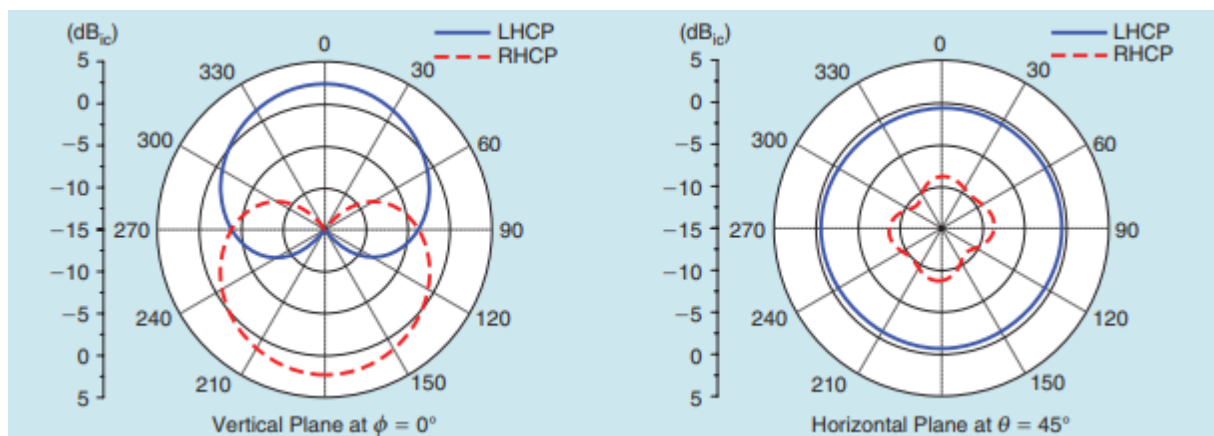


Abbildung 14: Kreuzdipol Pattern in zwei Ebenen [4]

Der Gewinn dieser Antenne beträgt etwa 2 dB. Die Bandbreite des Kreuzdipols kann bis zu 10 % der Mittenfrequenz verbessert werden, hauptsächlich durch die Verwendung dickerer Dipole. Wie in Abbildung 14 zu sehen ist, ist die Keule breiter als bei einer Mikrostreifenantenne. In jüngster Zeit wurden verschiedene Designs für Turnstile-Antennen eingeführt, um den Dual-Band-Betrieb zu unterstützen und die Antennengröße zu miniaturisieren [2]. Im Allgemeinen sind sie größer als

Microstrip-Patch-Antennen, und folglich ist die Stabilität des Phasenzentrums über verschiedene Winkel geringer.

4.1.3 Helix-Antenne

Helix-Antennen gehören zu einer Kategorie von Antennen, die als drahtgebundene Antennen bezeichnet werden. Eine Helix-Antenne kann als ein Stapel von Schleifenantennen interpretiert werden; siehe Abbildung 15. In den meisten Fällen wird eine Grundplatte unter der Helix-Antenne verwendet.

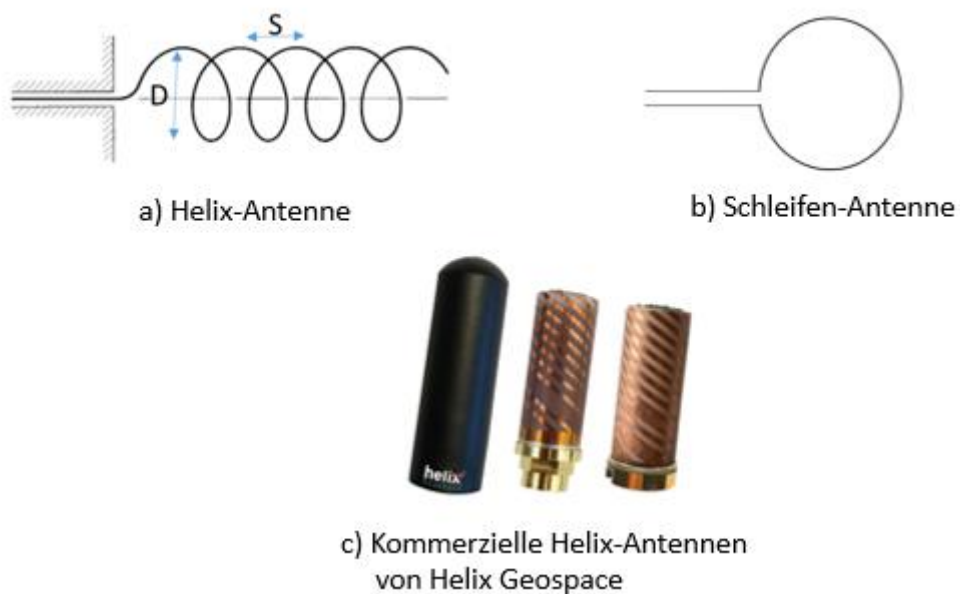


Abbildung 15: Helix- und Schleifen-Antenne Quelle: a) und b) [3] c) [5]

Die Helix-Antenne hat zwei Hauptbetriebsarten: normal und axial. In der normalen Betriebsart sieht das Antennendiagramm wie eine Gruppe von vertikal angeordneten Dipolen aus. In dieser Betriebsart ist die Antenne linear polarisiert. In der axialen Betriebsart hingegen unterstützt die Antenne die zirkulare Polarisierung. Der Wirkungsgrad der Antenne ist in dieser Betriebsart ebenfalls wesentlich höher. Das Pattern der Helix-Antenne für diese beiden Betriebsarten ist in Abbildung 16 dargestellt.

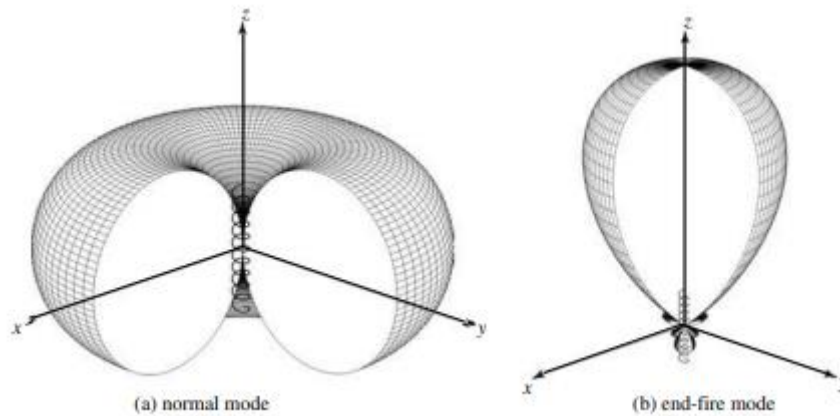


Abbildung 16: Helix-Antennenpattern für a) normal Modus und b) End-Fire-Modus [3]

Im axialen Modus gibt es nur eine Hauptkeule, und ihr Maximum liegt entlang der Achse der Helix. Um eine zirkulare Polarisation zu erreichen, sollten die folgenden Kriterien eingehalten werden. Das Verhältnis $\pi D/\lambda$ sollte nahe bei eins liegen, und das Verhältnis S sollte nahe bei $\lambda/4$ liegen. Die Richtwirkung dieser Antenne hängt von der Anzahl der Windungen in der Helix ab. Ein typischer Verstärkungswert für fünf Windungen beträgt etwa 12 dB. Im Vergleich zu Patch- und Turnstile-Antennen hat die Helix eine größere Bandbreite. Das Achsenverhältnis ist höher als bei der typischen Patch-Antenne. Die Polarisation ist tendenziell eher elliptisch. Die Antennengröße ist in der Regel viel größer als die einer Patch-Antenne. Daher wird erwartet, dass die Variation des Phasenzentrums größer ist. Da das Muster im End-Fire-Modus sehr direktiv sein kann, ist ein möglicher Anwendungsfall bei Verwendung als Einzelelement in den Szenarien, in denen Mehrwegeeffekte ein Problem für eine typische kommerzielle Antenne darstellen.

4.1.4 Choke-ring Antenne

Diese Antenne besteht aus einem zentralen Empfangsteil und konzentrischen Ringen, die Mehrwegesignale aus niedrigen Elevationswinkeln entfernen. Die Stabilität des Phasenzentrums und der geringe Elevationsgewinn sind die beiden Hauptmerkmale dieses Antennentyps, was ihn zu einem potenziellen Kandidaten für GNSS-Anwendungen macht. Aufgrund ihrer Größe sind sie jedoch für Anwendungen, bei denen die Integrität wichtig ist, weniger geeignet. Abbildung 17 zeigt ein Beispiel für diese Art von Antenne.



Abbildung 17: Choke-ring Antenne (Talysman)

Abbildung 17Abbildung 19 zeigt ein typisches Muster einer Choke-Ring-Antenne. Der Gewinn beträgt etwa 4 - 6 dB. Die Bandbreite ist höher als die einer Microstrip-Patch-Antenne.

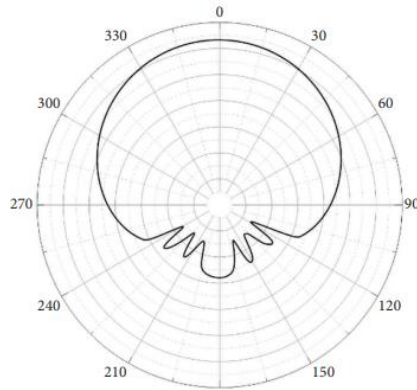


Abbildung 18: Pattern einer Choke-Ring-Antenne [6]

4.1.5 Reflektor Antenne

Reflektor Antennen sind Elemente mit hohem Gewinn und hoher Richtwirkung, die hauptsächlich für Anwendungen in der Weltraumforschung entwickelt wurden. Ein weit verbreiteter Typ von Reflektor Antennen ist der Parabolreflektor, der in Abbildung 19 dargestellt ist. Allerdings ist die Antenne relativ groß, so dass die Herstellung die größte Herausforderung bei der Entwicklung dieser Antennen darstellt. Der Gewinn einiger der realisierten großen Parabolantennen erreicht bis zu 80 dB [3].

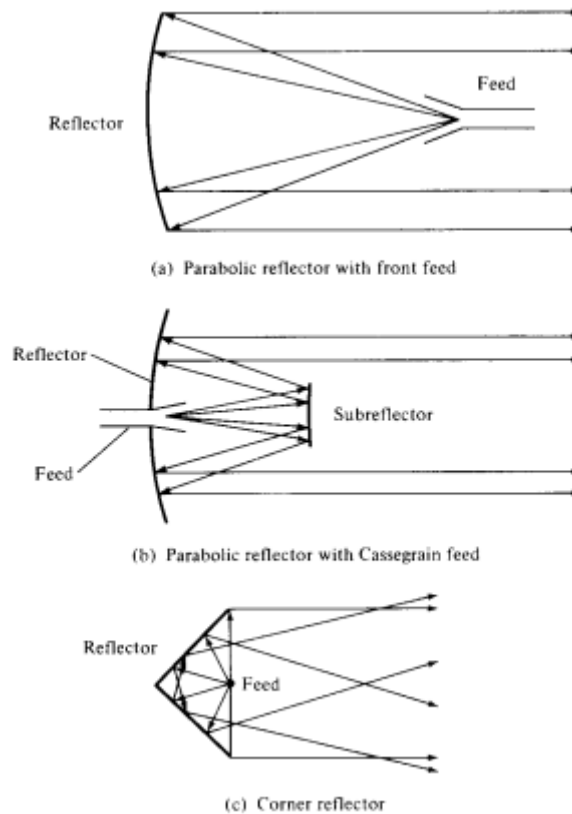


Abbildung 19: Typen von Reflektor Antennen [3]

Die Antenne hat einen sehr schmalen Strahl, so dass der Einsatz der Reflektor Antenne in einer Antennengruppe selten ist. Die Möglichkeit der mechanischen Drehung macht diese Antenne jedoch zu einem potenziellen Kandidaten für Peilanwendungen.

4.1.6 Dielektrische Linsenantenne

Linsen werden in erster Linie eingesetzt, um Energie zu sammeln, die aus verschiedenen Richtungen abgestrahlt wird. Die Idee ist, die geometrische Dimension des Materials so zu gestalten, dass die einfallenden Wellen zu einer ebenen Welle geführt werden. Wie die Reflektor Antenne bietet auch die Linsenantenne eine hohe Richtwirkung und einen hohen Gewinn. Die dielektrischen Linsen können als Teil einer Antenne oder eines Arrays verwendet werden, um das Richtdiagramm zu verbessern. Abbildung 20 zeigt zum Beispiel das Strahlungsdiagramm einer Micro-Strip-Array-Antenne mit einer dielektrischen Linse als Superstrat [7].

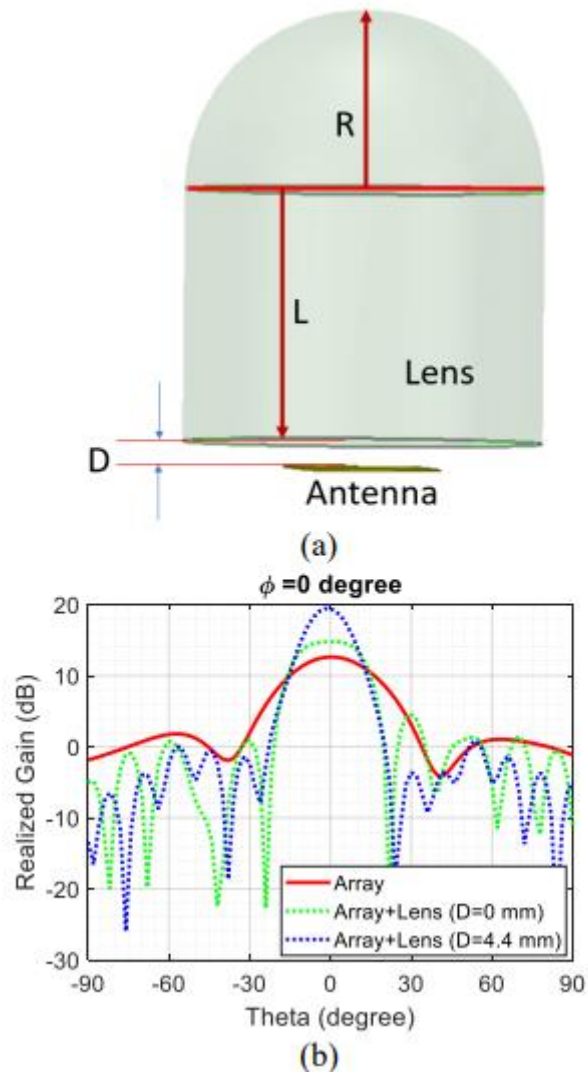


Abbildung 20: Microstrip Array mit Lens Superstrate [7]

4.1.7 Hornantenne

Eine Hornantenne ist eine Richtantenne, die häufig in Mikrowellen- und Hochfrequenzanwendungen eingesetzt wird. Abbildung 21 zeigt die Struktur der Hornantenne.

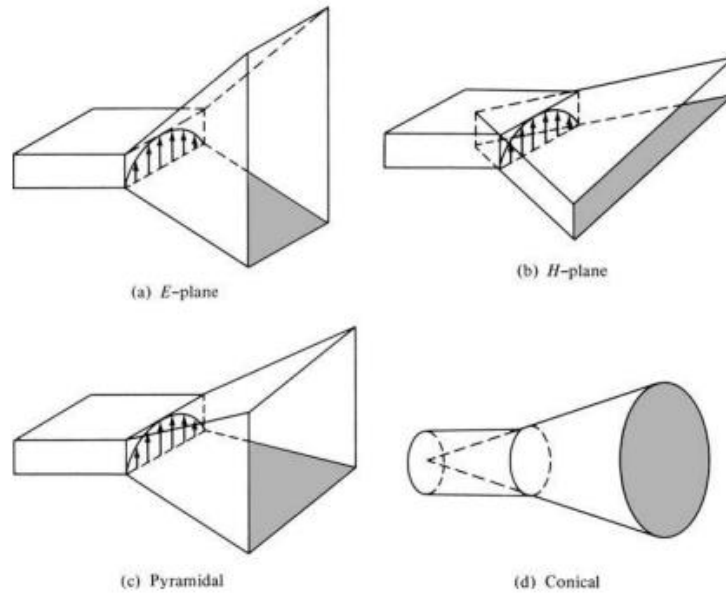


Abbildung 21: Verschiedene Arten von Hornantennen [3]

Einer der Hauptvorteile einer Hornantenne ist ihre hohe Richtwirkung, die es ihr ermöglicht, Energie in einem schmalen Strahl mit minimalen Störungen durch andere Quellen zu bündeln. Das Strahlungsdiagramm einer Hornantenne hängt stark vom Öffnungswinkel und der Länge des Horns ab. Im Allgemeinen erzeugt ein kürzeres Horn ein breiteres Strahlungsdiagramm, während ein längeres Horn ein schmaleres Diagramm erzeugt. Ein typischer Verstärkungswert für eine Hornantenne liegt bei etwa 20 dB, was eine erhebliche Verbesserung der Signalstärke gegenüber einem isotropen Strahler darstellt. Ein typisches Pattern einer Hornantenne ist in Abbildung 22 dargestellt.

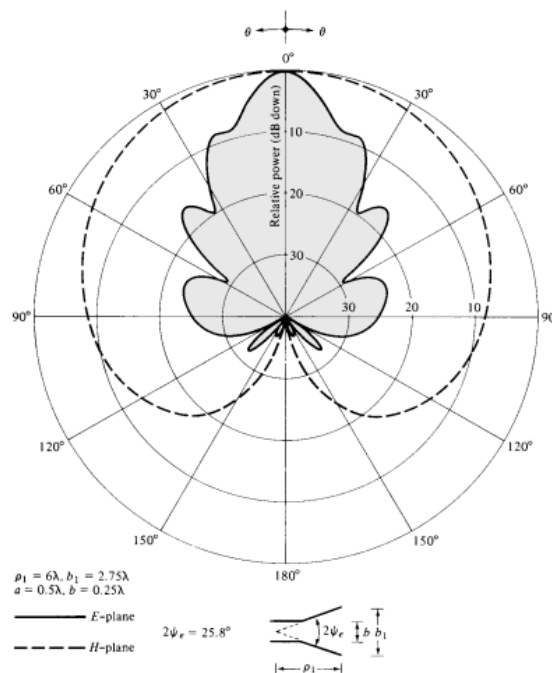


Abbildung 22: E- und H- Ebenen Diagramm einer sektoralen Hornantenne [3]

Ein weiterer Vorteil einer Hornantenne ist, dass sie eine Breitbandantenne ist. Dadurch ist die Antenne geeignet, die Richtung von Breitbandsignalen abzuschätzen.

4.2 Leistungsvergleiche

In der folgenden Tabelle werden die oben genannten Antennen anhand ihrer Leistungsparameter verglichen.

Tabelle 3: Leistungsparameter verschiedener GNSS-Antennen

	Patch	Turnstile	Helix	Choke-Ring	Lens antenna	Reflector antenna	Horn
Strahlbreite	moderat	breit	schmal	moderat	sehr schmal	sehr schmal	schmal
Größe	schmal	groß	groß	groß	groß	groß	groß
Anordnung	leicht	mittel	schwer	schwer	sehr schwer	sehr schwer	sehr schwer
Direktivität	moderat	klein	groß	moderat	sehr groß	sehr groß	sehr groß
Variation des Phasenzentrums	gut	schlecht	moderat	gut	schlecht	schlecht	schlecht
Achsenverhältnis	moderat	moderat	gut	gut	-	-	-
Bandbreite	schmal	mittel	hoch	mittel	mittel	mittel	hoch

4.3 Kommerzielle Antennensysteme

In den letzten Jahren haben Antennengruppen bei GNSS-Anwendungen viel Aufmerksamkeit auf sich gezogen. Dies ist auf die Fähigkeit zurückzuführen, das Strahlungsdiagramm der Antenne zu steuern, was die Möglichkeit bietet, sowohl unerwünschte Signale wie Interferenzen auszublenden als auch den Gewinn in Richtung der gewünschten Signale zu erhöhen. Die Arrays können auch verwendet werden, um die Ankunftsrichtung von gewünschten Signalen zu schätzen. Der Entwurf basiert auf der Analyse von Antennengruppen. Das Antennen-Array besteht aus mehreren Antennen, die wie eine einzige Antenne wirken. Je größer die Anzahl der Antennenelemente ist, desto effizienter kann das gewünschte Muster geformt werden. Dies ist vergleichbar mit dem Entwurf eines FIR-Filters mit einer begrenzten Anzahl von Schnittstellen. Die größere Anzahl von Schnittstellen führt zu einem viel genaueren Filterentwurf. Die Ausrichtung der Antennen und der Abstand zwischen den Elementen sind weitere Parameter des Entwurfs. Bei einigen Anwendungen besteht das Ziel darin, Störungen zu unterdrücken. Das bedeutet, dass das Array so ausgelegt ist, dass der Antennengewinn in Richtung des unerwünschten Signals null ist (Null-Steering).

4.3.1 Orolia

Ein Beispiel für eine kostengünstige Anti-Störungs-Antenne für die E1/L1-Bänder ist das Orolia-Modell 8230AJ mit 15 dB oder mehr Unterdrückung bei < 30 Grad Elevation (siehe Abbildung 23).



Abbildung 23: OROLIA kostengünstige Anti-Jam Antenne; Quelle: orolia.com

4.3.2 Tallysman

Die Tallysman HC882 Triple-Band-Antenne ist ein präzisionsabgestimmtes Helix-Element mit einem integrierten verlustarmen Vorfilter, das vor harmonischen Störungen durch Interferenzsignale mit hoher Amplitude schützt. Die Frequenzabdeckung ist L1/L2/G1/G2/G3/E1/E5b/B1/B2 + L-Band-Korrekturdienste. Zu den Anwendungen gehören Präzisions-GPS-Positionierung, RTK-Empfänger mit zwei Frequenzen und missionskritische Zeitmessungsanwendungen. Abbildung 24 zeigt das Antennengehäuse und die wichtigsten technischen Daten.

Low Noise Amplifier (LNA) (Measured a Vcc = 3V, Temperature=25°C) Frequency Bandwidth ... 1525-1606 MHz , 1189-1254 MHz Architecture Pre-filtered Out-of-Band Rejection ... Upper Band: < 1400 MHz > 36 dB < 1450 MHz > 44 dB > 1700 MHz > 28 dB Lower Band: < 1000 MHz > 63 dB < 1100 MHz > 38 dB < 1130 MHz > 30 dB Gain 28 dB typ. or 35 dB typ. Noise Figure 1.6 dB typ. VSWR <1.5:1 typ. 1.8:1 max. Supply Voltage Range +2.2 to 16 VDC Supply Current 15 mA typ. or 21 mA typ. at 25°C. ESD Circuit Protection ... 15 kV air discharge EMI Immunity 50 V/m, excepting L1+/-100 MHz and L2 +/- 100 MHz	A black, cylindrical antenna with a slightly flared top and bottom, mounted on a small base.
Abbildung 24: Tallysman HC882tTriple band GNSS Helix Antenne mit störungsunterdrückendem, verlustarmem Vorfilter; Quelle: Tallysmann	

4.3.3 Novatel

Moderne Empfänger können das Empfangsmuster der Antenne dynamisch ändern, indem sie eine oder mehrere Richtungen von Störquellen ausblenden, die vom Empfänger erkannt werden. Ein Beispiel für eine solche Antenne ist die Novatel GAJT-700 ML (maritime Version), die über sieben Antennenelemente verfügt und in der Lage ist, bis zu sechs Störsignalrichtungen in den Bändern L1 und L2 mit einer typischen Unterdrückung von 40 dB zu unterdrücken, während die LNA-Verstärkung 40 dB (typisch) beträgt.

PERFORMANCE GNSS (GPS) Signals Center frequency L11575.42 MHz L21227.6 MHz Controlled Reception Pattern Antenna (CRPA) Number of elements7 Bandwidth±11 MHz (centered on L1 and L2) Noise figure3 dB LNA gain30 dB VSWR≤2.0:1 RF output50 Ω TNC INTERFERENCE REJECTION Simultaneous L1 and L2 Interference suppression40 dB (typical) Number of simultaneous nulling directions6	GAJT-710MS 	
Abbildung 25:Novatel/QinetiQ/Veripos L1/L2-Beamforming Antenne GAJT-710 ML, links: Leistungsdaten, Mitte: Antenneneinheit, rechts: beamformende CRPA (GAJT-700); Quellen: veripos.com, lunitek.it		

4.3.4 Fraunhofer

Die Antennengruppe besteht aus sechs aktiven GNSS-Antennen, die kreisförmig ausgerichtet sind. Das Array bietet die Möglichkeit, Beamforming oder Null-Steering in GNSS-Anwendungen durchzuführen. Eine integrierte Kalibrierantenne in der Mitte des Arrays kompensiert die Phasen- und Amplitudendrifts in Differenzkanälen.

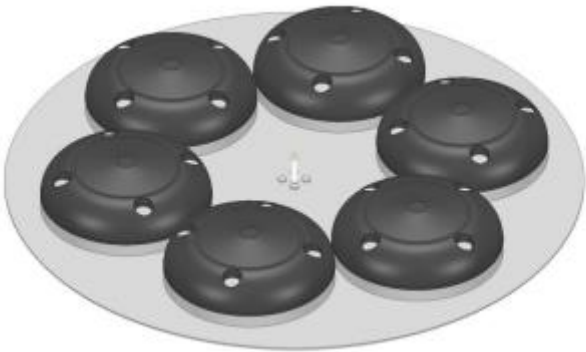


Abbildung 26: Fraunhofer GNSS antenna array Quelle: Fraunhofer

Die technischen Daten des Arrays sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Parameter	Value
Passband	1160–1300 MHz and 1525–1610 MHz
Polarization	RHCP
Element spacing	90 mm
Passive zenith gain (single element)	In array: +1 to +4 dBic Stand-alone: +2.5 to +4.5 dBic
Axial ratio (single element, zenith)	In array: <5.5 dB Stand-alone: <3 dB
LNA gain	30 dB
Power supply	3.3–24 VDC, <50 mA per antenna element
Connector type RF outputs	TNC female
Impedance	50 Ohms
VSWR output connector	<2:1
Connector type calibration signal input	SMA
Diameter	300 mm
Height (w/o TNC)	33 mm

4.3.5 TUALCOM

Das TUALAJ 8300-D ist ein Anti-Störungs-Antennen-Array-Produkt der Firma TUALCOM. Das System mit 8 Antennenelementen ist in der Lage, Interferenzen aus mehreren Richtungen mit Hilfe von Beamforming-Techniken zu entschärfen.



Abbildung 27: TUALCOM anti jamming system; Quelle: Tualcom.com

Die technischen Daten des Arrays sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Dimensions (cm)	Diameter: Ø25 Height: 9.8
Weight (g)	4150
Power Consumption (w)	< 24 W
Antenna Array	8 Array CRPA Antenna
Simultaneous Independent Nulling	7
Simultaneous Active Bands	GPS L1, GPS L2 GLONASS G1, GLONASS G2 GALILEO E1 BEIDOU B1C SBAS
Nominal Wideband Suppression	>50 dB
Data Interfaces	Serial
Bandwidth	Up to 30 Mhz (depends to selected band option)
Connectors	D38999 standards military connectors TNC Jack
Operating Voltage	12-36 Vdc
Operating Temperature	-40 °C to +85 °C
Internal GNSS Receiver	BeiDou (B1C), Galileo (E1,E5a), SBAS GLONASS (L1,L2), GPS (L1,L2), QZSS (L1)
Internal GNSS Tracking Sensitivity	-164 dBm
RTCM Support	Yes
Environmental Tests	MIL-STD-810G
EMI / EMC	MIL-STD-461F

4.3.6 Thales

TopShield ist ein elektronisches Anti-Störungsgerät, das von der Firma Thales hergestellt wird. Das Gerät empfängt Hochfrequenzsignale von GNSS-Antennen, verarbeitet diese, um Interferenzen zu unterdrücken, und stellt dann das Signal an einem einzigen Anschluss zur Verfügung, der an jeden handelsüblichen GNSS-Empfänger angeschlossen werden kann. Das Gerät verwendet einen räumlich-zeitlich adaptiven Verarbeitungsalgorithmus (STAP), um Interferenzen in rauen Interferenzumgebungen abzuschwächen.



Abbildung 28: TopShield anti jamming device; Quelle: Thalesgroup.com

Die Merkmale dieses Geräts sind im Folgenden zusammengefasst:

- Multiplattform-Anwendungen: Flugzeuge, Hubschrauber, Raketen, UAV, Kampfflugzeuge, Marine, Fahrzeuge
- Kompakt
- Hohe Entstörungsleistung für militärische GPS-Signale auf L1 und L2 mit dem Algorithmus Space Time Adaptive Processing (STAP)
- Hohe Dynamik in schwierigen Umgebungen
- Kompatibel mit jedem GPS-Empfänger und mit jeder Standard- oder Miniatur-4-Element-L1/L2-Antenne
- Algorithmus immun gegen Rotorblattmodulationseffekte
- Galileo PRS-kompatibel
- Auch für kritische Infrastrukturen wie Flughäfen, Häfen usw. geeignet

4.4 Detektion von Interferenz

Die Erkennung von Interferenzen ist ein Prozess, bei dem das Vorhandensein von Störungen aufgedeckt wird, wobei es sich in diesem Zusammenhang um Hochfrequenz (HF) handelt, die sich innerhalb des Empfänger-Durchlassbereichs (In-Band-Interferenz) oder außerhalb des Empfänger-Durchlassbereichs (Out-of-Band-Interferenz) befinden und in jedem Fall das Potenzial haben, die Leistung des GNSS-Empfängers zu beeinträchtigen. Die Erkennung bezieht sich auch auf ein Problem der Hypothesenprüfung, um zu testen, ob die erzielten Ergebnisse statistisch signifikant oder zufällig sind.

Die Erkennung von Störungen kann auf fast allen Stufen des Empfängers erfolgen, auf der Front-End-, Vor- und Nachkorrelationsebene der Signalverarbeitungskette, und sie kann mit den im Empfänger eingebauten Methoden oder mit speziellen Detektoren durchgeführt werden. Die Detektion kann lokal oder im Verbund mit einer Reihe von Stationen erfolgen, die über ein Netz verbunden sind.

Erkennung und Verminderung von Störungen gehen in der Regel Hand in Hand, da die Minderung auf dem Wissen über die Signalstruktur der Störung beruht. Die Entspreizung des GNSS-Signals ist bereits ein natürlicher Schutz gegen Störungen, insbesondere bei schmalbandigen Störungen. In [8] wird ein kompakter Überblick über Erkennungs- und Verminderungsmethoden gegeben.

Im Folgenden werden einige Mittel zur Erkennung und Abschwächung von GNSS-Interferenzen diskutiert, von der Antennenstufe bis hin zur Messebene eines Empfängers.

4.4.1 Erkennung und Verminderung von Störungen auf der Empfängerebene

Die Erkennung und möglicherweise Klassifizierung von Interferenz kann der erste und wichtigste Schritt zur Minderung sein. In einem GNSS-Empfänger gibt es mehrere Ebenen der Signalverarbeitung, auf denen die Beiträge von Störungen zum Originalsignal erkannt und eventuell bereits eingedämmt werden können. In Abbildung 29 ist ein schematischer Überblick über diese Verarbeitungstufen dargestellt.

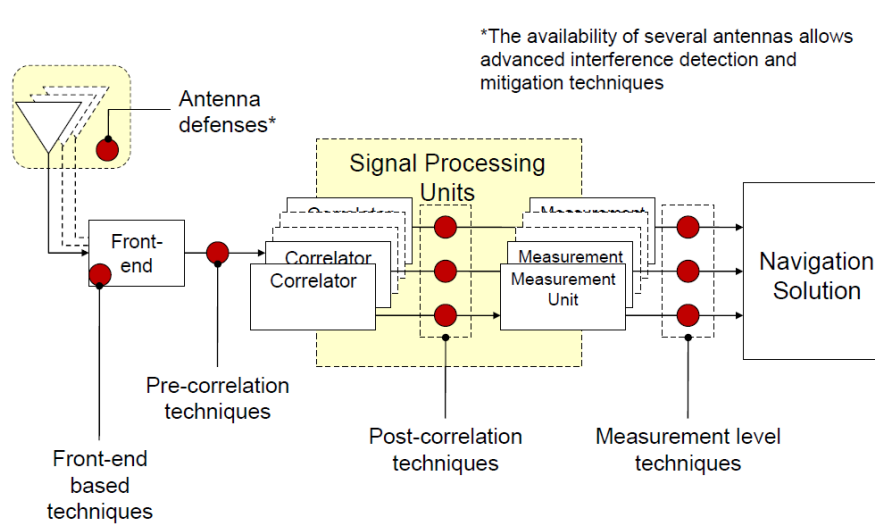


Abbildung 29: Klassifizierung: Erkennung von Interferenzen in verschiedenen Verarbeitungstufen [8]

Die meisten Störungsminderungstechniken können als eine Form der Störungsunterdrückung interpretiert werden, bei der es wichtig ist, die Art der Störung zu klassifizieren, um die Maßnahmen aktivieren und anpassen zu können. In der Literatur werden verschiedene Methoden zur Vor- und Nachkorrelationsklassifizierung genannt. Zu den bereits erwähnten Methoden gehören AGC und C/N0-Überwachung, zu den anderen vorgeschlagenen Methoden gehören Spektralanalyse, Doppler-Überwachung und PVT-Überwachung. Auch das Tracking-Verhalten kann genutzt werden, um unregelmäßige Eingangssignale zu erkennen. Die besten Ergebnisse werden oft erzielt, wenn die Methoden kombiniert werden können.

Die folgenden Verarbeitungstufen werden gemäß Abbildung 29 extrahiert:

Antennenebene

Die erste Verteidigungslinie gegen HF-Störungen erfolgt auf der Ebene des Antenneneingangs, wo professionelle GNSS-Antennen eine Antennengewinncharakteristik aufweisen, die bereits HF-Signale aus niedrigen Höhen unterdrückt. Dies trägt nicht nur dazu bei, unerwünschte Interferenzen und Störeinflüsse aus niedrigen Elevationswinkeln zu eliminieren, sondern hilft gleichzeitig bei der Unterdrückung von Mehrwegeeffekten. Beispiele für interferenz- und störungshemmende Antennen wurden im Kapitel 4.3 schon aufgeführt.

Pre-Korrelationsebene

Prekorrelationstechniken beziehen sich auf die Verarbeitung der Rohsignale, wie sie vom Front-End des Empfängers empfangen und vor dem Eintritt in die Signalverarbeitungsblöcke und die Korrelatorstufe des Empfängers verarbeitet werden.

Zu den Störungsminderungsmethoden auf dieser Ebene gehören z. B. Impulsausblendungen, die das Störsignal bei vordefinierten Schwellenwerten ausblenden, sowie feste oder frequenzagile adaptive Notch-Filter.

Beamforming kann auf dieser Ebene durchgeführt werden, ist aber nicht so leistungsfähig wie Beamforming auf der Postkorrelationsebene, wo die Verarbeitung spezifisch für die PRNs des Satelliten erfolgen kann.

Post-Korrelationsebene

Die Postkorrelationsminderung bezieht sich auf die Signale nach der Korrelationsstufe des Empfängers. Da die Signalverarbeitung nun in die identifizierten PRN-Signalkanäle aufgeteilt ist, muss auch die gleiche Entstörungstechnik für jeden Verarbeitungskanal wiederholt werden, z.B. muss die C/N₀-Überwachung für jedes empfangene Signal durchgeführt werden. Im Falle der Interferenzminderung durch Beamforming müssen die Steuersignale in dieser Phase extrahiert werden. Bei der Breitband-Strahlformung werden sowohl die Raum- als auch die Frequenzfilterung unter Verwendung einer frequenzselektiven Antwort mit ausreichender Bandbreite für breitbandige GNSS-Signale durchgeführt.

Die Exzision im transformierten Bereich ist eine Form der nichtparametrischen Schätzungstechnik, bei der das Signal in eine andere mathematische Darstellung (z.B. vom Zeitbereich in den Frequenzbereich) hin- und zurücktransformiert wird, wobei die Hypothese gilt, dass im transformierten Bereich nur die Koeffizienten mit einer Größe über einem Schwellenwert zum Störsignal gehören. Diese Koeffizienten werden vor der Rückprojektion des Signals in den Zeitbereich auf Null gesetzt [8]. Da GNSS-Signale eine rauschähnliche Struktur aufweisen, sollte die Eliminierung der Störkoeffizienten die Qualität der GNSS-Darstellung nicht wesentlich beeinträchtigen. Der Verarbeitungsaufwand für diese Transformation kann jedoch hoch sein.

Messebene

Die Störaufklärung auf der Messebene nutzt den bekannten Status und die Plausibilitätsbereiche der Messgrößen, z.B. erlaubte Dopplerschwankungen und Grenzwerte, Überwachung von Pseudorange und PVT und allgemeines Wissen über die Nutzerumgebung und den Status. Im Falle von Spoofing-Angriffen können Informationen über die Plausibilität der berechneten Empfängerposition oder die Plausibilität der Ankunftsrichtung der GNSS-Signale ausgewertet und genutzt werden.

Verteilte Empfänger

Eine weitere Möglichkeit der Detektion entweder auf Mess- oder auf Signalebene ist die Einbeziehung einer Reihe von verteilten Empfängern, die über ein Netzwerk verbunden sind. Dies

kann den oft dynamischen Standort eines Störers ausnutzen und eröffnet nicht nur zusätzliche Möglichkeiten der Detektion, sondern auch der geschätzten Störlokalisierung. Wenn Signalpegel verglichen und ausgewertet werden, erfordert dies eine Synchronisierung zwischen den Empfängern auf der ZF-Abtastebene [9].

4.5 Detektions Algorithmen

4.5.1 ADC/AGC Monitoring

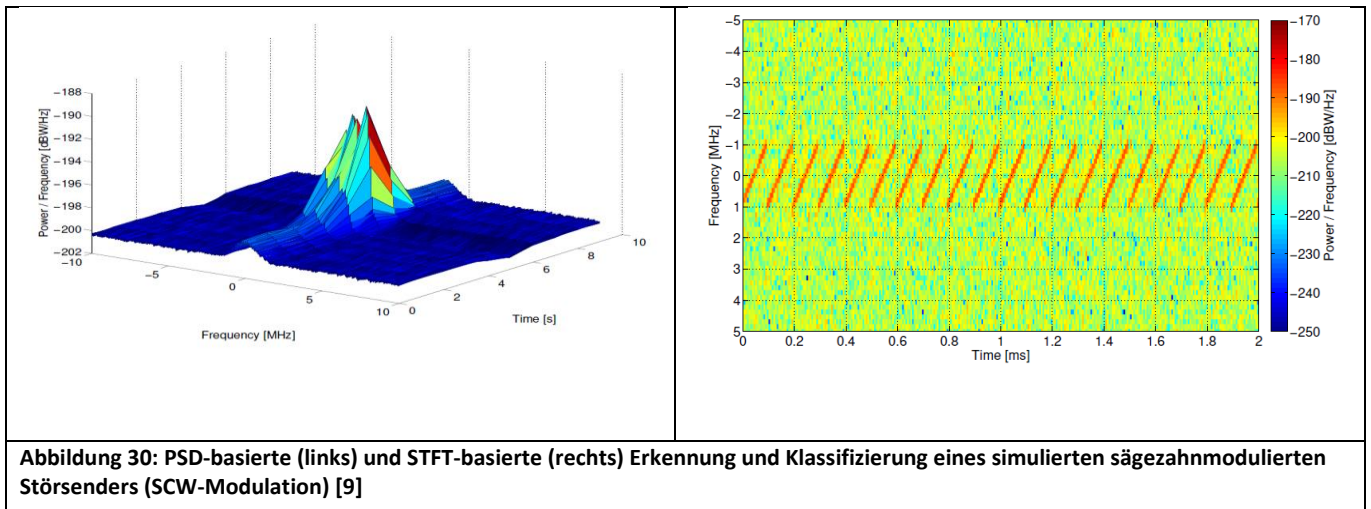
In [10] werden verschiedene Interferenzszenarien unter Verwendung eines Novatel OEM7-Empfängers untersucht. Bei den kategorisierten Störungen handelt es sich um In-Band- und Out-of-Band-Störungen, Schmalband- und Breitbandstörungen sowie kontinuierliche Wellen und gepulste Störungen. Der Empfänger verfügt über Impulsaustastmechanismen und verschiedene Mechanismen zur Überwachung der automatischen Verstärkungsregelung (AGC) und der Analog-Digital-Wandler (ADC). Die Signalpegel werden überwacht, um den Betriebsbereich jeder Verarbeitungskette aufrechtzuerhalten. ADCs mit höherer Auflösung (die mehr Bits verwenden, als eigentlich für das reguläre Signal erforderlich wären) ermöglichen die gleichzeitige Bewältigung von Situationen mit starken Störungen und schwachem GNSS-Empfang. Große Signalpegel werden am ADC erkannt, und die Verstärkung des Empfängers kann durch Verringerung der Vorwandlungsverstärkung und Erhöhung der Verstärkung der digitalen Filterung im Durchlassband umverteilt werden. Ziel ist es, die Signalpegel in der Mitte des Betriebsbereichs jedes Geräts zu halten und die Erzeugung von In-Band-Intermodulationsprodukten bei Vorhandensein von Störungen zu vermeiden.

Artefakte in der Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Signals nach dem ADC können erkannt werden. Man kann sich die Tatsache zunutze machen, dass bei keiner Störung das thermische Rauschen und das interne Rauschen des Empfängers das dominierende Signal in der Verarbeitungskette ist, so dass die Signalverteilung am ADC-Ausgang eine Gauß'sche Form hat. Unter Störungsbedingungen ist dies nicht mehr der Fall, und bei einer hohen Anzahl von ADC-Bins ist eine nicht-gaußförmige Verteilung nachweisbar und kann zur Bestätigung des Vorhandenseins schädlicher Störpegel verwendet werden.

4.5.2 Spectral Analysis

Manchmal werden dem Benutzer Spektralanalysetools zur Verfügung gestellt, um über akzeptable HF-Störpegel zu entscheiden. Die autonome Erkennung innerhalb der Empfängerlogik durch Analyse des Spektralverhaltens ist etwas schwieriger und kann sowohl auf Schmalband- als auch auf Breitband-Interferenzpegel recht empfindlich reagieren, weniger jedoch auf Außerband-Interferenzen oder eine Anhebung des Empfänger-Rauschpegels. Wie in [10] am Beispiel des OEM7-Empfängers von Novatel beschrieben, werden die Eingangsleistungspegel überwacht und mit der werkseitigen Kalibrierung des Empfängers verglichen, wobei der Benutzer bei unerwarteten Betriebsbedingungen gewarnt wird.

Die Klassifizierung des Störungstyps erfolgt häufig anhand der Shorttime-Fourier-Transformation (STFT). In [9] wird erwähnt, dass mit einem adaptiven Notch-Filter zwischen Jamming und Spoofing unterschieden werden und im Falle von Jamming das Zeit-/Frequenzverhalten analysiert werden kann, um zwischen AM-, FM-, CW- und SCW-Interferenztypen zu entscheiden, wobei der Sägezahnmodulationstyp (SCW) häufig in Störsendern verwendet wird. Abbildung 30 zeigt das Frequenz-Zeit-Verhalten eines simulierten SCW-Störsignals.



4.5.3 Outlier Detection Algorithm

Bei diesem Ansatz basiert der Erkennungsalgorithmus auf Spektrumsdaten, die von einem kommerziellen u-blox F9P GNSS-Empfänger aufgezeichnet werden. Eine aktive GNSS-Antenne fängt Signale im GNSS-L1-Band ein und sendet sie an den Empfänger. Der u-blox-Empfänger verarbeitet die GNSS-Signale und gibt Nachrichten im ubx-Format aus, darunter PVT, AGC-Werte, C/N0-Werte der verfolgten Satellitensignale, Spektrumsdaten usw. Die Meldungen werden in einer Binärdatei gespeichert. In den Verarbeitungsblöcken werden diese Meldungen gelesen und verarbeitet. Die verschiedenen Arten von Messdaten können so analysiert werden. Die Spektrumsinformationen sind eine gute Beobachtungsgröße zur Erkennung von Störsignalen. Die Verarbeitung umfasst die Erkennung und Charakterisierung von Hochfrequenzstörungen (RFI). Der Erkennungsalgorithmus erkennt Ausreißer in einem Verifizierungsschritt. Die Ausreißererkennung wird mithilfe eines Algorithmus der künstlichen Intelligenz (KI) implementiert, der Anomalien in einem Datensatz definiert. Die Ausreißererkennung findet eine Region (eine Form), in der die Trainingsdaten stark konzentriert sind.

Es wird ein covariance.EllipticEnvelope-Objekt aus der scikit-learn-Bibliothek verwendet. Der EllipticalEnvelope-Algorithmus findet ein imaginäres N-dimensionales Ellipsoid um den Trainingsdatensatz. Die Eingabe für diesen Algorithmus kann ein beliebiges Frequenzspektrum sein (Leistungsspektraldichte, Ergebnis einer FFT). N ist die Anzahl der Frequenzbins des gegebenen Spektrums. Mit anderen Worten, jedes Frequenzband der Spektrumsdaten wird als ein charakteristisches Merkmal der Eingabe betrachtet. Die folgende Abbildung zeigt die konzeptionelle Darstellung des Algorithmus der zweidimensionalen elliptischen Hüllkurve.

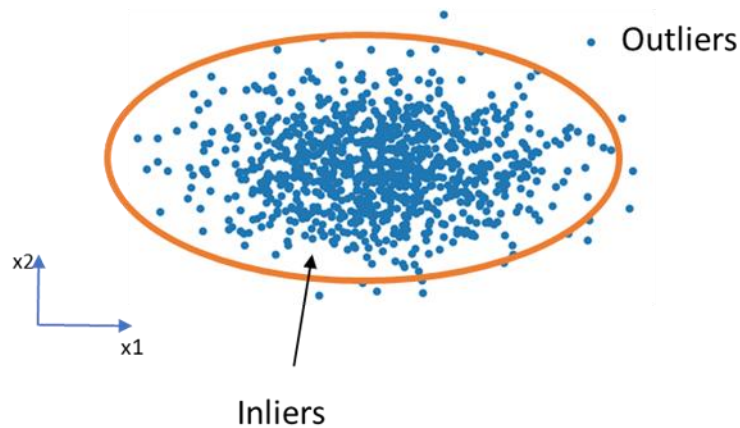


Abbildung 31: Kategorien Visualisierung des Algorithmus zur Erkennung zweidimensionaler Ausreißer

Das Objekt hat ein Argument namens *Kontamination*, das den Anteil der Ausreißer im Trainingsdatensatz angibt. Während das Objekt trainiert und das Ellipsoid abgeleitet wird, erhält der Algorithmus später weitere Spektrumsspuren, die als Ausreißer kategorisiert werden, wenn sie außerhalb des Ellipsoids liegen.

Zeitdauerfilter

Jede erkannte Anomalie repräsentiert eine Spektrumsspur (z.B. aus einer 1s-Datenprobe). Diese erkannten Anomalien aus dem AI-Block sind der Input für diesen Abschnitt. Um eine Anomalie als RFI zu betrachten, sollte sie eine vordefinierte Zeit lang andauern, damit sie als relevant angesehen wird. Diese Zeitspanne wird im Folgenden als Dauerschwelle bezeichnet.

Wenn mehrere aufeinanderfolgende Spuren als Ausreißer markiert werden, bedeutet das nicht, dass die Quelle der Anomalie in allen Spuren dieselbe ist. Wir suchen nur nach aufeinanderfolgenden Ausreißern, bei denen die Quelle der Störung dieselbe ist. Um ein Ereignis in mehreren aufeinanderfolgenden Spuren zu finden, werden deren Mittenfrequenzen und Bandbreiten (50% belegte Bandbreite) verglichen. Wenn die Mittenfrequenzen von Ereignissen in aufeinanderfolgenden Spuren weniger als 1 MHz Versatz aufweisen und auch ihre Bandbreiten weniger als 1 MHz Unterschied aufweisen, gehen wir davon aus, dass die Anomalien in diesen Spuren von einer Quelle stammen.

Daher werden für die Entdeckungen die Mittenfrequenz und die Bandbreite geschätzt. Anschließend werden die Kriterien für die Mittenfrequenz und die Bandbreite angewandt, um festzustellen, ob ein Ereignis aus derselben Quelle länger als die Dauerschwelle dauert. Ereignisse, die kürzer als der Schwellenwert für die Dauer sind, werden aussortiert. Für die verbleibenden Ereignisse wird die Stärke der aufgetretenen Störung mit Hilfe des Leistungsindikators PI geschätzt, der die Differenz zwischen dem Spitzenwert des erkannten Ereignisses und dem Mittelwert des entsprechenden Bins im Trainingsdatensatz darstellt.

Am Ende werden für jede Erkennung der Leistungsindikator PI, die Mittenfrequenz und Bandbreite sowie die Dauer angegeben.

4.5.4 Adaptive Notch-Filter

Unbeabsichtigte Schmalbandinterferenzen (NBI) sind eine der am häufigsten beobachteten Bedrohungen für GNSS-Empfänger. Dementsprechend ist die Schätzung der Interferenzfrequenz und die adaptive Notch-Filterung eine weit verbreitete Methode zur Interferenzminderung. Die

Mittenfrequenz ist jedoch nicht der einzige unbekannte Parameter der Interferenz, da auch die Anzahl der gestörten Bänder und ihre Breite nicht a priori bekannt sind [11]. In der vorliegenden Arbeit wird ein höheres Maß an Anpassungsfähigkeit vorgeschlagen, das auf einem softwaredefinierten Empfänger beruht, der in der Lage ist, die Interferenz zu analysieren und eine oder mehrere Notch-Filterfrequenzen in Frequenz und Bandbreite anzupassen. Die Erkennungs-/Minderungsmethode soll in der digitalen Signalverarbeitungsstufe des Empfängers implementiert werden und in der Lage sein, eine Reihe von schmalbandigen Störern im GNSS-Spektrum zu identifizieren. Die Erkennung und Abschätzung erfolgt im Frequenzbereich durch die Durchführung einer FFT-Signalverarbeitung am digitalisierten Ausgang des HF-Frontends und die Analyse der PSD des Signals. Die Signalabtastungen werden in Blöcken mit der kohärenten Integrationszeit verarbeitet. Die Erkennung / Schätzung / Entschärfung erfolgt in den folgenden Schritten:

- Schätzung der PSD des Signals mittels FFT
- Vergleich der PSD mit einem Schwellenwert T , wobei T gleich dem Signalmittelwert und der dreifachen Standardabweichung ist ($T = \mu_{PSD} + 3 \cdot \sigma_{PSD}$)
- Hilfsvektoren beschreiben die Mittenfrequenz und die Bandbreite der gestörten Bänder
- Die Entstörung erfolgt durch Anwendung eines einpoligen Kerbfilters für jedes identifizierte gestörte Band

Die folgende Abbildung zeigt ein Beispiel für zwei Schmalbandstörungen und abgeleitete Hilfsvektoren.

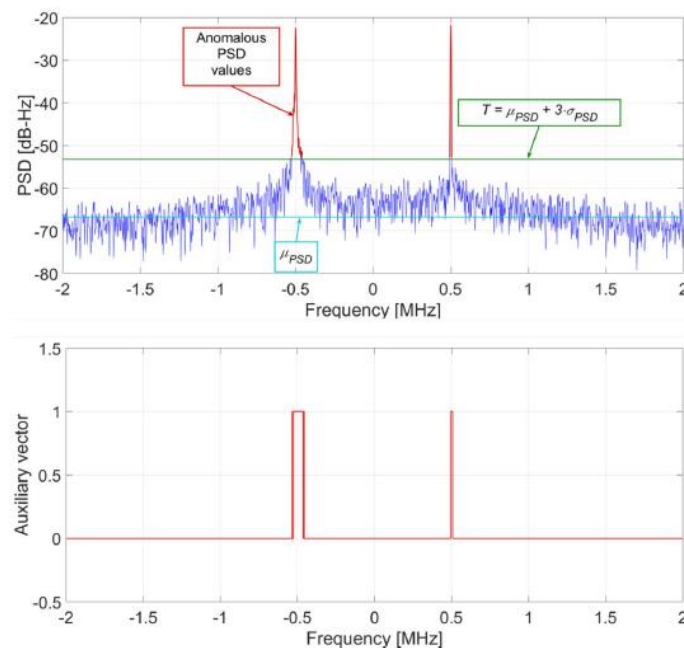
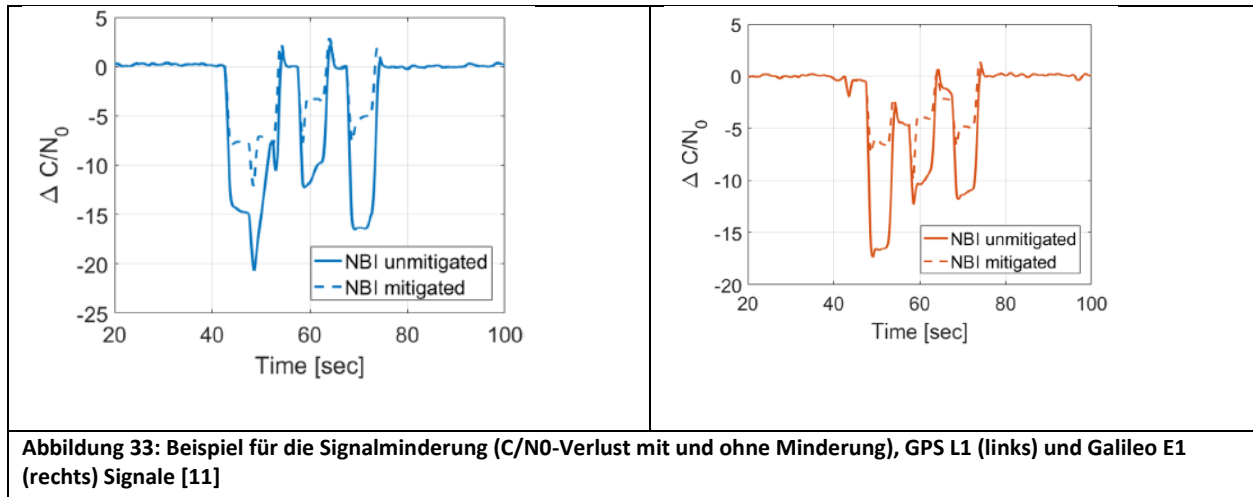


Abbildung 32: Beispiel für die PSD eines GPS-Signals, das von zwei schmalbandigen Störungen betroffen ist, und abgeleitete Hilfsvektoren [11]

Ein Beispiel für die Signalminderung mit der beschriebenen Methode ist in der nachstehenden Abbildung zu sehen.



4.5.5 Maschinelles Lernen

Algorithmen des maschinellen Lernens wurden bereits zur Erkennung und Beseitigung von Interferenzartefakten in radioastronomischen Bildern eingesetzt (z.B. [12]). Ähnliche Methoden, die auf der Verarbeitung einer spektralen Darstellung der regulären und auf Störsignalen basieren, wurden erfolgreich auf dem Gebiet der Erkennung und Beseitigung von GNSS-Interferenzen angewandt.

In [13] wurde die Erkennung verschiedener simulierter Interferenz- und Störquellen verwendet, um die Interferenzerkennung auf der Grundlage der Zeit-Frequenz-Analyse und der Abbildung eines gestörten Signals zu testen. Zwei verschiedene Methoden des maschinellen Lernens wurden bewertet: Support Vector Machines (SVM) und Convolutional Neural Networks (CNN). Die folgende Abbildung zeigt den grundlegenden Ansatz, bei dem Algorithmen des maschinellen Lernens auf die spektrale Darstellung der Signale angewendet werden.

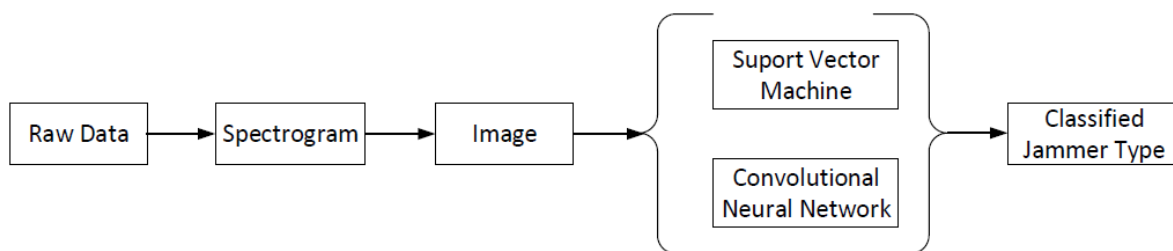


Abbildung 34: Blockdiagramm der auf maschinellem Lernen basierenden Störungsklassifizierung [13]

4.5.6 Support-Vektor-Machines

Die Idee des SVM-Ansatzes besteht darin, die ursprünglichen Trainingsdaten in einen mehrdimensionalen Variablenraum zu transformieren. Ziel ist es, mithilfe von Regressionsmethoden so genannte "Hyperebenen" im Variablenraum zu erstellen, um Regionen, die die Klassifizierung der Störungs- und Stauarten darstellen, optimal zu trennen. Neue Eingaben werden dann in diesem Variablenraum abgebildet und je nachdem, auf welche Seite der Lücke sie fallen, in eine Kategorie eingeordnet. Die folgende Abbildung zeigt ein nichtlineares Klassifizierungsschema [12].

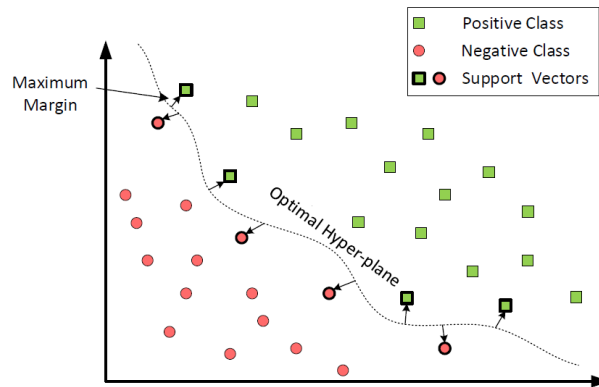


Abbildung 35: SVM-Klassifizierung mit nichtlinearer Trennung [12]

4.5.7 Neuronale Netze

In [12] wird ein neuronales Faltungsnetzwerk (Convolutional Neural Network, CNN) beschrieben. Bei diesem Ansatz wird eine Folge von Schichten verwendet, wobei jede Schicht die Daten durch eine differenzierbare Funktion in eine vereinfachte Version umwandelt. Während in der ersten Schicht die spektralen Bilddaten in eine geeignete Eingangsvariablendarstellung umgewandelt werden, verwendet die nächste (Faltungs)Schicht Filter und Gewichte, um die "Neuronen" des Filters zu trainieren, die mit lokalen Regionen des Eingangsbildes verbunden sind, indem ein Punktprodukt zwischen ihren Gewichten und einer kleinen Region des Eingangsbereichs berechnet wird. Im beschriebenen Filter wurde eine 2D-Faltung aus 16 Filtern mit einer Größe von $12 \times 12 \times 1$ verwendet. In den folgenden Schichten wird eine elementweise Aktivierungsfunktion ausgeführt, um die summierten gewichteten Eingaben der vorhergehenden Schichten in binäre Entscheidungen umzuwandeln, gefolgt von vier weiteren Schichten, die zu einer Darstellung von Erkennungswahrscheinlichkeiten und einer Jammerklassifizierung führen.

Die Erkennung von Störsendern wurde mit ein- und mehrtöniger CW-Modulation, Puls, FM, Chirp und Schmalbandrauschen analysiert. Die nachstehende Abbildung zeigt die Kreuzerkennungsmatrix ("confusion matrix") für die SVM-Methode und 5 Arten von Störsendern.

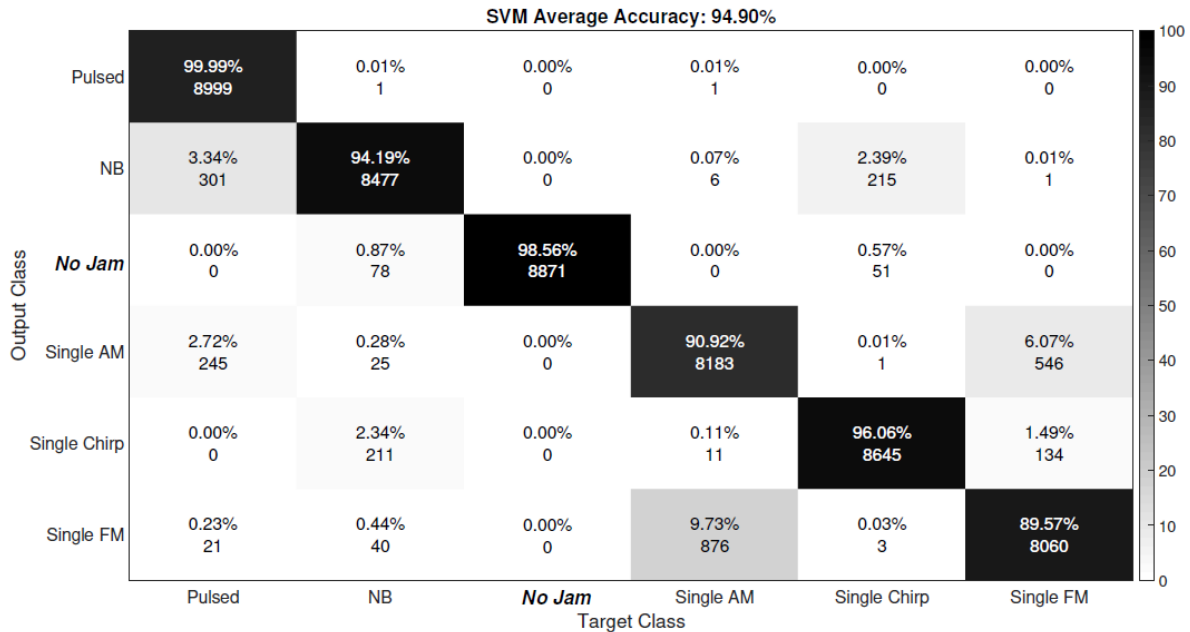


Abbildung 36: Kreuzerkennungsmatrix für die SVM-Methode und 5 Arten von simulierten Störsendern [12]

4.6 Spoofing Detektion

Da es Bemühungen gibt, sich gegen Spoofing zu verteidigen, wurden fortgeschrittene Spoofing-Methoden entwickelt, um diese Verteidigungsstrategien zu umgehen. Eine dieser fortgeschrittenen Techniken ist das Nulling: Der Spoofing-Anbieter sendet zwei Signale für jedes gefälschte Signal. Das eine ist das gefälschte Signal, das die falsche Positions-/Zeitbestimmung hervorruft. Das andere Signal ist das Negativ des echten Signals. Auf diese Weise werden alle Spuren des wahren Signals aus dem empfangenen Signal gelöscht und Abwehrsysteme, die nach zwei Signalen suchen, die angeblich vom selben Satelliten stammen, ausgeschaltet. Das Nulling ist jedoch schwierig. Die Kalibrierung der Antenne, um eine Trägerphasen- und Amplitudenanpassung zu erreichen, ist sehr schwierig oder sogar unüberwindbar.

Ein Schutz gegen Spoofing besteht in der Erkennung eines Angriffs und der anschließenden authentifizierten Wiederherstellung der wahren Position/Zeitbestimmung. Mit dem Problem der Wiederherstellung nach einem Angriff hat man sich weit weniger befasst. Es gibt zwei Fälle, in denen eine Wiederherstellung der Navigation nicht möglich ist: Wenn Nulling verwendet wird, macht die Auslöschung des wahren Signals die Wiederherstellung der Navigation unmöglich. Der andere Fall ist, dass der Spoofer sehr hohe Leistungen verwendet und das echte Signal effektiv stört, so dass es nicht wiederhergestellt werden kann.

Alle empfängerbasierten Spoofing-Erkennungsstrategien beruhen auf der einen oder der anderen Methode, möglicherweise auch auf beiden:

- Suche nach einem Unterschied zwischen dem gefälschten Signal und dem echten Signal, der vom Empfänger des Opfers erkannt werden kann. In der Regel gibt es bemerkenswerte Unterschiede, es sei denn, das Spoofing-System ist sehr kompliziert und teuer.
- Suchen nach Wechselwirkungen zwischen dem echten und dem gefälschten Signal. Eine Wechselwirkung ist unvermeidlich, es sei denn, es wird ein Nulling verwendet oder der Angriff ist sehr stark. Ein Signal mit viel mehr Leistung als erwartet kann jedoch mit Hilfe eines Leistungsmonitors erkannt werden.

4.6.1 Fortgeschrittene signalverarbeitungsbasierte Techniken für einen Einzelantennenempfänger

Viele Spoofing-Erkennungstechniken können vollständig als fortschrittliche Einzelverarbeitungsalgorithmen in einem Standard-GNSS-Empfänger implementiert werden. Einige Verfahren suchen nach Verzerrungen oder Unterbrechungen, die typischerweise während des Signalabzugs auftreten. Die einfachste Methode ist die Suche nach plötzlichen, unangemessenen Sprüngen in der empfangenen Trägeramplitude. Bei der Überwachung der empfangenen Leistung (RPM) wird die gesamte wieder empfangene Leistung betrachtet; ein plötzlicher Leistungssprung würde auf einen Angriff hinweisen.

Brachiale Gewalt: Bei dieser Technik wird ständig versucht, alle verfolgten Signale erneut zu erfassen. Wenn eine zweite Version eines empfangenen Signals entdeckt wird, wird ein Spoofing-Alarm ausgegeben. Der Empfänger versucht dann, die echten von den gefälschten Versionen zu unterscheiden, um seine Navigationsfunktionalität wiederherzustellen. Selbst diese Technik könnte durch die Verwendung eines zu starken Spoofers unterlaufen werden, der die echten Signale stört, so dass sie bei der Wiedererfassungssuche nicht auffindbar sind. In diesem Fall würde jedoch die RPM-Methode funktionieren.

4.6.2 Vestigial Signal Defence (VSD)

VSD ist eine softwarebasierte, empfängerautonome Anti-Spoofing-Technik, die auf der Schwierigkeit beruht, das echte GNSS-Signal während eines Spoofing-Angriffs zu unterdrücken. Sofern der Spoofing-Angreifer nicht die Nulling-Technik einsetzt, wird immer ein Rest des echten GPS-Signals vorhanden sein, der sich als Verzerrung in der komplexen Korrelationsfunktion manifestiert. VSD überwacht die Verzerrung in der komplexen Korrelationsdomäne und kann daher feststellen, ob ein Spoofing-Angriff vorliegt.

Die Herausforderung liegt dabei in der Unterscheidung zwischen Spoofing und Multipath: Die Interaktion zwischen dem authentischen GPS-Signal und dem gefälschten Signal ähnelt der Interaktion zwischen dem Direktpfad- und dem Mehrpfad-GPS-Signal. Zwei potenziell wirksame VSD-Techniken sind

- ein Maximum-Likelihood-Ansatz auf der Grundlage des bistatischen Radars und
- eine Phasen-Pseudo-Entfernungs-Konsistenzprüfung

Der erste Ansatz untersucht die räumliche und zeitliche Konsistenz zwischen den empfangenen Signalen, um Unstimmigkeiten zwischen dem momentanen empfangenen Mehrweg und der typischen Mehrweg-Hintergrundumgebung zu erkennen. Der zweite Ansatz überwacht Phasen- und Pseudoentfernungsdaten, um Unstimmigkeiten zu erkennen, die möglicherweise durch Spoofing verursacht werden. Ein Spoofer könnte sich jedoch immer noch wie ein Mehrwegempfänger verhalten, um eine Entdeckung zu vermeiden.

4.6.3 Auf Verschlüsselung basierende Verteidigungsmaßnahmen

Diese Abwehrtechniken beruhen auf der Unvorhersehbarkeit der sogenannten Sicherheitscodes, die das GPS-Signal modulieren. Ein unvorhersehbarer Code zwingt den Spoofer dazu, entweder die unvorhersehbaren Teile on-the-fly zu schätzen, oder er muss einen Meaconing-Angriff durchführen (= Aufzeichnung und zeitverzögerte Wiedergabe der ursprünglichen GPS-Signale).

4.6.3.1 Spread Spectrum Security Codes (SSSC)

Eine Version dieser Technik zielt auf das L1C-Signal ab. Unvorhersehbare SSSCs werden mit dem L1C-Spreizcode verschachtelt. Diese SSSCs haben vernachlässigbare Auswirkungen auf den Empfänger. Der Empfänger kann vorhersagen, wann der nächste SSSC gesendet wird, aber nicht seine genaue Reihenfolge. Der Empfänger speichert dann diese SSSCs im Speicher, und einige Zeit später wird der kryptografische digitale Schlüssel über die Navigationsnachricht übertragen. Mit Hilfe dieses Schlüssels ist der Empfänger in der Lage, eine Kopie der tatsächlich übertragenen SSSC zu erstellen und sie mit den zuvor aufgezeichneten Mustern zu korrelieren. Ist die Korrelation kleiner als ein bestimmter Schwellenwert, wird Spoofing festgestellt.

Wenn das Intervall für den Sicherheitscode-Chip kurz ist, ist es für einen Spoofer sehr schwierig, den Sicherheitscode in Echtzeit zu schätzen und wiederzugeben. Ein Nachteil ist, dass die L1C-Spreizcodes geändert werden müssen.

4.6.3.2 Navigation Message Authentication (NMA)

Die Grundidee der NMA ist eine Verschlüsselungstechnik, die sicherstellt, dass die empfangene Nachricht mit der gesendeten Nachricht identisch ist. Es gibt zwei verschiedene Ansätze zur Erzeugung von Authentifizierungssignaturen.

- Symmetrische Schlüsseltechnik:

Sender und Empfänger teilen sich einen geheimen Schlüssel

- Asymmetrische Schlüsseltechnik:

Der geheime Schlüssel wird in einen privaten Schlüssel (Sender) und einen öffentlichen Schlüssel aufgeteilt.

Mit dem privaten Schlüssel kann die Authentifizierungsnachricht erzeugt werden, und der öffentliche Schlüssel wird zur Überprüfung verwendet.

GPS verwendet die Chips-Message Robust Authentication (Chimera) - eine hybride NMA- und Spreizcodetechnik für L1C-Signale, die auf dem asymmetrischen Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA) P-224 basiert, einem etablierten Standard im Federal Information Processing Standard (FIPS). Dieser Standard vereinfacht die Integration des Algorithmus in bestehende GNSS-Empfänger.

Galileo schlägt die Open Service Navigation Message Authentication (OSNMA) vor (siehe unten), die auf dem Timed Efficient Streamed Loss-Tolerant Authentication (TESLA) Schema basiert, einem hybriden Ansatz aus symmetrischen und asymmetrischen Schlüsseltechniken [14].

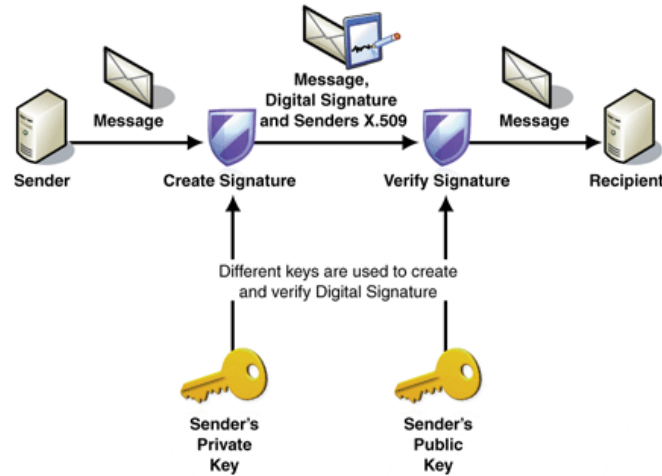


Abbildung 37: OSNMA Schema [14]

In [15] heißt es, dass der OSNMA-Dienst im Jahr 2020 getestet wird (Signal-in-Space) und die volle Betriebsfähigkeit Ende 2020 gegeben sein wird.

TESLA basiert auf der Erreichung von Asymmetrie durch die verzögerte Offenlegung von symmetrischen Schlüsseln. Der erste Schritt ist die Erzeugung einer Schlüsselkette aus einem Startschlüssel durch eine Einwegfunktion:

$$K_0 = F^n(K_n)$$

$$F(K_m, GST_j) = \text{trunc}(K_{len}, \text{hash}(K_m || GST_j))$$

Die Kette der Schlüsselgenerierung in einem TESLA-Protokoll kann der folgenden Abbildung entnommen werden:

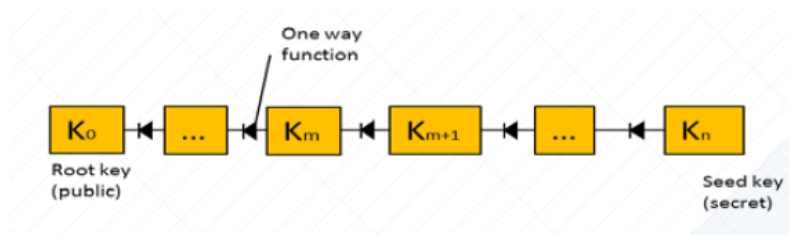


Abbildung 38: Erzeugung einer Schlüsselkette in einem TESLA-Protokoll [15]

Der Anfangsschlüssel K_0 wird nach dem Zufallsprinzip ausgewählt. Alle folgenden Schlüssel in der Kette werden aus dem vorhergehenden Schlüssel generiert. Die 1-Wege-Funktion ist einfach zu berechnen, aber ziemlich schwierig zu invertieren. Bei einem Schlüssel K_n ist es einfach, K_{n+1} zu berechnen, aber bei einem Schlüssel K_{n+1} ist es nicht möglich, ihn K_n zuzuordnen.

Der zweite Schritt ist die Übermittlung des Root-Schlüssels und die anschließende Generierung und Übermittlung des Message Authentication Code (MAC), der die Navigationsdaten mit einem Schlüssel der Kette authentifiziert.

$$MAC_{j,i,l} = \text{trunc}(n, \text{mac}(K_{j,MAC}, (i || l || CTR || P_{j,l})))$$

Die nächsten Schritte sind die Übertragung des Schlüssels K_j nach einer gewissen Verzögerung, die Authentifizierung von K_j mit K_0 durch die Einwegfunktion und die Authentifizierung der Daten (n) mit dem empfangenen MAC und K_j (Abbildung 39).

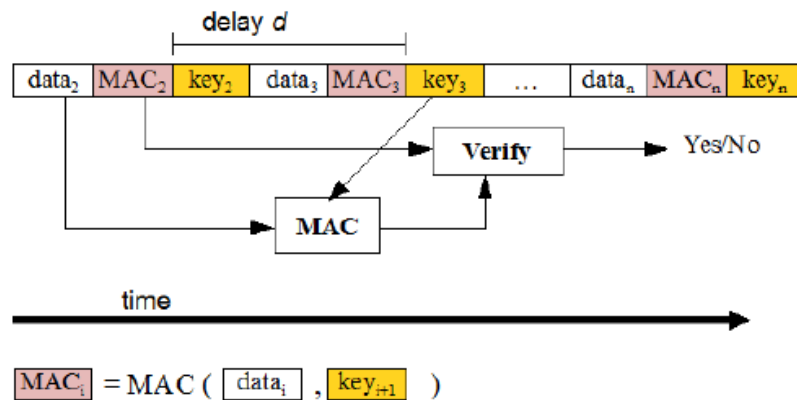


Abbildung 39: TESLA-Protokoll - Nachrichten-Authentifizierungs-Code (MAC) [15]

4.6.3.3 P(Y)-Code-Dual-Empfänger-Korrelation

Bei dieser Technik wird der unbekannte verschlüsselte militärische P(Y)-Code zwischen zwei zivilen GPS-Empfängern korreliert. Bei der Dual-Receiver-Technik ist ein Empfänger an einem sicheren Ort stationiert und verfolgt die authentischen L1 C/A-Codes, während er den verschlüsselten P(Y)-Code empfängt. Der sichere Empfänger nutzt dann die Zeit- und Phasenbeziehung zwischen dem C/A-Code und dem P(Y)-Code aus, um den P(Y)-Code zu isolieren und ihn an den verteidigenden Empfänger zu senden. Der verteidigende Empfänger korreliert seinen lokal extrahierten P(Y)-Code mit den Proben des sicheren Empfängers. Bei einem Spoofing-Angriff sinkt die Korrelation unter ein bestimmtes Niveau.

Zwei Dinge sind für die Dual-Receiver-Technik wichtig: Erstens muss der sichere Empfänger vor Spoofing-Angriffen geschützt sein. Zweitens erfordert diese Technik eine sichere Kommunikationsverbindung zwischen den beiden Empfängern.

Allerdings gibt es immer noch Möglichkeiten, selbst ein verschlüsseltes GNSS-Signal zu fälschen. Einige Systeme sind so konzipiert, dass sie das verschlüsselte militärische GNSS-Signal verwenden, aber sie schalten auf das zivile Signal um, wenn die verschlüsselten militärischen GNSS-Signale nicht verfügbar sind. Daher kann das militärische Signal gestört werden, wodurch das System gezwungen ist, auf das zivile GPS-Signal umzuschalten, das viel leichter gefälscht werden kann.

Meaconing würde auch mit verschlüsselten GNSS-Signalen funktionieren [16], siehe Tabelle 7 für einen Vergleich der Anti-Spoofing-Techniken.

Tabelle 4: Vergleich von Anti-Spoofingstechniken [16]

	SSSC	NMA	Dual-Receiver	VSD
Kryptographische Methoden	Ja	JA	Ja	Nein
Kommunikations Link	Nein	Jährlich	Ständig	Nein
Extra Hardware (IMU, Beschleunigungssensoren, Antennen)	Nein	Nein	Kommunikations Link	Nein
Zeit zwischen Authentifizierung	30 Sekunden (möglich)	30 Sekunden (möglich)	zirka 1 Sekunde	Sekunden
Autonomer Empfänger	Nein	Nein	Nein	Ja
Zeit der Implementierung	Jahre	Jahre	Monate	Monate
Erfordert Änderungen der GPS-Schnittstellen-spezifikation	Ja, L1C Data Channel Spreading Code	Ja, 2 Neue CNAV Messages	Nein, Braucht P(Y) Code	Nein

4.6.4 Abwehrmaßnahmen auf der Grundlage von Driftüberwachung

Diese Kategorie von Abwehrmaßnahmen sucht nach ungewöhnlichen Änderungen der Empfängerposition oder des Taktsignals. Wenn der Spoofer den Klickfehler des Empfängers zu schnell ändert, kann der Empfänger des Opfers erkennen, dass die Rate der Taktdrift größer ist, als es für seine Oszillatorklasse angemessen ist. Andernfalls wird das vic-tim die ungewöhnliche Abweichung bemerken und einen Spoofing-Alarm auslösen.

Ein geduldiger Spoofer könnte jedoch langsam den falschen Taktversatz und die falsche Positionsbestimmung aufbauen, ohne von einer Driftüberwachung entdeckt zu werden. Dieser langsame Aufbau könnte ihn jedoch anfällig für die Entdeckung durch andere Mittel machen. [19]

4.6.5 Auf Signalgeometrie basierende Abwehrmaßnahmen

Bei dieser Abwehrtechnik wird die Ankunftsrichtung der Signale unter Berücksichtigung der empfangenen Schwebungsträgerphase überwacht. Durch den Einsatz von Interferometrie und einer oder mehreren Antennen kann der Empfänger z. B. die Einfallsrichtung des Signals mit einer Genauigkeit von 3° messen, wobei nur ein kurzer Basislinienabstand von 0,1 m und eine Messgenauigkeit der Schwebungsträgerphase von 1/40 eines Zyklus verwendet wird [19].

4.6.6 Multi-pronged Strategien zur Spoofing-Abwehr

Viele der Spoofing-Erkennungsstrategien haben Schwächen, die von einem raffinierten Spoofing-Angreifer ausgenutzt werden können. Manchmal kann die Stärke einer Strategie die Schwäche einer anderen ausgleichen. So kann die gleichzeitige Anwendung von zwei oder drei sich ergänzenden Strategien eine sehr wirksame Methode zur Erkennung von Spoofing darstellen [19].

4.6.7 Verhältnismäßigkeitstest (Ratio-Test)

Für den Ratio-Test ist die Ratio-Test-Metrik definiert als

$$M[k] = \frac{I_e[k] + I_l[k]}{\varepsilon I_p[k]}$$

Dabei sind $I_e[k]$, $I_l[k]$ und $I_p[k]$ die frühen, späten und prompten Korrelationen und ε ist ein konstanter Faktor, der die Steigung der Korrelationsfunktion darstellt. Diese drei Korrelationen werden als identisch verteilte Gauß-Prozesse modelliert, $M[k]$ ist daher ein Verhältnis der Gaußschen Werte. $M[k]$ kann jedoch als $M[k] = \mu[k] + N[k]$ mit einem Mittelwert μ und einem Gauß-Prozess mit Nullmittelwert $N[k]$ approximiert werden. Nun gibt es zwei Hypothesen: H_0 geht davon aus, dass nur das reale Signal vorhanden ist, und H_1 geht davon aus, dass es einen Spoofing-Angriff gibt. Wenn es einen Spoofing-Angriff gibt, wird der Mittelwert $\mu[k]$ in der Ratio-Test-Metrik verändert und kann daher verwendet werden, um zu entscheiden, welche der beiden Hypothesen wahr ist [17].

4.6.8 Spoofing-Erkennungstechniken auf der Grundlage statistischer Analysen

Bei dieser Methode handelt es sich um einen Hypothesentest, bei dem eine Hypothese, die so genannte Nullhypothese H_0 , geprüft wird. Durch die Festlegung eines Schwellenwertes für einen bestimmten Parameter (Signifikanzniveau) kann entschieden werden, ob die Nullhypothese akzeptiert wird oder nicht. Das Signifikanzniveau gibt die Wahrscheinlichkeit an, mit der eine wahre Nullhypothese abgelehnt wird, und wird häufig auf 0,05 festgelegt. Diese Tests gehören zur Familie der Chi-Quadrat-Tests. Es gibt zwei Ansätze, den Vorzeichentest und den Chi-Quadrat-Test. Beide Tests beruhen auf der Tatsache, dass die Code-Korrelation in einer Regelschleife eine gerade Funktion ist, wenn keine Störungen vorliegen (Nullhypothese).

Der Vorzeichentest konzentriert sich auf einen einzigen Parameter der Verteilung und prüft, ob der Mittelwert der beobachteten Population gleich Null ist. Der Chi-Quadrat-Test prüft auch, ob die Datenstichprobe normalverteilt ist oder, allgemeiner, ob sie einer bestimmten Verteilung folgt [18].

4.7 Direction of Arrival (DoA)

Bei diesem Algorithmus wird eine Antennengruppe verwendet, um den Winkel eines einfallenden Signals zu steuern. Die folgende Abbildung zeigt eine symbolische Darstellung eines Antennenfelds und einer einfallenden Welle.

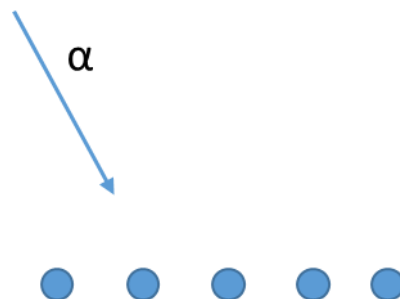


Abbildung 40: Beispiel eines DoA Phased Array

Bei dieser Methode wird der Ankunftszeitpunkt durch den Vergleich von Phase und Amplitude der Signale an den Antennenanschlüssen geschätzt. Die Anzahl der Antennenelemente und Ausrichtungen werden je nach Anwendung festgelegt. Es gibt verschiedene Arten von Ausrichtungen,

darunter lineare Arrays, planare Arrays und sogar 3D-Formen wie sphärische Ausrichtungen. Das Signal erreicht die Antennenelemente mit unterschiedlicher Phase, die durch den Steuerungsvektor $\mathbf{s}$

$$= \begin{bmatrix} 1 & \exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_1\} & \exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_2\} & \dots & \exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_{M-1}\} \end{bmatrix}^T$$

wobei $\mathbf{k}$ der Wellenvektor ist, der der einfallenden Welle entspricht, und $\mathbf{r}_i$ die Position des i -ten Antennenelements ist. Der Mittelpunkt des Koordinatensystems befindet sich am ersten Element der Antenne. Wenn der Vektor des empfangenen Signals durch $\mathbf{v} = [v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{M-1}]$ dargestellt wird:

Bei fehlender Kopplung,

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

wobei $\mathbf{n}$ der Rauschvektor in M Antennenelementen ist.

In der Literatur gibt es viele Ansätze zur Schätzung der Ankunftsrichtung auf der Grundlage der Eingangssignale $\mathbf{v}$. Die klassische Beamforming und die MUSIC-Algorithmen sind zwei gängige Methoden, die in der Literatur breit diskutiert werden.

4.7.1 Klassischer Beamforming-Ansatz

Bei diesem Ansatz wird zunächst die Array-Mannigfaltigkeit, die aus allen Richtungs-Steuervektoren besteht, erzeugt. Dann wird das innere Produkt der Hermiteschen Formel des beobachteten Signalvektors und der Array-Mannigfaltigkeit berechnet. Der Algorithmus definiert den Ankunftsrichtungswinkel als die Richtung, in der die Amplitude des inneren Produktausgangs maximal ist. Im Folgenden wird ein klassischer Beamforming-Algorithmus implementiert, um die Ankunftsrichtung bei fehlender Kopplung zu finden. Für eine lineare 4-Element-Antenne, die in der folgenden Koordination platziert ist:

$$\mathbf{r} = [[-0.138, 0], [-0.046, -0], [0.046, 0], [0.138, 0]]$$

Unter der Annahme, dass eine Welle unter dem Winkel ($\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$) in Kugelkoordinaten einfällt, ist der Lenkungsvektor $\mathbf{s}$ wie folgt: $[(1+0j), (-0.99+0.11j), (0.98-0.21j), (-0.95+0.31j)]$. Die folgende Abbildung zeigt das Ergebnis der Strahlformung für verschiedene ϕ -Winkel bei $\theta = 90^\circ$.

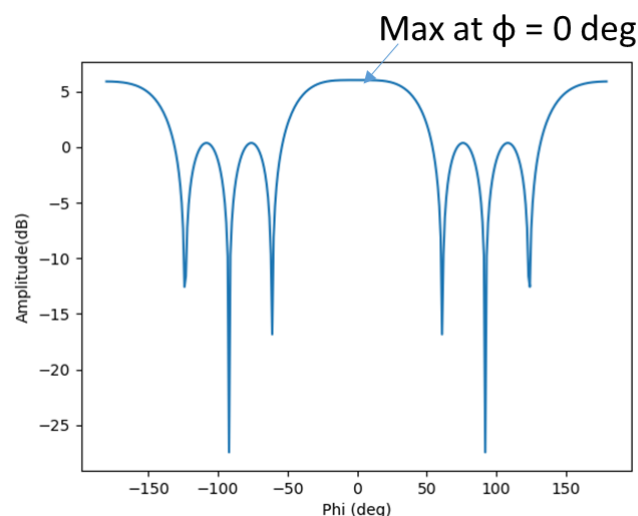


Abbildung 41: Ergebnis des Beamformungsalgorithmus ohne Rauschen und Kopplung

Wie man sieht, liegt der Höchstwert der Ausgabe bei $\phi = 0$. Das bedeutet, dass der Algorithmus in diesem Fall die Ankunftsrichtung genau findet. Da die Strahlbreite des Musters breit ist, kann ein geringes Maß an Rauschen oder Kopplungseffekten zu einem hohen Fehler bei der Schätzung des Winkels führen. Um eine geringere Strahlbreite zu erreichen, muss die Array-Apertur größer sein, d. h. es ist eine höhere Anzahl von Elementen erforderlich.

4.7.2 Kalibrierung der Antennengruppe

Wiederholen wir nun die Simulation für den Fall, dass eine Kopplung besteht. Wir verwenden ein Open-Source-Paket (4nec), um eine solche Simulation durchzuführen. Um die Simulation zu vereinfachen, verwenden wir einfache Dipolelemente. Um die einfallende Welle zu simulieren, verwenden wir einen weiteren Dipol in weiter Entfernung von der Antennengruppe. Die folgende Abbildung zeigt den simulierten Aufbau:

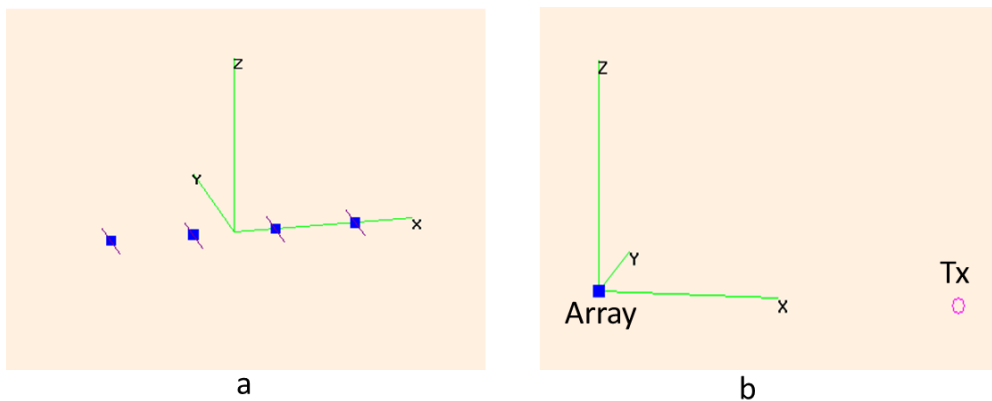


Abbildung 42: Simulation einer Anordnung von 4 Dipolelementen

In diesem Aufbau gibt es 50-Ohm-Impedanzen an den Dipol-Einspeisungen der Array-Elemente. Der Tx-Dipol wird von einer Spannungsquelle gespeist. Die Simulation wird ausgeführt und die Spannungen an den Array-Elementen werden ausgelesen und für die Strahlformung verwendet. Für diesen Test ist der Vektor der gelesenen Spannungen: $v = [-1.3-.04j, 1.3-0.34j, -1.3+0.52j, 1.57-.61j]$. Das Ergebnis des Beamforming ist in der nachstehenden Abbildung dargestellt:

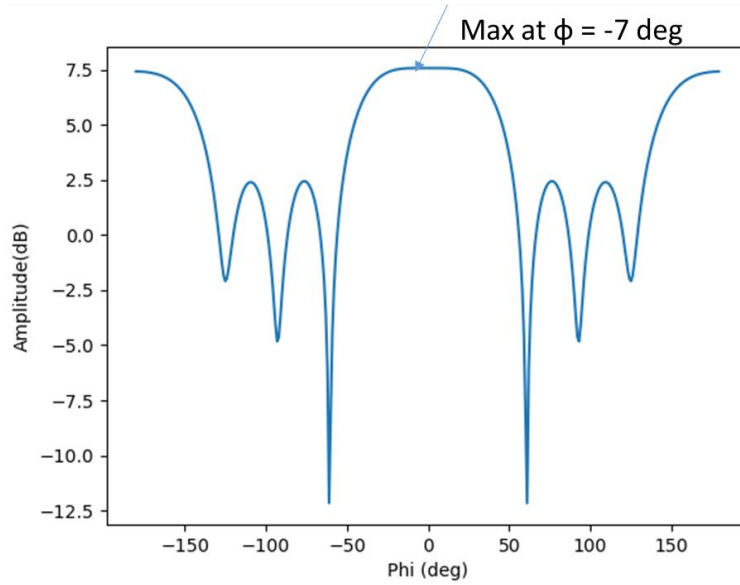


Abbildung 43: Ergebnis des Beamforming Algorithmus mit Kopplung

Diese Abbildung zeigt, dass die Kopplung leicht zu einer hohen Fehlerquote bei der Schätzung des Ankunfts winkels führen kann. Im Folgenden wird ein Ansatz vorgestellt, um die Auswirkungen der Antennenkopplung auf die DOA zu verringern.

Bei Vorhandensein von Kopplung wird die obige Formel wie folgt geändert:

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 \mathbf{C} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

C ist eine Matrix von Kopplungskoeffizienten:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} w_{0,0} & w_{0,1} & \dots & w_{0,M-1} \\ w_{1,0} & w_{1,1} & \dots & w_{1,M-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ w_{M-1,0} & w_{M-1,1} & \dots & w_{M-1,M-1} \end{bmatrix}$$

Um den Steuerungsvektor $\mathbf{s}$ zu finden, während wir $\mathbf{v}$ haben, müssen wir zuerst die Antennenplattform kalibrieren, d.h. die Matrix C steuern. Um M^2 Variablen in C zu finden, ist es erforderlich, den Vektor $\mathbf{v}$ für $M+1$ Richtungen zu haben. Wenn $\mathbf{s}_h$ der Steuerungsvektor ist, der der einfallenden Welle aus der h^{th} Richtung entspricht, dann können $M-1$ orthogonale Vektoren mit Hilfe des Gram-Schmidt-Verfahrens angesteuert werden.

$$\mathbf{h}_{k,h}^H \mathbf{s}_h = 0, \quad \text{for } k = 0, \dots, M-2$$

Ohne Berücksichtigung des Rauschens und unter der Annahme, dass $\mathbf{H}_h = [\mathbf{h}_{0,h} \ \mathbf{h}_{1,h} \ \dots \ \mathbf{h}_{M-2,h}]$

$$\mathbf{H}_h^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v} = \mathbf{0} \quad \text{for } h = 0, 1, 2, \dots, L-1$$

Für L Versuchswinkel ergibt sich eine $L \cdot (M-1)$ -Gleichung. Da wir $M^2 - 1$ Variablen haben, sollte L mindestens $M+1$ sein.

Für das oben beschriebene Array mit 4 Elementen wurde die Sendeantenne in 5 Winkeln verwendet:

Angles = $[\pi/2, 0], [\pi/3, 0], [\pi/4, 0], [\pi/6, 0], [\pi, 0]$. Der Vektor der Lesespannungen von 4 Antennenelementen wird wie folgt aus der Simulation abgeleitet:

$$\mathbf{v}_0 = [(-1.3-0.04j), (1.3-0.34j), (-1.3+0.52j), (1.57-0.61j)]$$

$$\mathbf{v}_1 = [(-0.5+0.71j), (-0.2-1.03j), (0.87+0.98j), (-1.5-0.81j)]$$

$$\mathbf{v}_2 = [(0.46+0.66j), (-0.8+0.29j), (0.13-1.09j), (1.05+1.06j)]$$

$$\mathbf{v}_3 = [(-0.7+0.08j), (-0.1-0.83j), (0.77-0.19j), (0.4+0.87j)]$$

$$\mathbf{v}_4 = [(-0.8+1.49j), (-1.1+1.45j), (-1.1+1.4j), (-0.8+1.46j)]$$

Dabei ist $\mathbf{v}_i$ die Spannung der Antennenelemente für den i-ten Ankunftsinkel. Unter Anwendung des Kalibrierungsansatzes wird das $\mathbf{C}^{-1}$ wie folgt berechnet:

$$\begin{bmatrix} 1 & -0.09 - 0.04j & -0.16 + 0.11j & 0. - 0.12j \\ -0.12 - 0.19j & 0.88 - 0.05j & -0.05 - 0.14j & -0.07 + 0.16j \\ 0.07 + 0.15j & -0.11 - 0.06j & 0.76 - 0.03j & -0.03 - 0.26j \\ 0.01 - 0.01j & -0.1 + 0.13j & -0.04 - 0.23j & 0.86 + 0.04j \end{bmatrix}$$

Um den Algorithmus zu überprüfen, wenden wir die Kalibrierungsverfahren auf Daten eines neuen Ankunftsinkels an. Die für den Winkel $[.437 \pi, 0]$ abgelesenen Spannungen sind:

$$\mathbf{v} = [.93+.82j, -1.2-0.47j, 1.38+.27j, -1.7-.24j]$$

In diesem Beispiel sind die Ergebnisse der Strahlformung mit und ohne Kalibrierung in der folgenden Abbildung dargestellt:

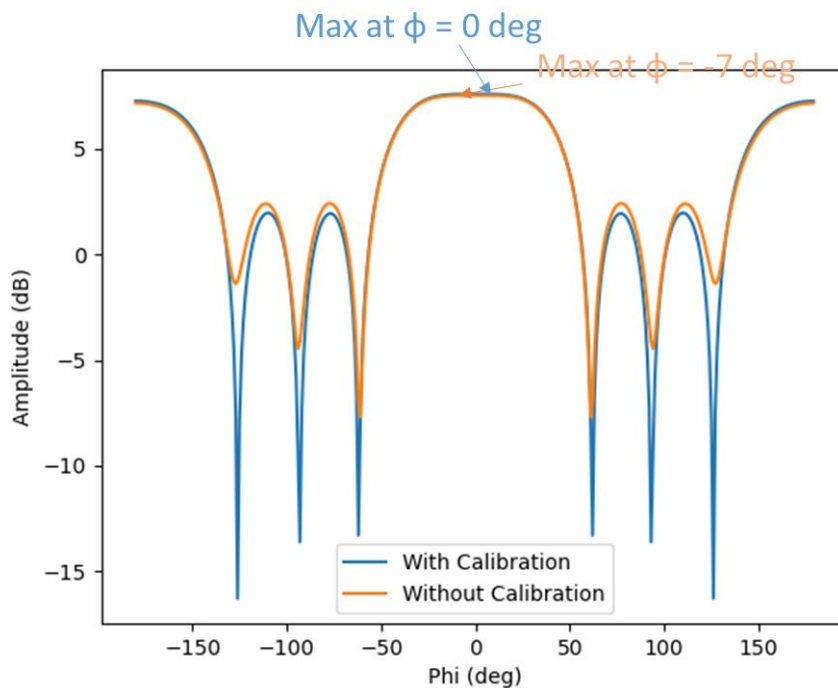


Abbildung 44: Ergebnis des Beamformungs Algorithmus sowohl mit Kopplung als auch mit/ohne Kalibrierung

4.8 Time Difference of Arrival (TDoA)

TDOA ist ein Algorithmus zur Lokalisierung von HF-Signalquellen. Er erfordert mindestens drei Sensoren, die in der Lage sind, das gewünschte Signal zu erkennen. Alle Sensoren sind zeitlich synchronisiert, um die IQ-Daten synchron aufzeichnen zu können. Der Zeitunterschied beim Eintreffen des interessierenden Signals wird durch Korrelation zwischen den Daten von jeweils zwei Sensoren ermittelt. Daraus ergibt sich die Abstandsdifferenz zwischen der Quelle und jedem Sensorensatz.

$$\Delta R = c \tau$$

Bei einer Anzahl von **N** Sensoren ergibt sich eine Anzahl von N-1 Hyperbelgleichungen, die gelöst werden können, um den Standort der Quelle zu finden. Wenn $N > 3$ ist, wird das Problem zu einem Problem der kleinsten Quadrate.

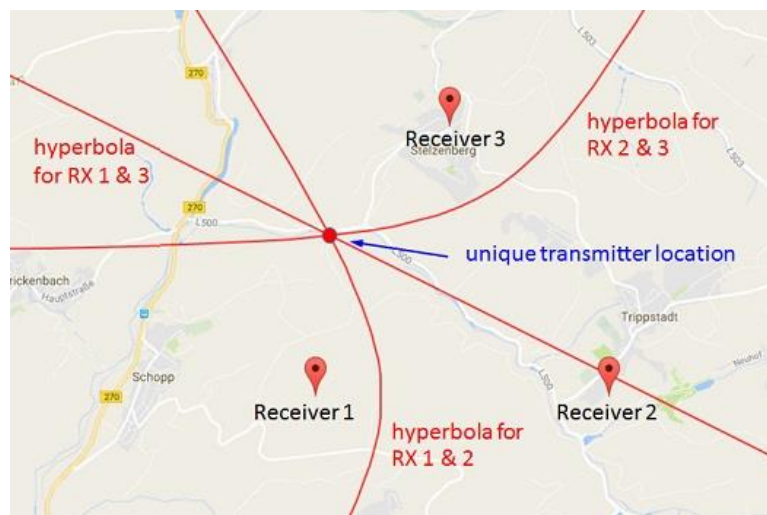


Abbildung 45: Ein Beispiel für einen TDOA-Ansatz zur Geolokalisierung einer Quelle

Um die Ankunftszeitdifferenz zwischen zwei Sensoren genau bestimmen zu können, muss das betreffende Signal einige Eigenschaften aufweisen.

4.8.1 Signalleistung

Wie bei den meisten anderen Signalverarbeitungsalgorithmen hängt die Genauigkeit der TDOA vom Leistungspegel des Eingangssignals ab. Mehrweg- und andere Signalquellen können das IQ-Muster verbreitern und es erschweren, die genaue zeitliche Ausrichtung der beiden Sensoren für das gewünschte Signal zu finden.

4.8.2 Bandbreite

Schmalbandige Signale können nicht leicht lokalisiert werden, da der Ausgang der Korrelation einen geringen dynamischen Bereich aufweist. Dies macht die Ausgabe anfällig für Rauschen. Mit anderen Worten, bei Vorhandensein von Rauschen ist der geschätzte Zeitunterschied des Ankunftsfehlers enorm. Eine große Bandbreite ist ebenfalls nicht erwünscht, da sie dazu führen kann, dass andere Signalquellen erfasst werden, die die Leistung des Korrelationsalgorithmus verschlechtern.

4.8.3 Synchronisierung

Um die Ankunftszeitdifferenz zwischen zwei Sensoren abschätzen zu können, sind zwei synchronisierte Sensoren erforderlich. Unter der Annahme, dass die Sensoren auf Abtastebene synchronisiert sind, kann die Bereichsauflösung des Ansatzes wie folgt berechnet werden:

$$R = C / f_s$$

Bei einer Abtastrate von 20 MSa/s am Empfänger beträgt die Auflösung beispielsweise etwa 15 m. Es ist zu beachten, dass eine hohe Abtastrate eine höhere Datenmenge bedeutet, die von den Sensoren erfasst und an eine zentrale Einheit übertragen werden muss.

4.8.4 Hyperbolische Linien

Die Zeitdifferenz der Ankunft zweier Sensoren ergibt eine Kurve, bei der jeder Punkt einen konstanten Differenzbereich zu den entsprechenden Sensoren aufweist. Dies sind Hyperbel-Linien. Der Schnittpunkt von drei oder mehr dieser Linien beweist und schätzt den Standort der Quelle. Die Analyse zeigt, dass die Genauigkeit der TDOA höher ist, wenn die Sensoren die Signalquelle umgeben.

5. Lokalisation von bewegten Objekten

Im Folgenden werden zwei Hauptmethoden zur Lokalisierung eines potenziellen Ziels erläutert.

5.1 Radar

Bei diesem Ansatz wird ein Sender verwendet, der ein moduliertes Signal aussendet. Das Signal wird nach dem Auftreffen auf das Ziel in verschiedene Richtungen reflektiert. Die Empfängerantenne, die sich am gleichen Ort wie die Sendeantenne (monostatisch) oder an einem anderen Ort (bistatisch) befinden kann, erfasst das reflektierte Signal und schätzt die Entfernung des Ziels anhand der Zeitverzögerung zwischen Übertragung und Empfang.

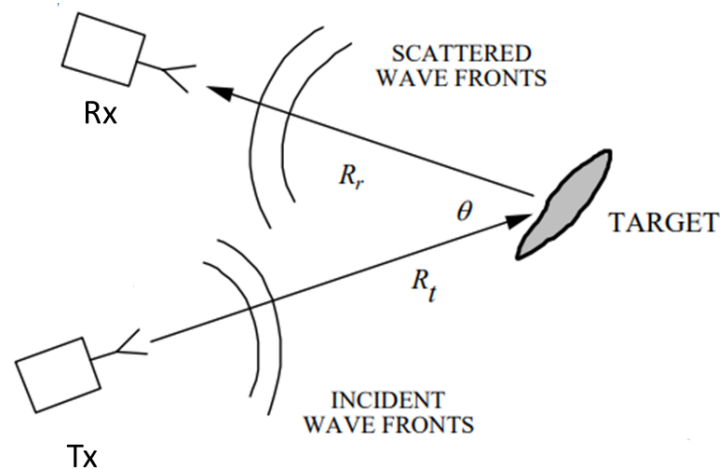


Abbildung 46: Grundprinzip eines Radars

Die nachstehende Abbildung zeigt das Konzept der Zeitdifferenz zwischen ausgesendetem und empfangenem Signal:

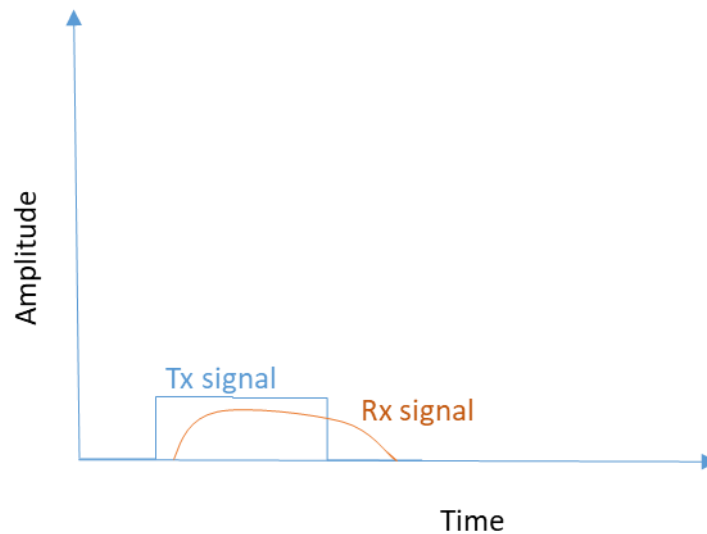


Abbildung 47: Konzeptionelle Darstellung der gesendeten und empfangenen Signale

Um die Laufzeit zu ermitteln, wird das empfangene Signal mit dem gesendeten Signal korreliert. Für den Fall, dass sich das Ziel bewegt, wird die Korrelation für verschiedene Dopplerwerte durchgeführt. So erhält man sowohl den Doppler als auch die Zeitverzögerung. Die geschätzte Reichweite wird mit der folgenden Formel berechnet:

$$R = c \tau / 2$$

Dabei ist τ die Laufzeit des Signals. Die Leistung des Signals an der Empfängerantenne wird mit der folgenden Formel berechnet:

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma A_{er}}{(4\pi R^2)^2} = \frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}$$

Dabei ist P_t die Sendeleistung, G_t und G_r sind die Gewinne der Sende- und Empfangsantennen, σ ist der Radarquerschnitt des Ziels und R ist die Reichweite des Ziels.

Da die Leistung des empfangenen Signals aufgrund von Pfadverlusten und anderen Ausbreitungsbedingungen stark abnimmt, werden einige Verarbeitungstechniken eingesetzt, um das Signal-Rausch-Verhältnis zu erhöhen. Eine davon ist die Verwendung von Impulskompressionstechniken. Die andere ist die Verwendung von Antennengruppen im Empfänger. Die Array-Struktur des Empfängers erhöht nicht nur den Empfangsgewinn, sondern bietet auch die Möglichkeit, den Ankunftsrichtung des Signals zu steuern und so den Standort des Ziels zu ermitteln.

In Abhängigkeit von den typischen Reichweiten und Radarquerschnitten der Ziele (R und σ) sowie der Genauigkeit der Entfernungsmessung wird das erforderliche Signal-Rausch-Verhältnis ermittelt. Daraus ergeben sich die Entwurfsparameter wie Sendeleistung, Anzahl der Elemente des Empfänger-Arrays (Empfangsverstärkung), Eigenschaften des Sendesignals (Zeitdauer und Pulskompression) und Isolierung von Sender und Empfänger. Es ist zu beachten, dass die erforderliche Isolierung bestimmt, ob das System bistatisch oder monostatisch sein soll.

5.2 Lokalisierung externer Signalquellen

Bei dieser Methode wird das von einem elektronischen Gerät des Ziels übertragene Signal erfasst und über mehrere Sensoren verarbeitet, um den Standort des Ziels zu bestimmen. Die Kommunikationssignale von Flugzeugen sind Beispiele für die Quelle der Lokalisierung in einigen Anwendungen. Bei diesen Ansätzen werden die TDOA- oder DOA-Algorithmen zur Lokalisierung der Signalquelle verwendet. Wenn es nur um die Richtung des Ziels geht, ist ein DOA-Sensor ausreichend. In diesem Fall kann ein Sender verwendet werden, um alle Quellen in dieser Richtung zu stören. Es sei darauf hingewiesen, dass die Peilung auch in einem anderen Frequenzband durchgeführt werden kann. So kann die Peilung beispielsweise die UKW-Funksignale verwenden, um die Richtung des Ziels zu ermitteln. Dann sendet der Sender ein Hochleistungssignal in GNSS-Bändern, um den Betrieb des GNSS-Systems des Ziels zu blockieren. Der Empfängerteil wird auf der Grundlage der typischen Empfangssignalleistung und der für die Schätzung des Zielwinkels erforderlichen Genauigkeit ausgelegt. Im Übertragungsteil ist wahrscheinlich ein Leistungsverstärker (PA) vor den Antennenelementen erforderlich. Es ist auch wichtig zu beachten, dass die Antennenelemente und die Ausrichtung des Empfangs- und des Sendeteils unterschiedlich sind, da das Empfangs- und das Sendefrequenzband unterschiedlich sind.

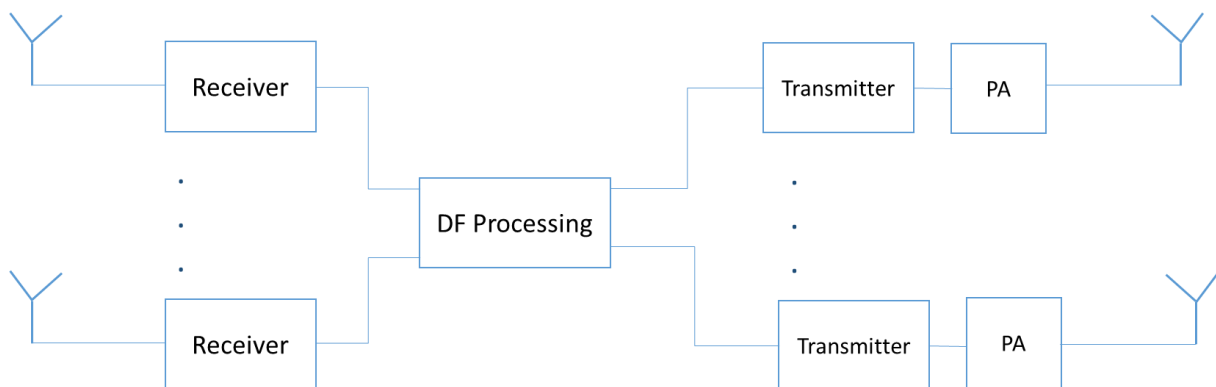


Abbildung 48: Aufbau der Peil- und Störeinrichtung

6. Array Analyse

Im Kapitel 4 wurden die Eigenschaften der Einzelementantenne untersucht. Das Strahlungsdiagramm einer Einzelantenne ist oft breit, und der Antennengewinn ist gering. Für viele Anwendungen ist es jedoch wichtig, eine Antenne mit hohem Gewinn (sehr direkt) zu haben. Ein hoher Gewinn ist nur durch eine Vergrößerung der elektrischen Größe der Antenne möglich.

Die Vergrößerung einer Einzelement-Antenne zur Erzielung eines sehr gerichteten Strahlungsdiagramms ist nur in manchen Fällen sinnvoll. Eine andere Lösung besteht darin, die strahlenden Elemente in einer geometrischen Konfiguration zusammenzustellen. Die neue Mehrelementantenne wird als Array bezeichnet. Die einzelnen Elemente einer Gruppenantenne können aus beliebigen Antennen bestehen. Fünf Designparameter werden verwendet, um einen gewünschten Strahl in einer Gruppenantenne zu formen.

- Die geometrische Konfiguration des Arrays (linear, kreisförmig, rechteckig, kugelförmig, usw.)
- Der Abstand zwischen den Antennenelementen
- die Anregungsamplitude der Gruppe von Elementen
- die Erregungsphase der einzelnen Elemente
- Das Pattern der einzelnen Elemente (Typ des Einzelements)

6.1 Zwei-Elemente-Array

Betrachten wir ein einfaches Szenario, in dem zwei infinitesimale Dipole entlang der z-Achse angeordnet sind, wie in Abbildung 2 1 dargestellt.

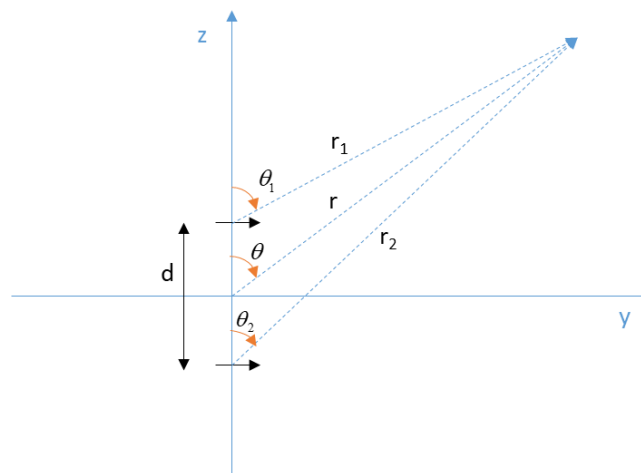


Abbildung 49: Zwei-Element Array

Die Feldverteilung eines infinitesimalen Dipols, dessen Länge in y-Richtung zeigt, im Fernfeldbereich wird wie folgt ausgedrückt [3]:

$$H_\phi = j \frac{kI_0 l \cos \theta}{4\pi r} e^{-jkr}$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \cos \theta}{4\pi r} e^{-jkr}$$

$$E_\phi = H_\theta = H_r = E_r = 0$$

Dabei ist I_0 die Amplitude des Erregerstroms, k ist die Wellenzahl ($2\pi/\lambda$) und η die Eigenimpedanz des Mediums (ϵ_0/μ_0). Das Paar ist das einzige Paar, das einen Term in Richtung des Poynting-Vektors erzeugt. Unter Berücksichtigung dieser Formel wird das von zwei Elementen in Abbildung 49 abgestrahlte Gesamtfeld unter der Annahme, dass keine Kopplung zwischen den engsten Elementen besteht, wie folgt berechnet [3]:

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left[\frac{e^{-j(kr_1 - \beta/2)}}{jkr_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j(kr_2 + \beta/2)}}{jkr_2} \cos \theta_2 \right]$$

Dabei ist β die Differenz der Phasenanzug zwischen den beiden Elementen. Unter der Annahme der Fernfeldbedingungen können die folgenden Näherungen berücksichtigt werden.

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta$$

$$r_1 = r_2 = r \quad \text{for amplitude variations}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 = r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{array} \right\} \quad \text{for phase variations}$$

Unter Anwendung dieser Näherungen kann man folgend umformulieren:

$$\hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr} \cos \theta}{4\pi r} 2 \cos[0.5(kd \cos \theta + \beta)]$$

Aus dieser Formel geht hervor, dass das Gesamtfeld des Arrays gleich dem Feld einer im Zentrum des Koordinatensystems positionierten Einzelementantenne multipliziert mit einem Array-Faktor ist. Für eine Zwei-Element-Antennengruppe, die in einem Abstand von d angeordnet ist und mit der gleichen Amplitude, aber einer Phasenverschiebung von β angeregt wird, gilt daher Folgendes:

$$AF = 2 \cos[0.5(kd \cos \theta + \beta)]$$

6.2 Lineares Array mit gleichmäßiger Amplitude

Verallgemeinern wir den im vorigen Abschnitt verwendeten Ansatz auf N Elemente mit gleichmäßiger Amplitude β und gleichem Abstand. Es wird angenommen, dass jedes Element einen progressiven Phasenvorsprung gegenüber dem vorangehenden hat. In diesem Fall ist die AF gegeben durch

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\Psi} \quad \Psi = kd \cos \theta + \beta$$

Wenn die Array-Elemente symmetrisch zum Koordinatenzentrum angeordnet sind, kann die AF wie folgt umgeordnet werden:

$$AF = \left[\frac{\sin(\frac{N}{2}\Psi)}{\sin(\frac{1}{2}\Psi)} \right]$$

Abbildung 50 zeigt das Pattern eines gleichförmigen linearen Arrays (ULA) mit zehn Elementen. Für diese Simulation wird $\beta = 0$ betrachtet.

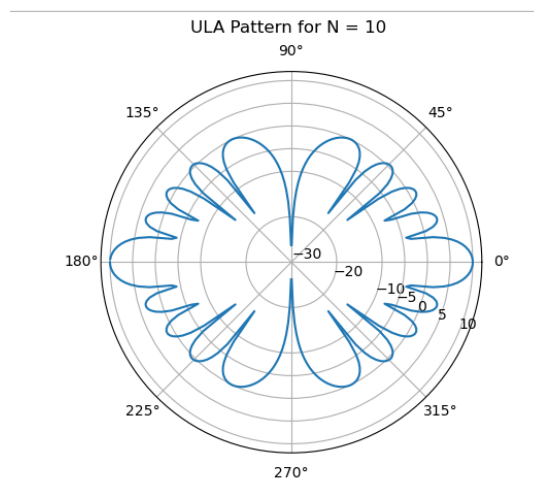


Abbildung 50: Pattern eines 10-Element gleichförmigen linearen Arrays (ULA)

Es zeigt sich, dass das Maximum der ersten Nebenkeule eines ULA 13,46 dB kleiner ist als das der Hauptkeule (SLL = 13,46 dB). Mit Hilfe von 2-6 kann die Richtwirkung einer ULA ermittelt werden [3].

Ein gleichmäßiges Array aus 10 isotropen Elementen mit einem Abstand zwischen den Elementen hat zum Beispiel ein Richtverhältnis von etwa 10 dB.

6.3 Lineares Array mit ungleichmäßiger Amplitude

Wie im vorangegangenen Abschnitt erläutert, ist die SLL eines linearen Arrays mit gleichmäßiger Amplitude relativ klein und erfüllt in vielen Anwendungen, insbesondere im Sendebetrieb, nicht die Anforderungen. Eine hohe SLL von einer Sendequelle kann Empfänger in der Nähe des Senders blockieren. Um die SLL zu kontrollieren, wird in der Antennengruppe ein Tapering (ungleichmäßige Amplitudenanregung) verwendet. Tapering ist die Manipulation der Amplitude von Antennenelementen in einer Gruppe. Der Array-Faktor eines linearen Arrays kann wie folgt geschrieben werden:

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jn\Psi} \quad \Psi = kd \cos \theta + \beta$$

Aus dem Fourier-Serientheorem lässt sich die Erregungsreihe wie folgt aus dem gewünschten Array-Faktor ableiten:

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} AF(\theta) e^{-jn\Psi} \quad \Psi = kd \cos \theta + \beta$$

Diese Formeln zeigen, dass der Array-Faktor im räumlichen Bereich die Fourier-Transformation der Amplitude der Antennenelemente ist. Folglich gelten die Eigenschaften der Fourier-Transformation, die im Zeit-Frequenz-Bereich bekannt sind, auch für den Raum-Amplituden-Bereich. Mit anderen Worten: Die Signale im Zeitbereich werden durch den Amplitudenbereich ersetzt, und die Darstellung der Signale im Frequenzbereich wird durch den Raumbereich ersetzt. So führt beispielsweise die rechteckige (mit konstanter Amplitude) Erregung von Antennenelementen zu einer Sinc-Form des Gruppendiagramms. Eine Lösung für das SLL-Problem besteht in der Gewichtung der Amplitude der Antennenelemente (I_n). Der Nachteil dieses Ansatzes besteht darin, dass die SLL auf Kosten der Verbreiterung des Strahlenbündels des Patterns reduziert wird. Zur Gewichtung der Amplitude der Antennenanregung können verschiedene Fensterfunktionen verwendet werden; im Folgenden werden einige gängige Fensterfunktionen aus der Signalverarbeitungsliteratur vorgestellt. Die Diskussion wird für die Zeit-Frequenz-Darstellung von Signalen geführt. Sie ist jedoch leicht auf den Amplituden-Raum-Bereich übertragbar. Zur Vereinfachung der Diskussion werden Signale im kontinuierlichen Zeitbereich behandelt. Die Analyse ist auf zeitdiskrete Signale erweiterbar.

6.3.1 Rechteck Fenster

Das Rechteck Fenster, das auch als gleichmäßiges Fenster bezeichnet wird, hat einen konstanten Wert im Zeitbereich für eine Periode.

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{for } |t| \leq \tau \\ 0 & \text{for } |t| \geq \tau \end{cases}$$

Die kontinuierliche Fourier-Transformation (CFT) des Rechteckfensters ist eine Sinusfunktion:

$$F(j\Omega) = 2\tau \text{Sin } c(\Omega\tau)$$

Die Darstellung des Zeit- und Frequenzbereichs des Rechteckfensters ist in Abbildung 51 a) zu sehen. Wie in dieser Abbildung gezeigt, beträgt die SLL dieses Fensters etwa 13 dB.

6.3.2 Dreiecksfenster

Eine Dreiecksfunktion ergibt sich aus der Faltung zweier Rechteckfunktionen. Im Frequenzbereich ist ihre Darstellung daher die Multiplikation von zwei Sinusfunktionen. Das Zeitbereichssignal ist:

$$x(t) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{\tau} & \text{for } |t| \leq \tau \\ 0 & \text{for } |t| \geq \tau \end{cases}$$

Und die entsprechende CFT ist

$$F(j\Omega) = \tau [\text{Sin } c(\Omega\tau / 2)]^2$$

Die Zeit- und Frequenzdarstellungen des Dreiecksfensters sind in Abbildung 51 b) dargestellt.

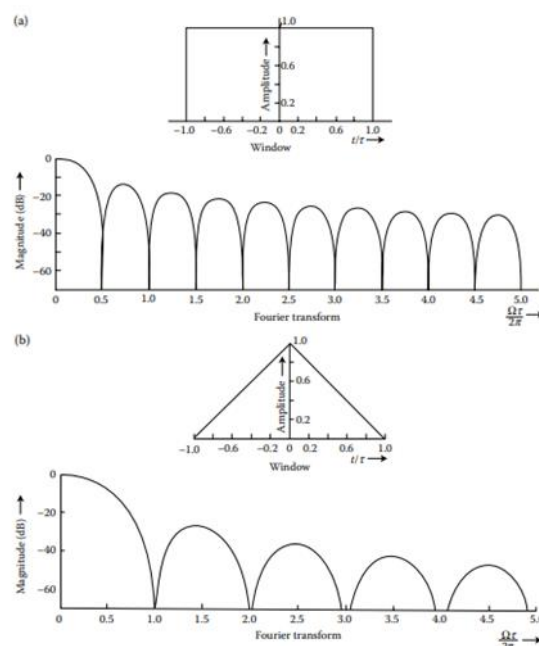


Abbildung 51: Zeit- und Frequenzbereich a) Rechteck Funktion b) Dreieck Funktion [20]

6.3.3 Hann Fensterfunktion

Diese Fensterfunktion, die von dem österreichischen Meteorologen Julius von Hann eingeführt wurde, wird auch als erhöhter Kosinus bezeichnet. Die Zeit- und Frequenzdarstellung des Fensters ist wie folgt:

$$x(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{\pi t}{\tau}\right) & \text{for } |t| \leq \tau \\ 0 & \text{for } |t| \geq \tau \end{cases}$$

and

$$F(j\Omega) = \frac{\sin(\Omega\pi)}{\Omega} + 0.5 \frac{\sin(\Omega\tau + \pi)}{\Omega + \frac{\pi}{\tau}} + \frac{\sin(\Omega\tau - \pi)}{\Omega - \frac{\pi}{\tau}}$$

Abbildung 2 4 zeigt die Zeit- und Frequenzdarstellung der Hann-Funktion. Im Vergleich zum rechteckigen Fenster reduziert diese Funktion die SLL erheblich auf Kosten einer breiteren Abstrahlbreite.

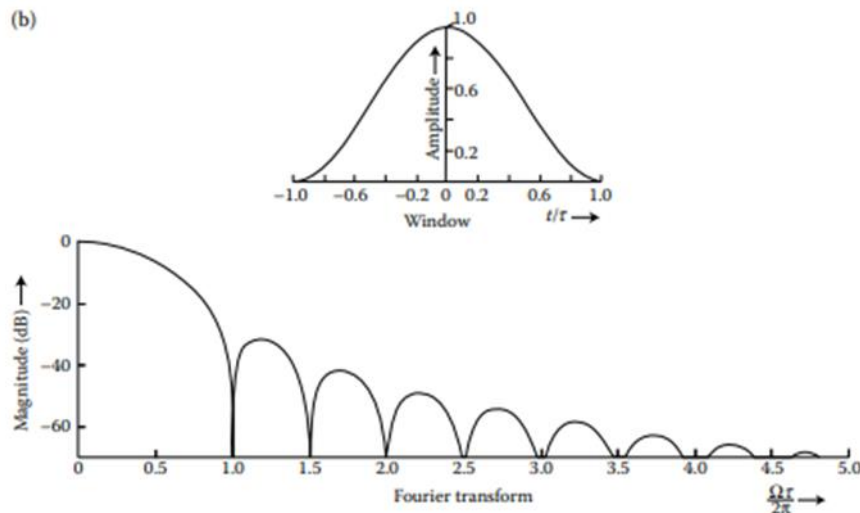


Abbildung 52: Zeit- und Frequenzdarstellung eines Hann Fensters [20]

6.3.4 Hamming Fensterfunktion

Diese Fensterfunktion ist eine optimierte Form der Hann-Funktion. Die Optimierung wird durchgeführt, um eine bessere SLL-Leistung zu erreichen. Die Zeitdarstellung der Hamming-Funktion wird wie folgt dargestellt:

$$x(t) = \begin{cases} 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{\pi t}{\tau}\right) & \text{for } |t| \leq \tau \\ 0 & \text{for } |t| \geq \tau \end{cases}$$

Darüber hinaus wird die Fourier-Transformation wie folgt beschrieben:

$$F(j\Omega) = 1.08 \frac{\sin(\Omega\tau)}{\Omega} + 0.46 \frac{\sin(\Omega\tau + \pi)}{\Omega + \frac{\pi}{\tau}} + \frac{\sin(\Omega\tau - \pi)}{\Omega - \frac{\pi}{\tau}}$$

6.3.5 Zeitdiskrete Darstellung

Wie bereits erwähnt, können die im vorigen Abschnitt erläuterten Ergebnisse auf die Analyse im Amplituden-Raum-Bereich ausgedehnt werden. Abbildung 53 zeigt die Amplitude und die Fourier-Transformation von zwei Fensterfunktionen.

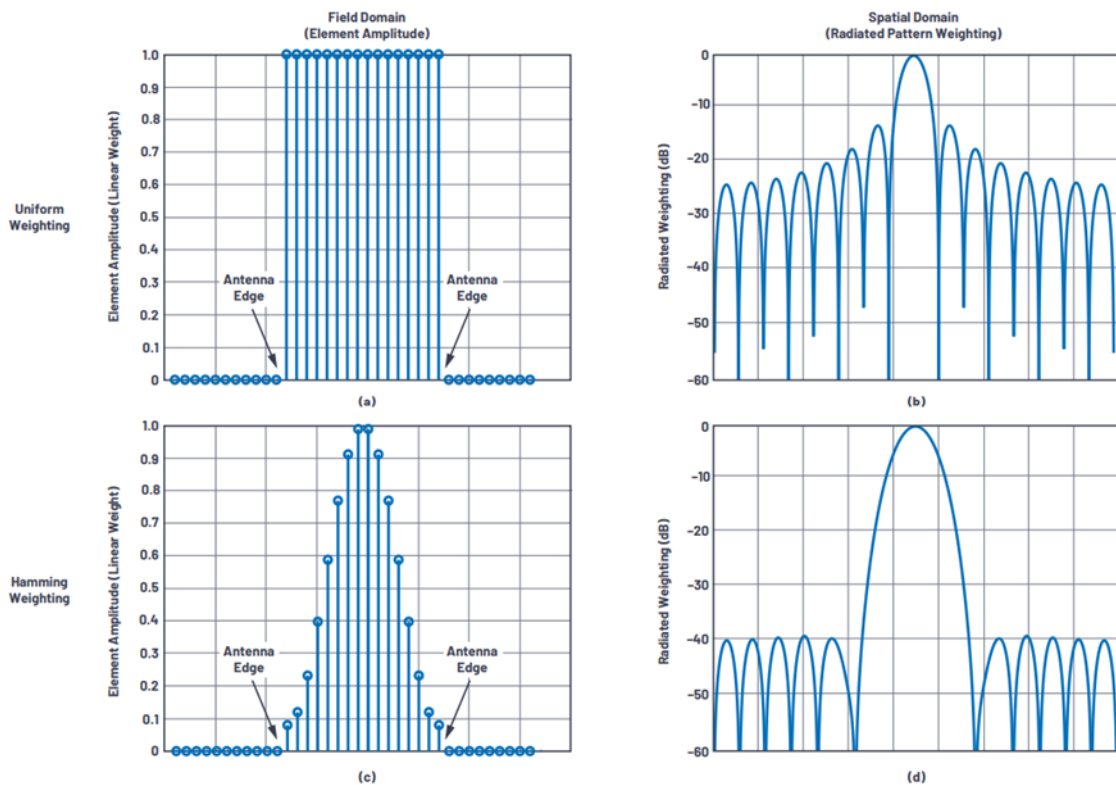


Abbildung 53: Zeigt die Verjüngung der Amplitude und das entsprechende räumliche Muster a) gleichmässige Gewichtung aller Elemente b) räumliches Muster der gleichmäßigen Gewichtung c) Hamming-Gewichtung, die auf die Amplitude der Antennenelemente angewendet wird [21]

Gegenseitige Kopplung

Das im vorigen Abschnitt diskutierte Array-Diagramm basiert auf der Annahme, dass die Antennenelemente identisch sind und jedes das gleiche Strahlungsdiagramm hat. In der Praxis gibt es viele Gründe, warum dies nicht der Fall ist. Einer der wichtigsten Gründe ist die gegenseitige Kopplung. Das Strahlungsdiagramm eines einzelnen Elements kann sich drastisch unterscheiden, wenn es in einem Array weit voneinander entfernt ist, und wenn es in der Nähe anderer Elemente angeordnet ist. In der Praxis wird der Einfluss der gegenseitigen Kopplung mit Hilfe von EM-Simulationswerkzeugen untersucht. Ein Ansatz zur Analyse des Einflusses der Kopplung in einer Empfangsantennengruppe wird in Abschnitt 7.2 vorgestellt.

Quantisierungsfehler

Eine weitere wichtige Beeinträchtigungsquelle in Antennengruppen ist die endliche Quantisierung des Phasenschiebers, der zur Steuerung des Gruppendiagramms verwendet wird. Es ist wichtig zu beachten, dass die Auflösung des Strahlungswinkels nicht mit der Auflösung des Phasenschiebers gleichzusetzen ist. Die Strahlaufösung ist eine Funktion der Anzahl der Elemente, der Array-Aperturgröße und der Auflösung des Phasenschiebers. Für ein lineares Array wird der Ankunftsinkel wie folgt berechnet:

6.3.6 Simulations Resultate

Um die Möglichkeit der Strahlformung zu zeigen, wird ein Antennen-Array mit dem Simulationsprogramm 4nec simuliert (siehe Abbildung 54). Zunächst wird ein Array aus 16 Dipolelementen simuliert, die an den folgenden Stellen auf der x-Achse angeordnet sind. Jedes Element hat eine Länge von 9 cm und ist in y-Richtung ausgerichtet.

$rx = [-0.044 \ -0.132 \ -0.22 \ -0.308 \ -0.396 \ -0.484 \ -0.572 \ -0.66 \ .044 \ .132 \ .22 \ .308 \ .396 \ .484 \ .572 \ .66]$

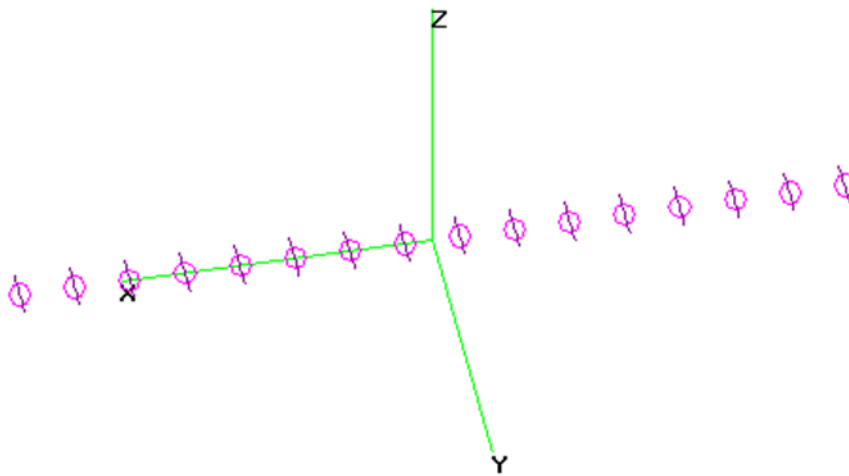


Abbildung 54: Lineare Elementanordnung von 16 Dipolen

Zur Anregung der Elemente dieses Arrays wurde Hamming verwendet (siehe Abbildung 53). Das Array-Muster in der X-Z-Ebene ist in Abbildung 55 dargestellt.

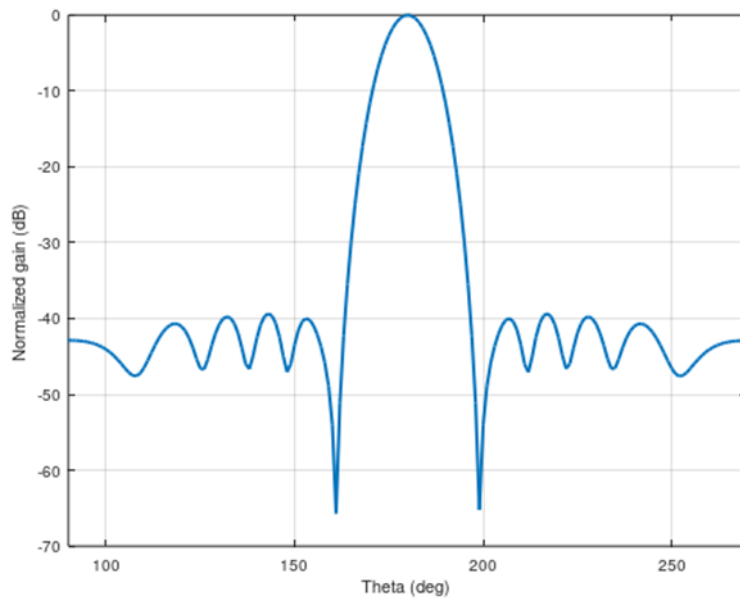


Abbildung 55: Array Pattern in der X-Z Ebene

Dies zeigt, dass 40 dB SLL für diese Art von Antenne erreichbar sind. Es ist jedoch erwähnenswert, dass bei anderen Antennentypen, wie z. B. typischen Patch-Antennen, die in GNSS-Anwendungen verwendet werden, der höhere Kopplungsgrad die SLL-Leistung des Arrays verschlechtert [21].

6.4 Planares Array

Die strahlenden Elemente eines Arrays können in einem rechteckigen Raster angeordnet werden, um ein planares Array zu bilden. Planare Arrays bieten die Möglichkeit, den 2D-Raum zu scannen. Sie bieten auch eine höhere SLL und symmetrischere Muster. Allerdings erhöht sich die Anzahl der erforderlichen Antennenelemente erheblich. Abbildung 2 8 veranschaulicht ein planares Array.

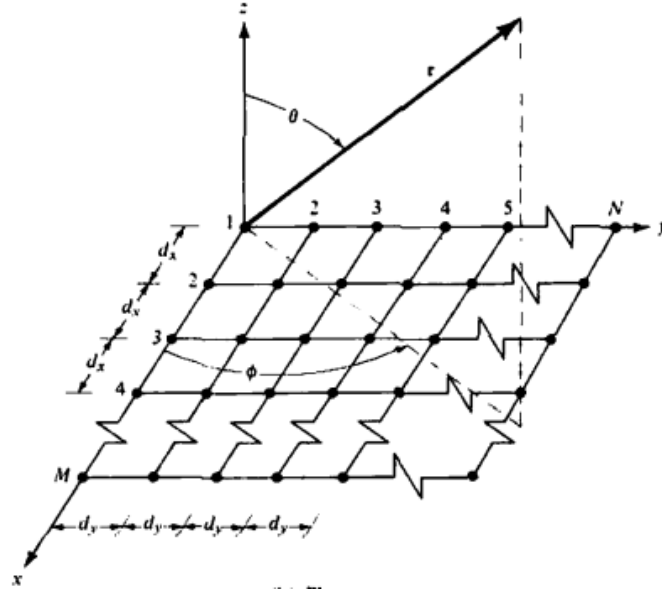


Abbildung 56: Planares Array [3]

Die ersten M Elemente entlang der x-Achse bilden ein lineares Array. Unter der Annahme einer gleichmäßigen Amplitude lässt sich der Array-Faktor wie folgt herleiten:

$$AF_x = \left[\frac{\sin(\frac{N}{2} \Psi_x)}{\sin(\frac{1}{2} \Psi_x)} \right] \quad \Psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x$$

Der Abstand und die progressive Phasenverschiebung zwischen den Elementen entlang der x-Achse werden durch d_x, β_x dargestellt. Angenommen, diese ULA wird als ein Element eines neuen Arrays mit N Elementen entlang der y-Achse betrachtet. In diesem Fall kann der Array-Faktor als Multiplikation des neuen Arrays (AF_y) mit dem Muster des einzelnen Elements (AF_x) abgeleitet werden.

$$AF = \left[\frac{\sin(\frac{N}{2} \Psi_x)}{\sin(\frac{1}{2} \Psi_x)} \right] * \left[\frac{\sin(\frac{N}{2} \Psi_y)}{\sin(\frac{1}{2} \Psi_y)} \right] \quad \Psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x$$

$$\Psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y$$

Abbildung 57 zeigt das Muster eines 5x5 planaren Arrays mit einem Abstand von gleichen Amplituden- und Phasenanregungen.

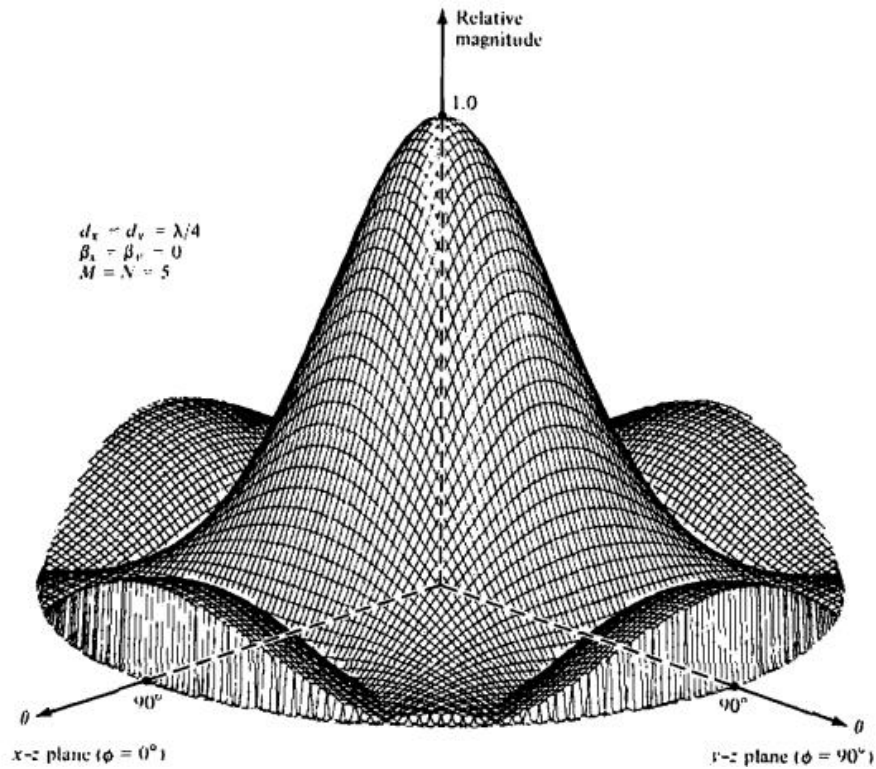


Abbildung 57: Pattern eines planaren Arrays [3]

6.5 Zirkulares Array

Bei dieser Anordnung sind die Elemente in einem kreisförmigen Ring angeordnet. Abbildung 58 zeigt die Geometrie eines kreisförmigen Arrays.

Angenommen, die Array-Elemente sind gleichmäßig in der x-y-Ebene entlang eines Kreistrings mit dem Radius a angeordnet:

$$AF_{\text{circ}} = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}$$

I_n is the excitation coefficients of the n_{th} element

$$\phi_n = 2\pi \frac{n}{N}$$

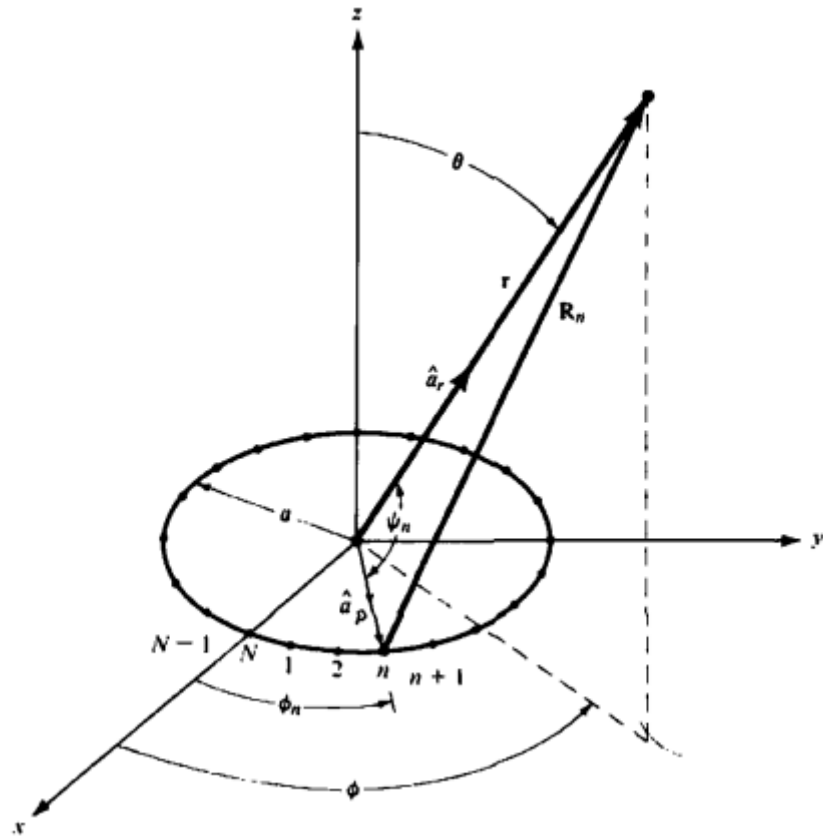


Abbildung 58: Geometrie eines zirkulären Arrays mit n-Elementen [3]

Aufgrund der geringeren Richtwirkung und Verstärkung ist die Genauigkeit wesentlich geringer als bei einem planaren Array. Allerdings ist bei einem kreisförmigen Array die Anzahl der Elemente, die für die Abtastung eines weiten Raums erforderlich sind, viel geringer.

Die kreisförmigen Arrays eignen sich besser für Anwendungen, die eine omnidirektionale Abdeckung erfordern. Der Vorteil gegenüber einem linearen Array zur Abtastung der Azimutwinkel besteht darin, dass kreisförmige Arrays alle Azimutwinkel symmetrisch abtasten. Abbildung 59 vergleicht die linearen und zirkulären Arrays bei der Abtastung von zwei verschiedenen Azimutwinkeln. [22]

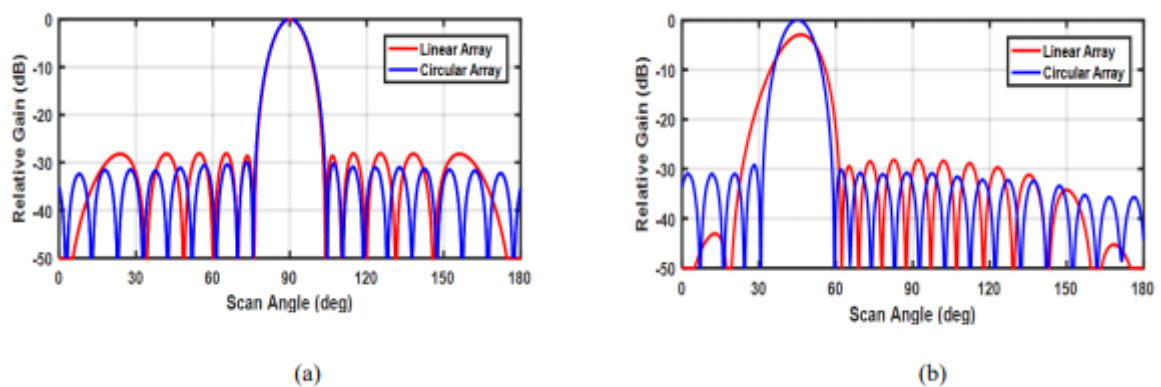


Abbildung 59: Strahlabtastung linearer und kreisförmiger Array für boresight und off-boresight Winkel [22]

6.6 Gekreuzte Elementanordnung

Eine vorgeschlagene Antennengruppen-Konfiguration ist die Kombination von zwei senkrecht zueinander stehenden linearen Gruppen (siehe Abbildung 60).

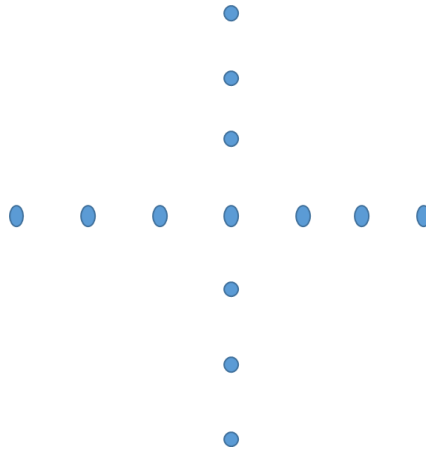


Abbildung 60: Gekreuzte lineare Anordnung

Es besteht aus zwei Sätzen linearer Antennen, die rechtwinklig zueinander angeordnet sind. Bei einer linearen Anordnung werden Ziele, die sich außerhalb der Sichtweite befinden, mit geringer Genauigkeit erfasst. Die Verwendung einer rechtwinkligen Anordnung verbessert daher die Leistung des Arrays bei Winkeln außerhalb der Sichtweite. Allerdings ist eine planare Anordnung erforderlich, um den Strahl aktiv in zwei Dimensionen zu scannen.

6.7 Zylindrische Anordnung

Bislang wurden die Array-Elemente in 1-D- oder 2-D-Konfigurationen angeordnet. Mehrere kreisförmige Arrays werden zu einem zylindrischen Antennen-Array gestapelt (siehe Abbildung 61).

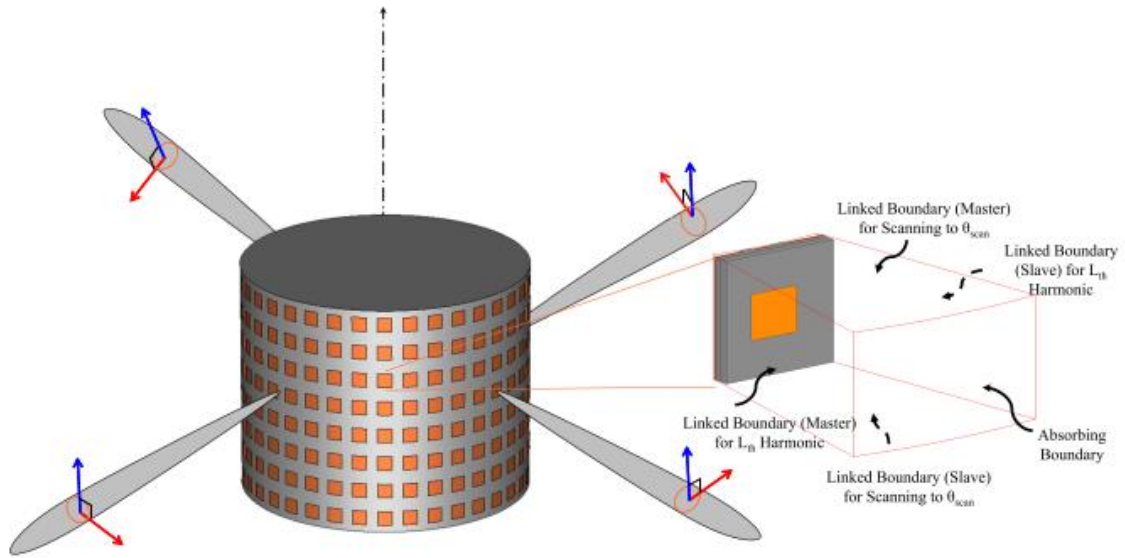


Abbildung 61: Zylindrische Anordnung [23]

Angenommen, ein Kreis mit N Elementen wird als Element eines neuen Arrays mit M Elementen entlang der z -Achse betrachtet. In diesem Fall kann der Array-Faktor als Multiplikation des neuen Arrays (AF_z) mit dem Muster des einzelnen Elements (AF_{circ}) abgeleitet werden.

$$AF = \left[\frac{\sin(\frac{M}{2} \Psi_z)}{\sin(\frac{1}{2} \Psi_z)} \right] * \sum_{n=1}^N e^{jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}$$

$$\phi_n = 2\pi \frac{n}{N}$$

$$\Psi_z = kd_z \sin \theta$$

Diese Array-Struktur bietet einheitliche Eigenschaften in allen Raumwinkeln. Die Keulenbreite einer zylindrischen Antennengruppe wird durch den Durchmesser des Zylinders bestimmt - je breiter der Zylinder, desto schmaler die Keulenbreite. Wie das kreisförmige Array ist das Muster für Azimutwinkel symmetrisch. Abbildung 62 zeigt das Azimut-Diagramm eines zylindrischen Arrays mit verschiedenen Durchmessern.

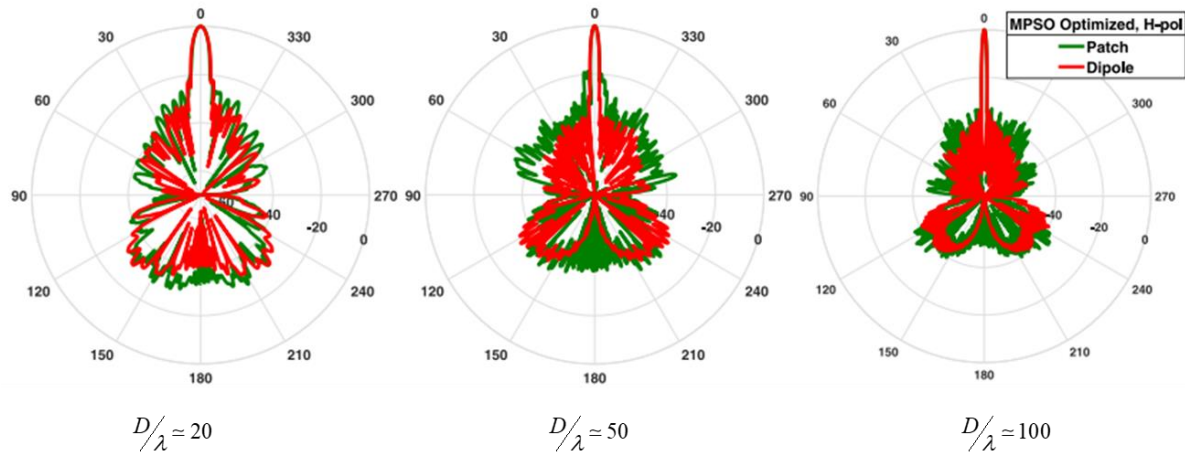


Abbildung 62: Pattern eines zylindrischen Arrays mit unterschiedlichen Durchmessern [23]

6.8 Konforme Anordnung

Ein konformes Antennen-Array ist ein 3D-Array mit Elementen, die auf einer gekrümmten Oberfläche montiert sind. Einige gängige konforme Antennengruppen sind die planare Gruppe, die zylindrische Gruppe, die kugelförmige Gruppe, die konische Gruppe und die gewellte Gruppe. Abbildung 2 15 zeigt ein Beispiel für eine konforme Patch-Antennengruppe.

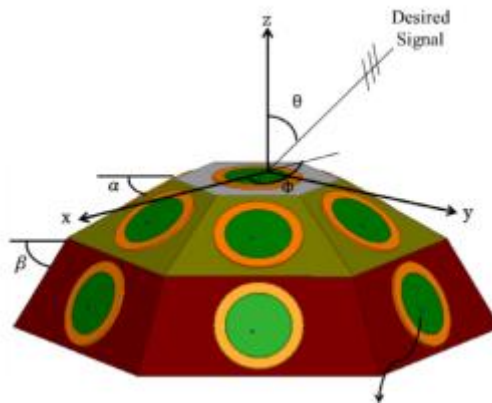


Abbildung 63: Konformes Antennen Array [24]

Diese Art von Antennengruppe wird häufig in Anwendungen eingesetzt, bei denen herkömmliche flache oder ebene Antennen aufgrund der komplexen Form nicht praktikabel wären. Der Rumpf eines Flugzeugs oder die gekrümmte Oberfläche eines Satelliten sind zwei Beispiele für solche Plattformen.

6.9 Vergleich der Array-Konfigurationen

	Scan Dimension	Ordnung der Elementanzahl	Genauigkeit	Komplexität	Rechenleistung
Lineares Array	1D	N	Gut in boresight/ schlecht in off-boresight	Sehr einfach	Mittel
Zirkulares Array	1D/2D	N	Gut in 1D/ schlecht in 2D	Einfach	Mittel
Gekreuztes Array	1D/2D	2N	Gut in 1D/ schlecht in 2D	Einfach	Mittel
Planares Array	2D	N^2	gut 1D/2D	Einfach	Hoch
Zylindrisches Array	3D	N^2	gut in 1D/2D/3D	Schwierig	Hoch
Konformes Array	3D	N^2	gut in 1D/2D/3D	Sehr schwierig	Hoch

7. DOA Algorithmen

Zur Schätzung der Richtung (Direction of Arrival - DOA) gibt es eine Vielzahl an klassischen Methoden in der Literatur. Diese Algorithmen lassen sich in zwei Hauptkategorien einteilen: die Strahlformungsmethode und die auf Unterräumen basierenden Methoden. Bei der Strahlformungsmethode wird die DOA durch Verarbeitung der empfangenen Signale mit einem räumlichen Filter geschätzt. Dieser räumliche Filter ist so konzipiert, dass die Signalleistung aus der gewünschten Richtung maximiert und die Leistung aus anderen Richtungen minimiert wird. Der Grundgedanke des Beamforming besteht darin, das gewünschte Signal zu verstärken und das Rauschen und die Störungen aus anderen Richtungen zu unterdrücken. Das Beamforming hat jedoch mehrere Nachteile, wie z. B. geringe Genauigkeit und Empfindlichkeit gegenüber der Array-Geometrie und den Signaleigenschaften.

Im Gegensatz dazu wird bei den auf Unterräumen basierenden Methoden die DOA geschätzt, indem die Kovarianzmatrix der empfangenen Signale in Unterräume zerlegt wird. Konkret wird die Kovarianzmatrix in zwei Unterräume zerlegt: den Rauschunterraum und den Signalunterraum. Der Rauschunterraum enthält die Eigenvektoren, die dem Rauschen entsprechen, während der Signalunterraum die Eigenvektoren enthält, die dem interessierenden Signal entsprechen. Durch die Identifizierung des Signalunterraums ist es möglich, die DOA des Signals zu schätzen. Unterraumbasierte Methoden sind im Allgemeinen genauer und robuster als Beamforming-Methoden und können komplexere Signalszenarien verarbeiten. Allerdings können sie rechnerisch anspruchsvoller sein als Beamforming-Methoden. Zwei wichtige Methoden in dieser Kategorie sind die MUSIC- und die ESPRIT-Methode. Abbildung 64 zeigt eine Klassifizierung der verschiedenen DOA-Schätzmethoden.

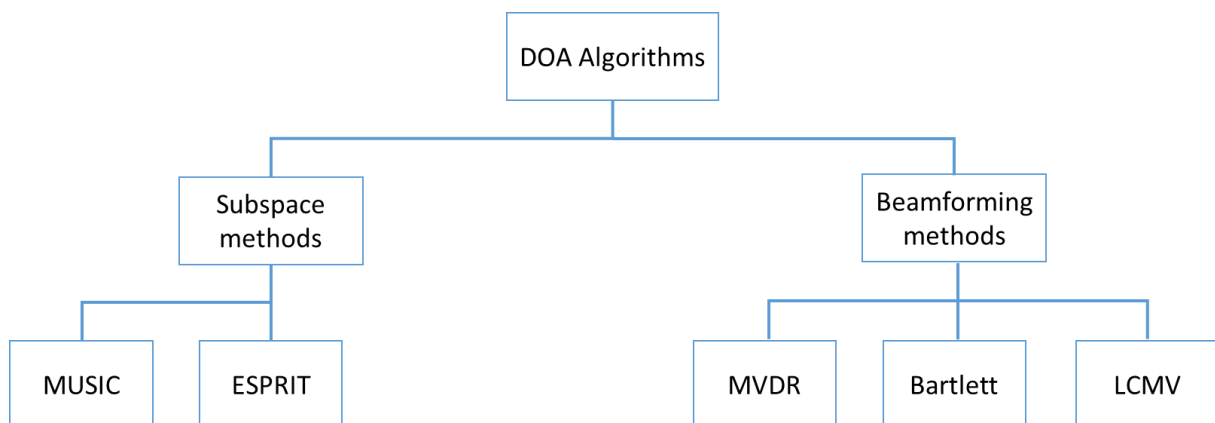


Abbildung 64: DOA Algorithmen

7.1 Signal Modell

Geht man von einer Analyse mit begrenztem Frequenzbereich aus, bei der sowohl Interferenzsignale als auch Satellitensignale als schmalbandig angesehen werden, können die zeitdiskreten Darstellungen der von der Antennengruppe empfangenen Signale mit beliebiger Konfiguration wie folgt geschrieben werden:

$$\mathbf{x}(n) = a\mathbf{s}(n) + B\mathbf{t}(n) + \mathbf{n}(n)$$

Wobei $\mathbf{x}(n)$ den Vektor $M \times 1$ der von M Antennenelementen empfangenen Signale darstellt. $\mathbf{n}(n)$ ist der AWGN-Rauschvektor, $\mathbf{a}$ ist der Steuerungsvektor des gewünschten Signals, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)]$ ist die Steuerungsmatrix der Interferenzsignale. Der Steuerungsvektor einer beliebigen Signalart kann wie folgt dargestellt werden:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_{M-1}}]^T$$

$\varphi_i(\theta)$ bezeichnet die Phasendifferenz zwischen dem ersten Element und dem i -ten Element des Arrays, wenn ein Signal aus einem Raumwinkel θ auf das Array einfällt. Die Korrelationsmatrix der von den Antennen empfangenen Signale kann wie folgt definiert werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H] \\ &= E[(\mathbf{a}s(n) + \mathbf{B}t(n) + \mathbf{n}(n))(\mathbf{a}s(n) + \mathbf{B}t(n) + \mathbf{n}(n))^H] \text{ In dieser Gleichung ist } \mathbf{R} \text{ die} \\ &= \mathbf{a}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{a}^H + \mathbf{B}\mathbf{R}_{tt}\mathbf{B}^H + \sigma^2\mathbf{I}_M \end{aligned}$$

$\mathbf{R}$ ist die Korrelationsmatrix der Quellsignale und σ^2 ist die Rauschvarianz. In der Praxis steht der genaue Wert der Korrelationsmatrix nicht zur Verfügung; stattdessen wird eine Schätzung verwendet:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H.$$

7.2 Beamforming Methoden

Diese Methoden beruhen auf der Abtastung aller Eintrittswinkel und der Messung der Ausgangsleistung des Arrays, so dass das Leistungsspektrum eine Spitze bei dem Winkel aufweist, der jeder Signalquelle entspricht. Das Ausgangssignal wird mit Hilfe eines Gewichtsvektors wie folgt berechnet:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)$$

$$\begin{aligned} P(\mathbf{w}) &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \\ &= \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \end{aligned}$$

7.2.1 Bartlett-Methode

Bei dieser Methode wird das Leistungsspektrum wie folgt berechnet:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}}$$

Unter der Voraussetzung, dass der Lenkvektor $\mathbf{a}(\theta)$ in Richtung von θ ist, kann das Spektrum mit Hilfe des Gewichtsvektors $\mathbf{w}$ wie folgt berechnet werden:

$$P(\theta) = P_{\text{bart}}(\theta) = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}$$

Der Vektor $\mathbf{w}$ kann als ein räumliches Filter betrachtet werden, das die einfallenden Signale verarbeitet, Rauschen eliminiert und andere Störsignale unterdrückt. Diese Koeffizienten kompensieren die Zeitverzögerungen zwischen den an verschiedenen Antennenanschlüssen empfangenen Signalen.

7.2.2 MVDR Methode

Die Bartlett-Methode kann unter einer schlechten Leistung und einem hohen Schätzfehler leiden, wenn die eingehenden Signale korreliert sind oder wenn es starke Störsignale gibt. Die Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) wurde entwickelt, um die Einschränkungen der Bartlett-Methode zu beseitigen. Die MVDR-Methode, die auch als Capon-Methode bekannt ist, berücksichtigt die Korrelationen zwischen den empfangenen Signalen und verwendet einen gewichteten Filter, um die Varianz des Ausgangssignals zu minimieren und gleichzeitig eine einheitliche Verstärkung für das gewünschte Signal zu erhalten. Die MVDR-Methode ist in der Lage, Rauschen und Interferenzen zu unterdrücken und die Genauigkeit der DOA-Schätzung bei Vorhandensein von korrelierten Signalen und starken Störsignalen zu verbessern. Daher ist die MVDR-Methode eine robustere und zuverlässigere Technik für die DOA-Schätzung in realen Szenarien.

$$\begin{aligned} \min \quad & (P_{N+I}(\mathbf{w})) \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \end{aligned}$$

In welchen

$$P_{I+N} = \mathbf{w}^H (\mathbf{B} \mathbf{R}_u \mathbf{B}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{w}$$

aufgrund des wesentlich geringeren Leistungsspektrums von Satellitensignalen im Vergleich zu Stör- und Rauschsignalen in GNSS-Anwendungen kann die folgende Näherung verwendet werden.

$$P_{I+N}(\mathbf{w}) = P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$$

Ein Ausdruck für $\mathbf{w}$ kann folgend gegeben werden:

$$w = w_{MVDR} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}$$

Durch Einsetzen des obigen Ausdrucks in die Formel für das Leistungsspektrum kann das Leistungsspektrum der MVDR-Methode wie folgt ermittelt werden:

$$P(\theta) = P_{MVDR}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}$$

7.2.3 LCMV Methode

Der LCMV-Beamformer (linearly-constrained minimum variance) ist eine Erweiterung des MVDR, der die Beschränkungen von einer Signalrichtung auf L verschiedene Richtungen erweitert. Die Nebenbedingungen können wie folgt formuliert werden:

$$w_{LCMV}^H A = g^H, \quad A = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_L],$$

wobei A die Steuerungsvektoren für die verschiedenen Richtungen ($i = 1, \dots, L$) enthält und g den gewünschten Antennengewinn für jede Richtung angibt, der sowohl gewünschte Signalrichtungen als auch unerwünschte Störrichtungen umfassen kann. Eine vernünftige Wahl für g wäre, die entsprechenden Elemente in gewünschten Richtungen auf 1 und für unerwünschte Richtungen auf 0 zu setzen. Der Strahlformungsvektor des LCMV kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$w_{LCMV}^H = R^{-1} A (A^H R^{-1} A)^{-1} g$$

Die Ankunftsrichtungen der Satellitensignale können anhand der Ephemeriden in der Navigationsnachricht und der von einem externen Kompass gelieferten Antennenausrichtung deterministisch bestimmt werden. Die Richtungen der Interferenzen hingegen können nicht auf ähnliche Weise bestimmt werden. Wenn sie von der LCMV berücksichtigt werden, müssen sie separat durch einen DOA-Schätzalgorithmus geschätzt werden.

7.3 Unterraumbasierte Methoden

Unterraumbasierte Methoden gelten als schnell und hochgenau. Bei dieser Kategorie von Methoden wird die Kovarianzmatrix der empfangenen Signale in zwei Unterräume zerlegt: den Rauschunterraum und den Signalunterraum. Mit Hilfe dieser Zerlegung wird das entsprechende Leistungsspektrum durch einen Algorithmus erzeugt, und die Spitzenrichtungen des Leistungsspektrums werden bestimmt, um die Signalausbreitungsrichtungen zu finden. Im Folgenden werden verschiedene unterraumbasierte Methoden untersucht.

7.3.1 MUSIC Algorithmus

MUSIC (Multiple Signal Classification) ist ein beliebtes unterraumbasiertes Verfahren zur Peilung. Sie funktioniert durch Schätzung des Rauschunterraums und anschließende Projektion der empfangenen Signale auf das orthogonale Komplement dieses Unterraums, um den Signalunterraum zu erhalten. Die DOA der eingehenden Signale kann geschätzt werden, indem die Spitzen des Leistungsspektrums gefunden werden, die dem Signalunterraum entsprechen.

Der MUSIC-Algorithmus basiert auf der Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix der empfangenen Signale, was bei großen Arrays rechenintensiv sein kann. Um diese Einschränkung zu überwinden, wurden schnelle MUSIC-Implementierungen, wie der Fast-MUSIC-Algorithmus, entwickelt.

Einer der Vorteile von MUSIC ist seine hohe Auflösung, die die Schätzung von eng beieinanderliegenden Signalen ermöglicht. Allerdings muss die Anzahl der eingehenden Signale im Voraus bekannt sein, und das Verfahren kann sehr empfindlich auf den Rauschpegel reagieren. Dennoch bleibt MUSIC aufgrund seiner hohen Genauigkeit und Auflösung ein weit verbreiteter Algorithmus für Peilanwendungen.

Unter der Annahme, dass die Störquellen unkorreliert sind, kann die Matrix **B** wie folgt definiert werden:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \rho_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \rho_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \rho_{K-1} \end{bmatrix}$$

Man beachte, dass der Rang der Matrix $R_t = \mathbf{B}R_u\mathbf{B}^H$ gleich der Anzahl der Störer K ist. Daher muss die Anzahl der Störer K kleiner sein als die Anzahl der Antennen M. Daher kann die Matrix **B** wie folgt umgeschrieben werden:

$$R = \sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{U}_s \Sigma_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_t \Sigma_t \mathbf{U}_t^H + \mathbf{U}_n \Sigma_n \mathbf{U}_n^H$$

Wobei $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M$ die Eigenwerte der Kovarianzmatrix R sind. Angenommen, die Störsignale haben eine höhere Leistung als das Rauschen und das gewünschte Signal:

$$\sum_{i=1}^K \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{U}_t \Sigma_t \mathbf{U}_t^H$$

$$\sum_{i=K+1}^M \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{U}_s \Sigma_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \Sigma_n \mathbf{U}_n^H$$

U_s, U_n, U_t werden als Signal-, Rausch- und Interferenzunterräume bezeichnet. Schließlich wird das Spektrum des MUSIC-Algorithmus wie folgt abgeleitet:

$$P_{MUSIC}(\theta) = |\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_t \mathbf{U}_t^H \mathbf{a}(\theta)|^2$$

7.3.2 ESPRIT Methode

Das ESPRIT-Verfahren (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) ist ein beliebtes Signalverarbeitungsverfahren, das in verschiedenen Anwendungen wie Radar, Sonar und drahtloser Kommunikation eingesetzt wird. Bei Peilanwendungen wird die ESPRIT-Methode zur Schätzung der Ankunftsrichtung (DOA) von Signalen aus mehreren Quellen mit einer Antennengruppe verwendet. Die ESPRIT-Methode macht sich die Eigenschaft der Rotationsinvarianz der Kovarianzmatrix der empfangenen Signale zunutze. Durch die Aufteilung des Antennen-Arrays in zwei Sub-Arrays und die Verwendung der Kovarianzmatrix der empfangenen Signale kann das ESPRIT-Verfahren die DOA der Signale mit hoher Auflösung und Berechnungseffizienz schätzen. Die folgenden Schritte sollten durchgeführt werden, um die Ankunftsrichtung mit ESPRIT zu schätzen.

- Bilden von zwei Sub-Arrays: Teilen des kreisförmigen Antennen-Arrays in zwei Sub-Arrays, die jeweils M Antennen enthalten. Die Sub-Arrays sollten um eine halbe Wellenlänge voneinander entfernt sein, um sicherzustellen, dass die von jedem Sub-Array empfangenen Signale unkorreliert sind.
- Bilden der Kovarianzmatrix: Sammeln der Daten von jedem Sub-Array und bilden von zwei $M \times M$ Kovarianzmatrizen. Die beiden Matrizen werden dann zu einer $2M \times 2M$ Kovarianzmatrix kombiniert.
- Zerlegen der Kovarianzmatrix: Zerlegen der $2M \times 2M$ Kovarianzmatrix in ihre Signalunterraummatrix und ihre Rauschunterraummatrix mit Hilfe von Zerlegung oder SVD.
- DOA-Schätzung: Extrahieren der Signalunterraummatrix und Durchführung der SVD an ihr, um eine Schätzung der DOA der Signalquellen zu erhalten. Die DOA-Schätzungen werden durch Berechnung des Drehwinkels zwischen den Eigenvektoren, die der Signalunterraummatrix entsprechen, ermittelt.

Im Vergleich zu MUSIC ist ESPRIT eine effizientere Methode, da sie keine Suche nach der Array-Mannigfaltigkeit erfordert. Eine wesentliche Einschränkung der ESPRIT-Methode ist jedoch die Verwendung von geschätzten Kovarianzen und die kritische Subtraktion der geschätzten Rauschleistung.

7.4 Simulations Umgebung

In diesem Abschnitt stellen wir ein Python-Skript vor, das eine Antennengruppe simuliert. Das Skript enthält die Implementierung der Klasse AF, die die notwendigen Aufgaben übernimmt.

7.4.1 AF-Klasse

Die AF-Klasse umfasst die Untersuchung eines Antennen-Arrays. Sie bietet zwei Optionen für die Eingabe: die Bereitstellung der Elementkoordinaten während der Klasseninitialisierung oder die Verwendung des Attributs *synthesis()* zur Erzeugung des Arrays. Sobald die Elementkoordinaten verfügbar sind, konstruiert die Funktion *steerMatrix()* die Faltmatrix für alle Raumwinkel auf der Grundlage der in der Konfigurationsdatei angegebenen Auflösung.

7.4.2 Die Initialisierungsfunktion

Wie unten gezeigt, initiiert die Funktion *__init__()* eine Instanz der Klasse AF.

```
def __init__(self, rp = []):  
    self.rp = rp  
    self.steerMat = []  
    if (len(rp)>0):  
        self.steerMatrix(elementPatternFlag = True)
```

Abbildung 65: Init-Funktion (Simulation)

7.4.3 Die Synthesefunktion:

Die Definition dieser Funktion ist in der folgenden Abbildung dargestellt:

```
def synthesis(self, beamWidth = [np.pi/2,0], SLL = 13):
```

Abbildung 66: Synthese Methode (Simulation)

Diese Funktion nimmt den gewünschten Strahl und SLL (Side Lobe Level) als Eingaben und erzeugt eine 2D-Array-Konfiguration. Die Funktion ordnet die resultierende Array-Konfiguration dem Attribut *self.rp* der Klasse AF zu. Die Azimut-Strahlbreite wird durch *beamWidth[0]* dargestellt, während die Elevations-Strahlbreite durch *beamWidth[1]* dargestellt wird.

7.4.4 Steering Matrix

Die Steuerungsmatrix stellt die komplexen Gewichte dar, die auf jedes Element der Antennengruppe angewendet werden, um den Strahl in eine bestimmte Richtung zu lenken. Diese Funktion berechnet und liefert die Steuerungsmatrix des Arrays als M x N x K Numpy-Array. M steht dabei für die Anzahl

der Elevationswinkel, N für die Anzahl der Azimutwinkel und K für die Anzahl der Antennenelemente. Die Definition ist in der folgenden Abbildung dargestellt:

```
def steerMatrix(self, freq = 1575.42e6, elementPatternFlag = True):
```

Abbildung 67: Definition der Steuerungsmatrix Funktion

7.4.5 Patternfunktion

Die Funktion *def pattern (self, w)* nimmt den Koeffizientenvektor von w und leitet daraus das Array-Muster ab. Diese Funktion liefert eine M x N-Matrix für verschiedene Elevationswinkel (M-Winkel) und Azimutwinkel (N-Winkel).

7.5 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Algorithmen für die DOA anhand von Simulationen verglichen. Die Simulationen beinhalten die Übertragung von drei Schmalbandsignalen, deren Spektren in Abbildung 68 dargestellt sind. Diese Signale werden unter Azimutwinkeln von 45, 50 und 95 Grad übertragen. Zur Schätzung der Winkel werden verschiedene Algorithmen verwendet, und die Ergebnisse werden anschließend verglichen.

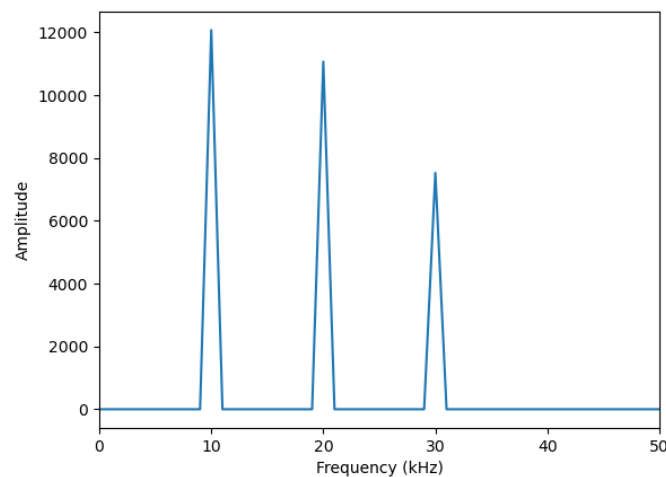


Abbildung 68: Spektrum der einfallenden Wellen

Es ist zu beachten, dass die Amplitude des Signals am ersten Antennenanschluss unterschiedlich ist, da die Signale unter verschiedenen Winkeln empfangen werden. Bei der Simulation wird das Muster einer Einzelementantenne in diesem Szenario berücksichtigt. Abbildung 69 zeigt das Spektrum der verschiedenen DOA-Algorithmen für das obige Beispiel.

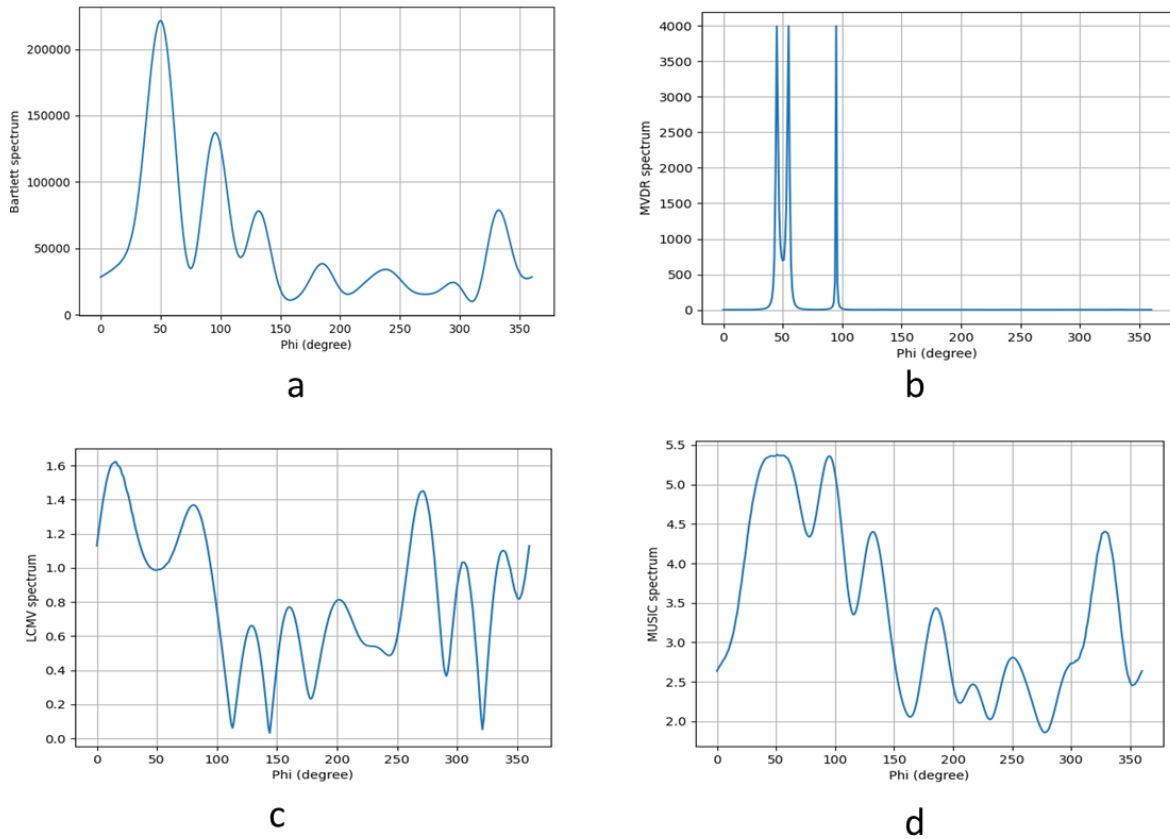


Abbildung 69: a) Bartlett b) MVDR c) LCMV d) MUSIC Algorithmus

Wie aus der Abbildung ersichtlich ist, zeigt die MVDR-Methode eine überlegene Leistung bei der Unterscheidung von eng beieinanderliegenden Zielen. Andererseits bietet die LCMV-Methode eine optimale Lösung, wenn das Ziel darin besteht, den Strahl in mehrere Richtungen zu lenken und gleichzeitig Signale aus anderen Raumwinkeln wirksam zu unterdrücken. Es sei darauf hingewiesen, dass in dem Beispiel von Störsignalen ausgegangen wird, die im Vergleich zu den Satellitensignalen und dem Rauschen eine deutlich höhere Leistung aufweisen. Wenn dieses Leistungsungleichgewicht nicht zutrifft, können Unterraummethoden wie MUSIC bessere Ergebnisse liefern. Letztendlich hängt die optimale Lösung von den spezifischen Merkmalen des realen Szenarios ab.

8. Hardware Design

Abbildung 70 veranschaulicht das Blockdiagramm der Antennengruppe in seiner allgemeinsten Form.

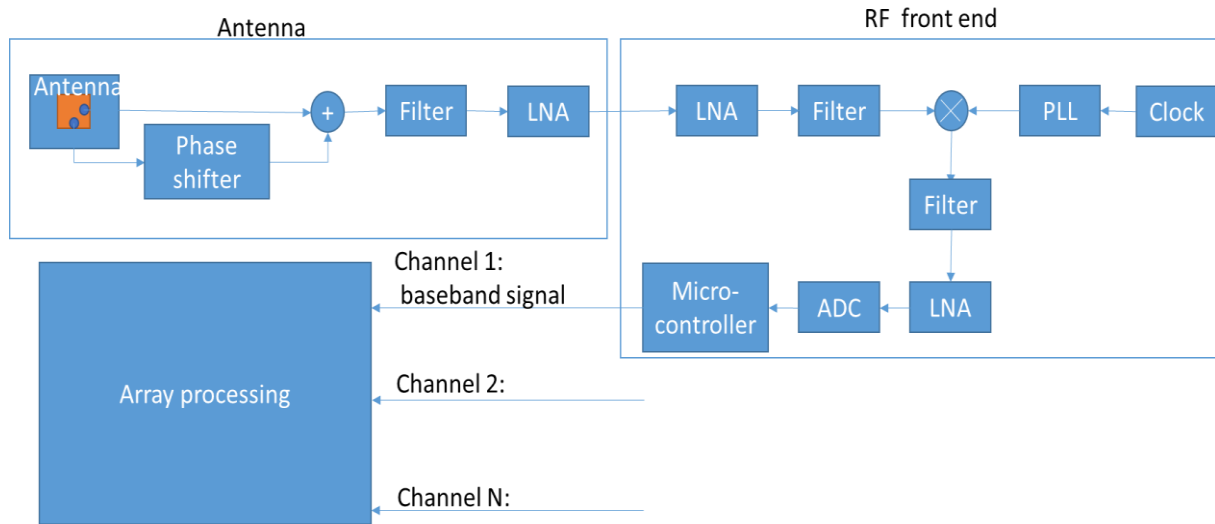


Abbildung 70: Blockdiagramm eines Direction Finding Algorithmus

Das System besteht aus drei Hauptkomponenten: der Antenne, dem HF-Frontend und dem Verarbeitungsteil. In den folgenden Unterabschnitten wird jede Komponente eingehend untersucht, wobei verschiedene Entwurfsalternativen untersucht werden.

8.1 Antenne

In Kapitel 9 werden wir uns auf den Entwurf eines Antennen-Arrays konzentrieren und die geeignete Anzahl von Elementen und Konfiguration für die beabsichtigte Anwendung bestimmen. In der Regel werden die Array-Elemente aus demselben Antennentyp ausgewählt. Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über einige bekannte Antennenelemente, die für die Anwendung relevant sind.

Tabelle 5: Liste von kommerziellen GNSS Antennen

Company	Antenna Model	Type	Frequency Bands	Phase Center Variation	Multi-Channel Mitigation	Noise Figure	LNA Gain	Antenna Directivity	Price
Trimble	Zephyr 3 Geodetic	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2 dB	40 dB	High	\$2,500
NovAtel	GNSS-750	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2.5 dB	45 dB	Medium	\$2,300
Leica Geosystems	AR20-2	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2.2 dB	42 dB	Low	\$2,100

NAWASCAN – Technischer Endbericht -
Copyright © 2023-2025 All rights reserved.

Topcon	CR-G5	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2.8 dB	48 dB	High	\$1,900
Hemisphere GNSS	A25	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2.3 dB	41 dB	Medium	\$1,800
Septentrio	AsteRx-i S	Geodetic	L1/L2/L5	Low	Yes	2.1 dB	39 dB	High	\$2,400
u-blox	ANN-MB-00	Multi-Band	L1/L2/L5	Medium	Yes	1.8 dB	35 dB	Medium	\$500
Tallysman	TW3972	Multi-Band	L1/L2/L5	Medium	Yes	1.5 dB	32 dB	Medium	\$400
Garmin	GA 38	Multi-Band	L1/L2/L5	High	Yes	2.5 dB	40 dB	Low	\$300
JAVAD GNSS	Triumph LS	Multi-Band	L1/L2/L5	Low	Yes	2.2 dB	38 dB	Medium	\$1,200
Hemisphere GNSS	A30	Multi-Band	L1/L2/L5	Medium	Yes	1.9 dB	36 dB	High	\$600
Trimble	Bullet 3	Patch	L1/L2/L5	Low	Yes	1.6 dB	33 dB	High	\$200
Taoglas	TG.15.8113	Patch	L1/L2/L5	Medium	No	2.8 dB	38 dB	Low	\$150
NovAtel	AG-STAR	Patch	L1/L2/L5	Medium	No	2.2 dB	35 dB	Medium	\$180
Tallysman	TW3740	Patch	L1/L2/L5	Low	Yes	1.9 dB	32 dB	Low	\$250
u-blox	ANN-MB-00	Patch	L1/L2/L5	High	Yes	1.5 dB	30 dB	High	\$180
Trimble	AV59	Helical	L1/L2/L5	Low	Yes	2.0 dB	37 dB	Medium	\$400
NovAtel	GPS-702-GG	Helical	L1/L2/L5	Medium	Yes	2.3 dB	40 dB	High	\$700
Harxon	HX-CSX601A	Helical	L1/L2/L5	Low	Yes	2.5 dB	42 dB	-	-
Tallysman	TW3101	Patch	L1	Low	Yes	1.8 dB	31 dB	-	\$120
Tallysman	TW3102	Patch	L1	Low	Yes	4 dB	32 dB	-	\$120

Aufgrund der Preisspanne schlagen wir vor, die Antenne TW3101 von Tallysman als geeignete Wahl für die Elemente der Antennengruppe in Betracht zu ziehen. Es ist bemerkenswert, dass diese Antenne keinen Vorfilter hat, was für unsere Anwendung wünschenswert ist. Das Fehlen eines Vorfilters ermöglicht die Erkennung von Störungen, die aus verschiedenen Quellen stammen, was unserem Ziel entspricht.

8.2 RF Front-end

Für das RF-Frontend können in der Regel zwei Arten von Hardware eingesetzt werden. Der erste Typ umfasst Software-Defined Radios (SDRs), die in einer Vielzahl von Varianten mit unterschiedlichen Spezifikationen erhältlich sind.

8.2.1 SDR

Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über einige bekannte SDR-Modelle und vergleicht deren Eigenschaften.

Tabelle 6: Liste von SDRs

SDR Model	Frequency Range	Bandwidth	RF Channels	Sample Rate	ADC Resolution	Price Range
HackRF One	1 MHz - 6 GHz	20 MHz	1	20 MSPS	8 bits	\$300 - \$400
RTL-SDR	24 MHz - 1.766 GHz	Up to 2.8 MHz	1	2.8 MSPS	8 bits	\$20 - \$30
LimeSDR	100 kHz - 3.8 GHz	Up to 61.44 MHz	2	30.72 MSPS	12 bits	\$200 - \$300
Airspy HF+	9 kHz - 31 MHz	Up to 768 kHz	1	768 KSPS	18 bits	\$200 - \$250
PlutoSDR	325 MHz - 3.8 GHz	20 MHz	1	61.44 MSPS	12 bits	\$150 - \$200
SDRplay RSPdx	1 kHz - 2 GHz	Up to 10 MHz	1	10 MSPS	14 bits	\$200 - \$300
ADALM-PLUTO	325 MHz - 3.8 GHz	20 MHz	1	61.44 MSPS	12 bits	\$100 - \$150
BladeRF2	47 MHz - 6 GHz	56 MHz	2	61.44 MSPS	12 bits	\$650 - \$750
USRP N200	10 MHz - 6 GHz	Up to 50 MHz	2	100 MSPS	14 bits	\$1,400 - \$1,600
USRP N210	10 MHz - 6 GHz	Up to 50 MHz	2	100 MSPS	14 bits	\$1,800 - \$2,000
USRP N310	10 MHz - 6 GHz	Up to 100 MHz	4	100 MSPS	14 bits	\$5,000 - \$6,000

Besonders hervorzuheben ist die Notwendigkeit, alle Empfänger durch Clock-Sharing zu synchronisieren und die Synchronisation im Zeitbereich entweder durch Zeitstempel oder durch externe Triggerung zu erreichen. Während mehrere der genannten SDRs diese Anforderungen unterstützen, sticht der HackRF One hervor, da er diese Kriterien mit geringen Hardware-Modifikationen direkt erfüllt. Daher haben wir den HackRF One als SDR für unser Antennen-Array ausgewählt.

8.2.2 Modularer Aufbau

Der zweite Empfängertyp bietet die Möglichkeit, ein HF-Frontend aus handelsüblichen Komponenten zu konstruieren, das an GNSS-Anwendungen angepasst werden kann. Hervorzuheben ist, dass bei diesem Ansatz die Verarbeitungsschritte auf einem FPGA ausgeführt werden können, wodurch ein zusätzlicher Computer überflüssig wird. Zahlreiche Forschungsarbeiten haben die Verarbeitung von HF-Frontends und Array-Analysen erfolgreich in einen kompakten Hardware-Aufbau integriert. In [10] wird zum Beispiel ein System vorgestellt, das GNSS-Signale effektiv erfasst und aufzeichnet.

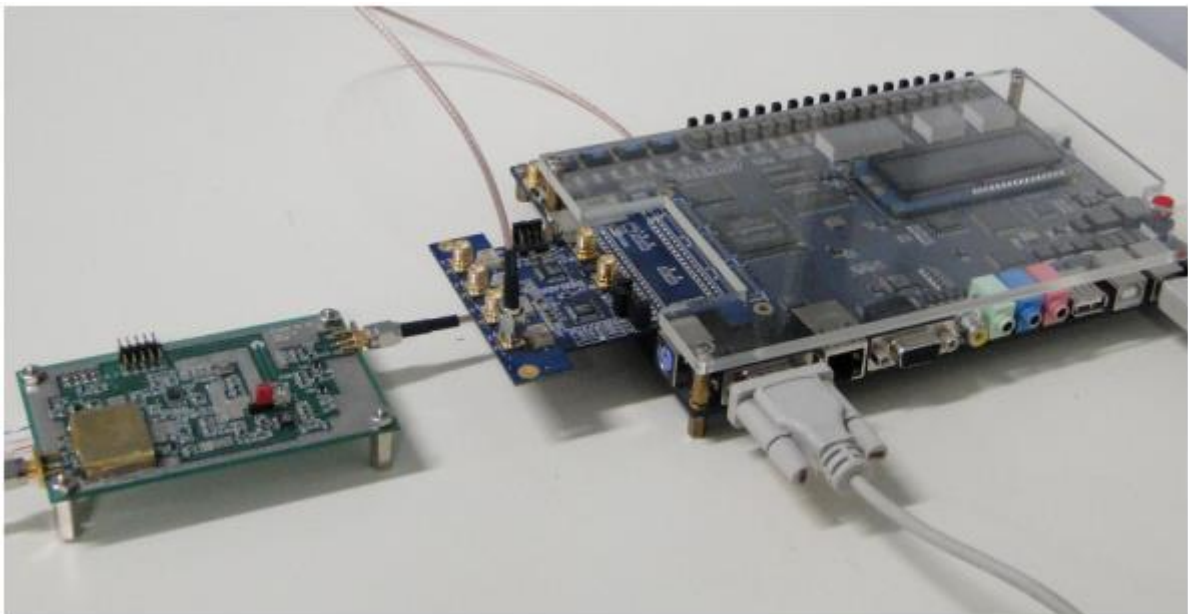


Abbildung 71: Hardware der GNSS Signal Acquisition [25]

Dieser Ansatz kann zwar eine bessere HF-Leistung bieten, erfordert jedoch einen erheblichen Zeit- und Kostenaufwand für die Entwicklung solcher Empfänger, was im Vergleich zur Verwendung eines verfügbaren SDR möglicherweise nicht optimal ist.

8.3 Prozessoreinheit

In der Prozessoreinheit werden die Digitalsignale aller Elemente einer Verarbeitung unterzogen. Diese Verarbeitung beinhaltet die Anwendung des in Kapitel 7 besprochenen Beamforming-Algorithmus. Wie in Abschnitt 8.2 beschrieben, können diese Verarbeitungsaufgaben mit Hilfe eines FPGAs implementiert werden. Es ist jedoch wichtig, dass der Entwickler die Grenzen der Verarbeitungsleistung von FPGAs berücksichtigt. Insbesondere Algorithmen wie ESPRIT sind für dieses Szenario gut geeignet, da sie nicht den gesamten Raum scannen müssen, um die Ankunftsrichtung zu schätzen.

Eine weitere praktikable Lösung ist der Einsatz von PC-Computern. Die derzeit auf dem Markt erhältlichen PCs sind ausreichend leistungsfähig, um die Anforderungen der in diesem Projekt entwickelten Array-Verarbeitung problemlos zu erfüllen. Betrachten wir zum Beispiel den Fall eines Arrays mit sieben Elementen, das Signale im L1-Band mit einer Abtastfrequenz von 4 MHz aufnimmt. Wenn wir $N = 4000$ als die Anzahl der Snapshots für jeden Scan annehmen, würde die Anzahl der Berechnungen für einen MUSIC-Algorithmus bei jedem Scan ungefähr $796e^6$ betragen. Die Anzahl der Operationen zur Berechnung der Kovarianzmatrix ist wie folgt:

$$\text{number of operations} = 7 * 7 * 4000 * 4000 = 784e^6$$

Bei einem angenommenen Auflösungswinkel von 1 Grad sowohl für den Azimut- als auch für den Elevationswinkel beträgt die Gesamtzahl der erforderlichen Operationen zur Berechnung des MUSIC-Spektrums unter Verwendung der Kovarianzmatrix:

$$\text{number of operations} = 2 * 2 * 7 * 7 * 360 * 180 \approx 12e^6$$

Es ist wichtig hervorzuheben, dass in diesem Beispiel die Snapshots-Periode etwa 1ms beträgt. Für Echtzeitsysteme ist es entscheidend, dass die CPU des Computers in der Lage ist, solche Berechnungen innerhalb dieser Zeitspanne durchzuführen. Für viele handelsübliche Computer auf dem Markt stellt dies keine große Herausforderung dar.

9. Antennen Array Design

Im vorherigen Abschnitt wurden verschiedene Array-Konfigurationen diskutiert. In diesem Kapitel wird das Potenzial der Verwendung dieser Antennengruppen für einige Anwendungsfälle untersucht und es werden verschiedene Designs vorgeschlagen, um spezifische Anforderungen zu erfüllen. Im folgenden Unterabschnitt werden unsere verschiedenen Anwendungsfälle diskutiert, die von einer 1D-Peilung bis zur Übertragung eines Störsignals in einem engen Strahl reichen. Wir werden dann die verschiedenen Antennengruppen-Designs erläutern, die für jeden dieser Anwendungsfälle verwendet werden können, und die Vor- und Nachteile jedes Designs auf der Grundlage von Leistungsparametern wie der Anzahl der Elemente, der Genauigkeit und der Kosten hervorheben. Schließlich wird diese Diskussion Einblicke in die Auswahl des am besten geeigneten Antennen-Arrays für verschiedene Anwendungen geben, was eine bessere Leistung und höhere Effizienz ermöglicht.

9.1 Peilung der Störquelle bei kleinen Höhenwinkeln

In diesem Szenario schätzt die Array-Antenne, die im Empfangsmodus arbeitet, den Azimutwinkel des Ziels. Für diesen speziellen Anwendungsfall wird angenommen, dass sich das Ziel in einem geringen Elevationswinkel befindet. Die geeignetsten Konfigurationen für dieses Szenario sind lineare und kreisförmige Arrays. Es liegt auf der Hand, dass 2D- und 3D-Strukturen aufgrund der hohen Anzahl von Elementen und der Herstellung enorme Kosten für das Design verursachen.

In diesem Abschnitt verwenden wir den Parameter SSLN (Signal Subspace-to-Noise Subspace Ratio), um die Leistung des Arrays zu bewerten. Das SSLN misst die Fähigkeit einer Antennengruppe, zwischen dem Signalunterraum und dem Rauschunterraum zu unterscheiden. Ein höheres SSLN zeigt

eine bessere Trennung zwischen diesen Unterräumen an, was für eine verbesserte Signalerfassung und -schätzung wünschenswert ist.

Bei der Analyse des SSLN-Parameters für eine kreisförmige Antennengruppe können die folgenden Faktoren die Leistung beeinflussen:

- Anzahl der Elemente: Die Anzahl der Elemente in der kreisförmigen Anordnung wirkt sich auf die SSLN aus. Eine Erhöhung der Anzahl der Elemente kann die Auflösung und die Winkelunterscheidung des Arrays verbessern und ermöglicht eine bessere Trennung zwischen dem Signal- und dem Rauschunterraum. Im Allgemeinen führt eine größere Anzahl von Elementen zu einer höheren SSLN.
- SNR: Das SNR spielt eine wichtige Rolle bei der Trennbarkeit von Signal- und Rauschteilräumen. Ein höheres SNR macht es einfacher, das gewünschte Signal vom Hintergrundrauschen zu unterscheiden, was zu einer höheren SSLN führt. Im Gegensatz dazu kann ein niedrigeres SNR die Trennung erschweren, was zu einer niedrigeren SSLN führt.
- Anzahl der Snap-Shots: Die Anzahl der Snap-Shots, d. h. der im Laufe der Zeit durchgeführten Messungen, wirkt sich ebenfalls auf die SSLN aus. Eine höhere Anzahl von Snap-Shots kann die Genauigkeit der Schätzung der Signal- und Rauschunterräume verbessern, was zu einer höheren SSLN führt. Mehr Snap-Shots ermöglichen eine bessere statistische Mittelwertbildung und verbessern die Trennbarkeit der Unterräume.

Die Leistung des Arrays in Abhängigkeit von diesen drei wichtigen Parametern ist in folgenden Abbildungen dargestellt.

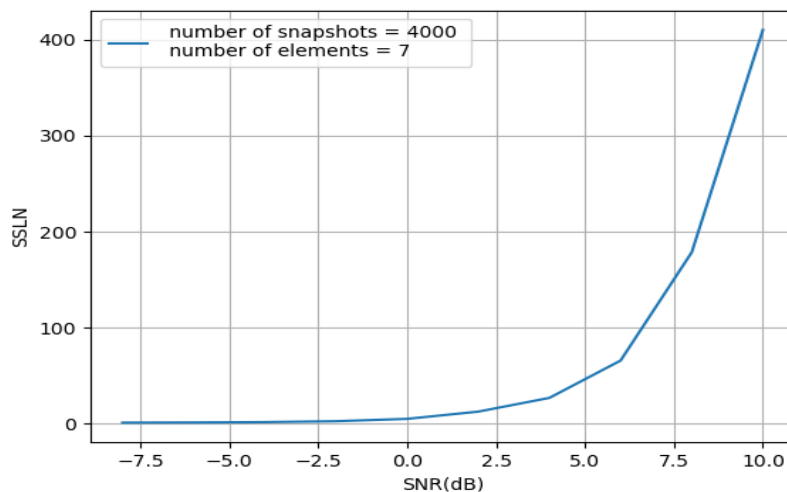


Abbildung 72: SSLN vs. SNR

Die Abbildung 72 zeigt, dass selbst kleine Verbesserungen des SNR zu einem erheblichen Anstieg der SSLN führen können, was den kritischen Einfluss des Rauschens auf die Signalqualität verdeutlicht.

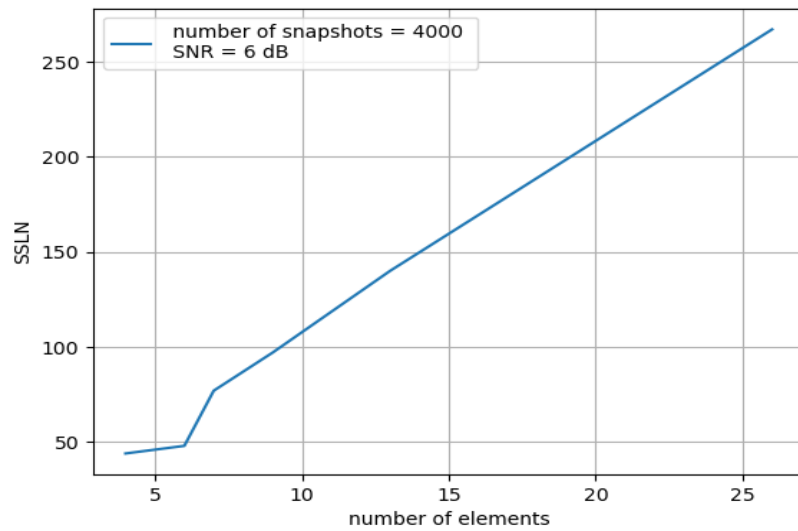


Abbildung 73: SSLN vs. Anzahl der Array Elemente

Mit zunehmender Anzahl der Elemente steigt die SSLN proportional an, was auf eine lineare Beziehung zwischen den beiden Variablen hindeutet. Dies deutet auf das Potenzial für eine verbesserte Signalqualität und geringere Rauschstörungen hin, wenn mehr Elemente hinzugefügt werden.

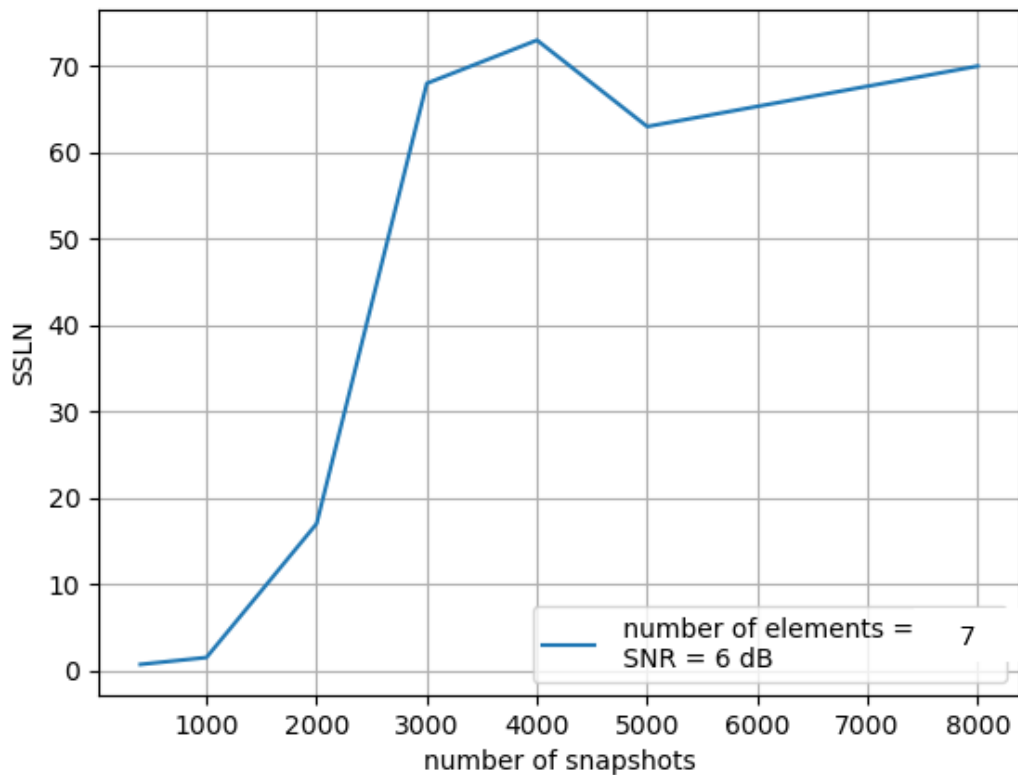


Abbildung 74: SSLN vs. Anzahl der Snap-Shots

Diese Abbildung zeigt, wie wichtig eine Mindestanzahl von Snapshots ist, um eine zufriedenstellende Array-Leistung zu gewährleisten. Ab einem bestimmten Punkt führt eine höhere Anzahl von Snapshots jedoch nicht zu einer besseren Leistung. Die optimale Anzahl der Snapshots hängt in der Regel von den spezifischen Signalen ab, die erfasst werden sollen.

Bei GNSS-Anwendungen werden die Antennen in der Regel zusammen mit einer Grundplatte eingesetzt. Infolgedessen deckt das Einzelelementmuster nur die Hälfte des Raums ab. Diese Information wird im weiteren Verlauf dieses Berichts implizit vorausgesetzt. Abbildung 75 zeigt den Entwurf eines kreisförmigen und eines linearen Arrays aus 7 Elementen. Die Muster des Arrays sind ebenfalls dargestellt.

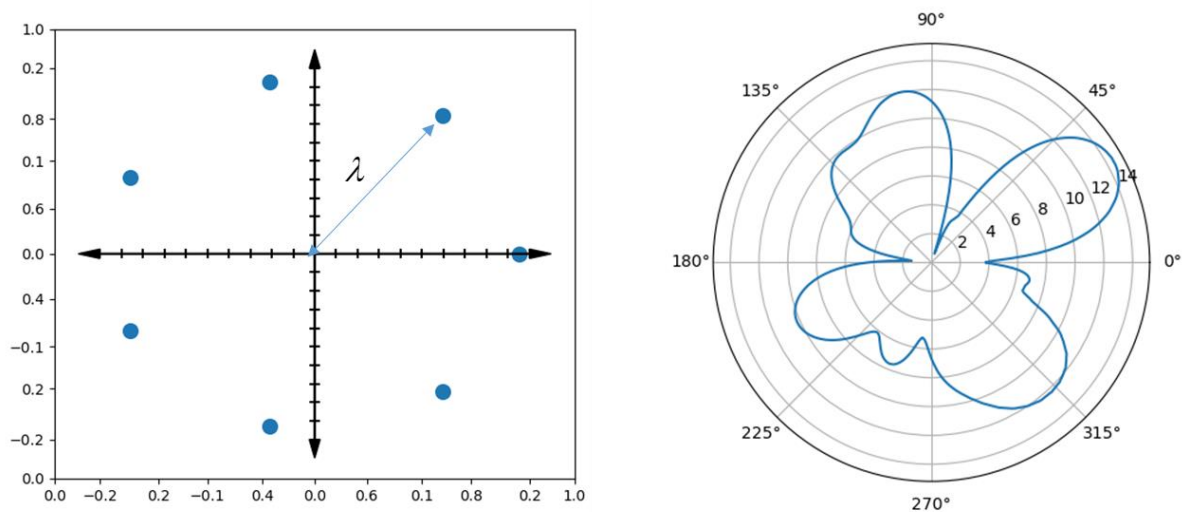


Abbildung 75: Zirkulares Antennen-Array und Steuerung des Empfangspatterns bei $\pi/6$

Ein kreisförmiges Array kann eine vollständige Abdeckung eines 360-Grad-Bereichs von Azimut Winkeln bieten, ohne dass eine mechanische Bewegung erforderlich ist, was es für die kontinuierliche Umweltüberwachung wertvoll macht. Die 3D-Struktur des Arrays ist in der folgenden Abbildung (siehe Abbildung 76) dargestellt. In der Abbildung sind die Patch-Elemente auf den Radius und nicht auf den Zenit ausgerichtet. Diese Bevorzugung hat folgende Gründe

- **Ausrichtung der Hauptkeule:** Die Hauptkeule einer Richtantennengruppe stellt die Richtung der maximalen Strahlung oder des Empfangs dar. Durch die Ausrichtung der Hauptkeulen auf den Radius kann das Array effektiv einen größeren Winkelsektor in dieser Richtung abdecken. Diese Ausrichtung sorgt für eine bessere Abdeckung und Empfindlichkeit in Richtung des gewünschten Zielgebiets oder der interessierenden Region.
- **Unterdrückung von Nebenkeulen:** Die Ausrichtung der Antennen auf den Radius hilft bei der Unterdrückung der Nebenkeulen in dieser Richtung. Nebenkeulen sind sekundäre Strahlungskeulen, die in anderen Richtungen als die Hauptkeule auftreten. Sie können Interferenzen verursachen und die Gesamtleistung des Arrays beeinträchtigen. Durch die Ausrichtung der Antennen auf den Radius können die Nebenkeulen in dieser Richtung minimiert werden, was zu einer besseren Unterdrückung der Nebenkeulen führt.
- **Steuerung des Strahlungsdiagramms:** Die Position der Antennen in einer kreisförmigen Anordnung beeinflusst das resultierende Strahlungsdiagramm. Durch die Ausrichtung der Antennen auf den Radius kann das Array eine schmalere und stärker fokussierte Hauptkeule

in dieser Richtung erreichen. Diese engere Strahlungskeule verbessert die Richtwirkung und den Gewinn und ermöglicht eine bessere Fernabdeckung und einen besseren Empfang in Richtung des gewünschten Ziels.

- Winkelauflösung: Wenn die Antennen auf den Radius ausgerichtet sind, kann das kreisförmige Array eine bessere Winkelauflösung in der azimutalen Ebene erreichen. Die Winkelauflösung bezieht sich auf die Fähigkeit, zwischen eng beieinanderliegenden Winkelrichtungen zu unterscheiden. Durch die Optimierung des Arrays in Richtung des Radius wird es einfacher, Ziele oder Quellen, die sich in unterschiedlichen Azimutalwinkeln befinden, aufzulösen und zu unterscheiden.

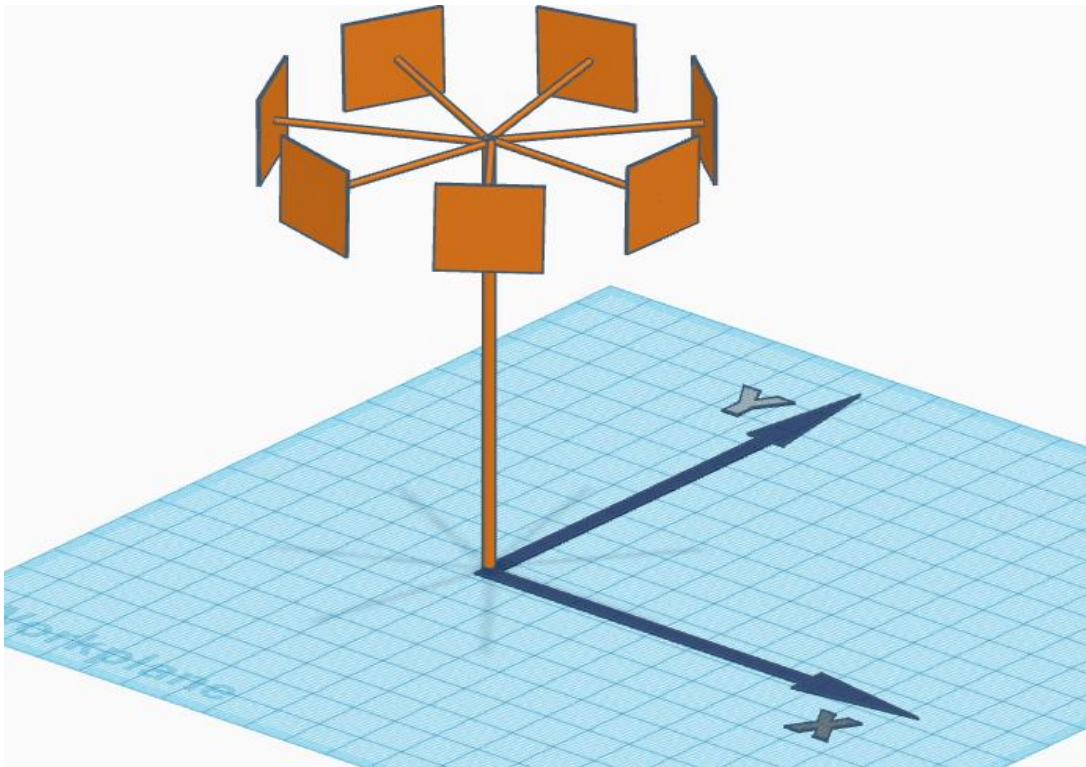


Abbildung 76: 7-Element Antennen Array

Wir haben ein Simulationstool in Python entwickelt, um die Leistung des Arrays zu bewerten und dabei die Auswirkungen eines einzelnen Elementmusters zu berücksichtigen. Wir verwendeten ein typisches Patch-Antennenmuster und berücksichtigten nur den Amplitudeneffekt des einzelnen Elements, wobei wir von einer vernachlässigbaren Variation im Phasenzentrum der Antennenelemente ausgehen.

Um die Leistung zu bewerten, haben wir den Ankunftsinkel einer ebenen Welle geschätzt. Wir haben den Steuerungsvektor des Arrays für $(\theta = \pi/2, \phi = \pi/6)$ Winkel abgeleitet und dann ein AWGN-Signal hinzugefügt, um die Leistung des Arrays und des Strahlformungsalgorithmus bei verschiedenen SNR-Werten zu simulieren. Die Simulation wurde mit dem MUSIC Algorithmus ausgeführt. Die folgende Abbildung zeigt den Fehler bei der Schätzung des Azimutwinkels bei verschiedenen SNR-Werten.

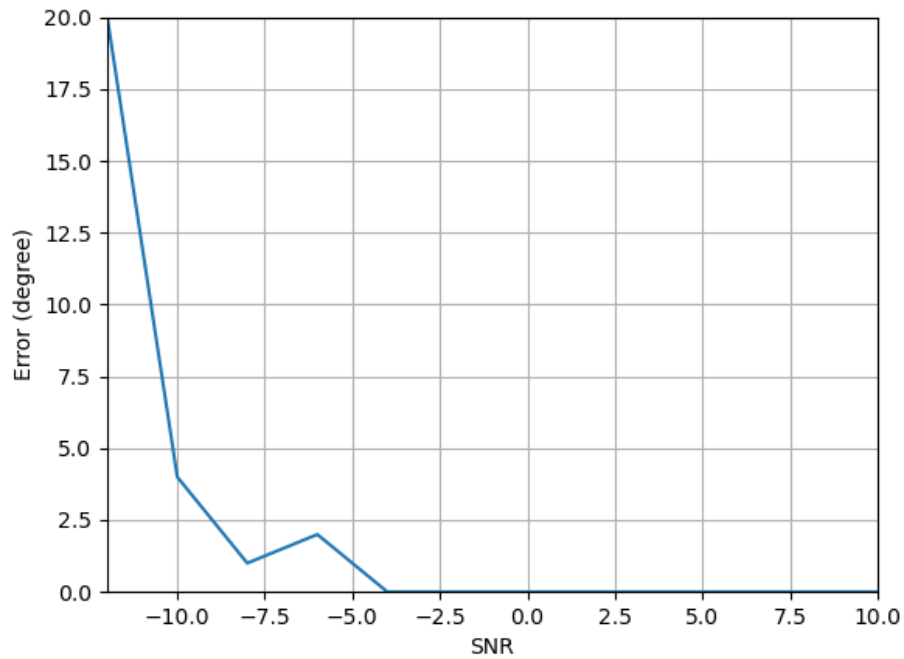


Abbildung 77: Fehler bei der Schätzngs des Azimutwinkels mit 4000 Snap-Shots

Die Auflösung der Winkelschätzung ist ein weiterer wichtiger Parameter. Mit anderen Worten, wenn zwei unkorrelierte Quellen unter verschiedenen Winkeln vorhanden sind, wie weit sollten ihre Winkel auseinanderliegen, damit der Algorithmus sie genau erkennen kann? Die folgende Abbildung zeigt das Spektrum des MUSIC-Algorithmus für das Array, das auf drei Störquellen reagiert. Wie aus der Abbildung hervorgeht, schätzt der Algorithmus die Richtung aller Quellen genau. Dabei ist zu beachten, dass der Elevationswinkel aller Quellen 90 Grad beträgt.

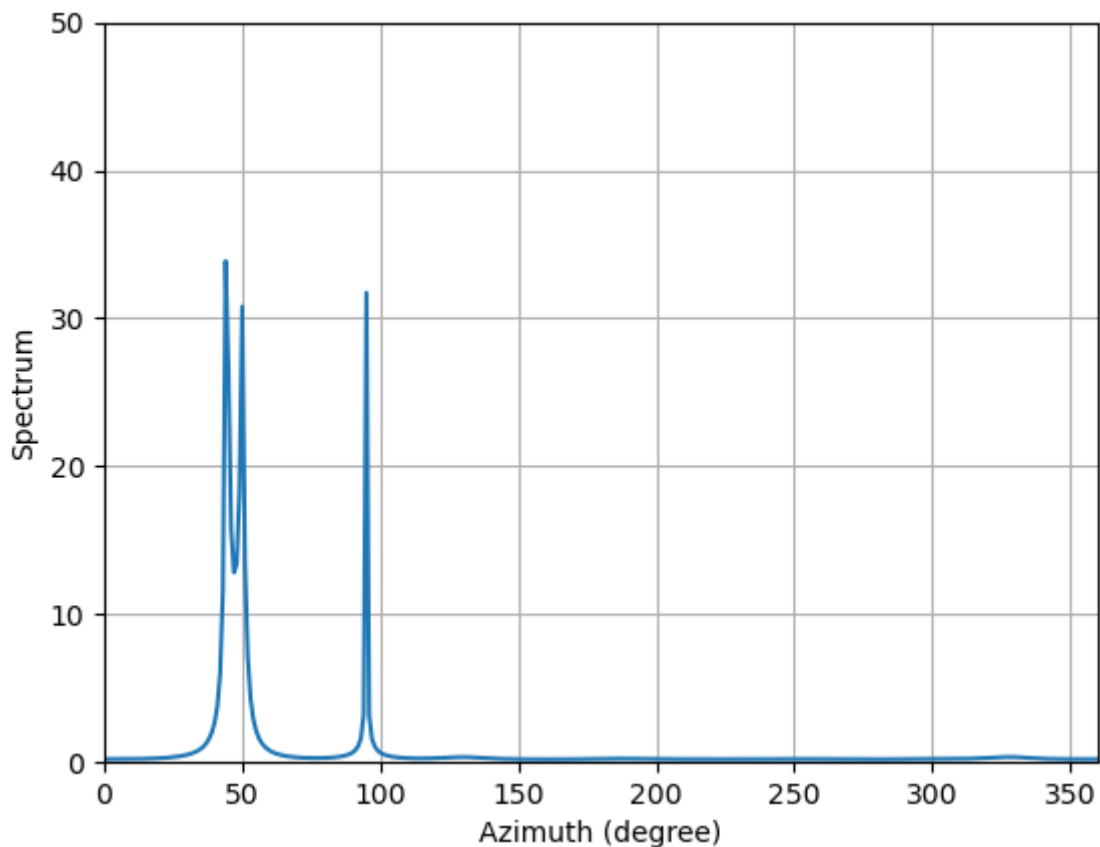


Abbildung 78: Spektrum des MUSIC Algorithmus für 3 Quellen bei Verwendung des vorgeschlagenen Arrays

9.2 Peilung der Störquelle

In diesem Fall wird keine Beschränkung auf den Elevationswinkel der Ziele angewendet. Das Array sollte die Möglichkeit haben, den Raum in Azimut- und Elevationswinkeln abzutasten. Infolgedessen haben lineare und kreisförmige Arrays eine begrenzte Genauigkeit, wenn sich das Ziel in einem großen Höhenwinkel befindet. Der Grund für diese Einschränkung ist, dass das Strahlungsmuster des Arrays durch den Elevationswinkel beeinflusst wird und die Genauigkeit der Winkelschätzung direkt mit der Breite des Strahlungsmusters zusammenhängt. Bei einem kreisförmigen oder linearen Array hat das Strahlungsmuster bei hohen Elevationswinkeln eine breite Hauptkeule, was zu einem großen Schätzfehler führt.

Um eine bessere Genauigkeit bei großen Elevationswinkeln zu erreichen, sind planare und zylindrische Arrays die bessere Wahl. Diese Arrays können ein schmaleres Strahlenmuster aufweisen, was zu einer genaueren Winkelschätzung führt. Sie benötigen jedoch möglicherweise eine große Anzahl von Elementen, um die gewünschte Auflösung zu erreichen.

Ein Vorteil eines planaren Arrays gegenüber einem zylindrischen Array ist die geringere Komplexität bei der Implementierung, da es einfacher herzustellen, zu installieren und zu warten ist. Außerdem kann ein planares Array eine bessere Leistung erbringen, wenn der Schwerpunkt auf der Suche nach Zielen in einem begrenzten Bereich von Raumwinkeln liegt.

Wenn jedoch der gesamte Bereich der Raumwinkel gescannt werden muss, ist ein zylindrisches Array die bessere Wahl. Dies liegt daran, dass ein zylindrisches Array eine größere Apertur hat, wodurch es einen größeren Winkelbereich mit besserer Auflösung als ein planares Array abtasten kann.

Unabhängig von der Array-Konfiguration kann die Implementierung eines Arrays mit Dutzenden von Elementen eine große Herausforderung darstellen. Die Herausforderung besteht darin, die Signale der einzelnen Elemente genau zu steuern und zu synchronisieren, um einen kohärenten Strahl zu bilden. Mit den Fortschritten in der Technologie und den Signalverarbeitungsverfahren kann diese Herausforderung jedoch überwunden werden, und große Antennengruppen können mit hoher Genauigkeit und Effizienz realisiert werden.

Abbildung 79 zeigt das Design der planaren Antennengruppe, die für diese spezielle Anwendung vorgesehen ist. Das Array besteht aus vier linearen Arrays, die jeweils sieben Elemente enthalten. Somit umfasst das gesamte Array insgesamt 28 Elemente.

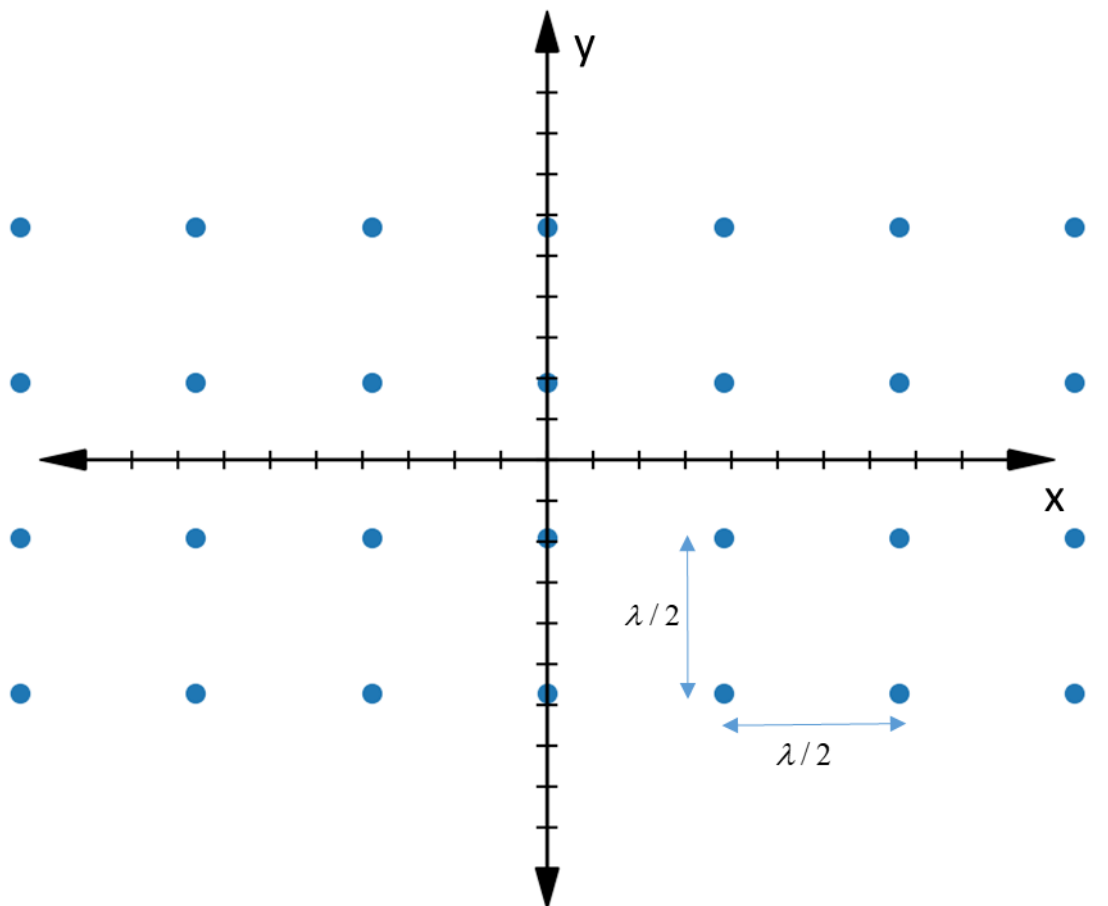


Abbildung 79: Planares Array mit 28 Elementen

Die folgende Abbildung zeigt den Fehler bei der Schätzung des Azimutwinkels.

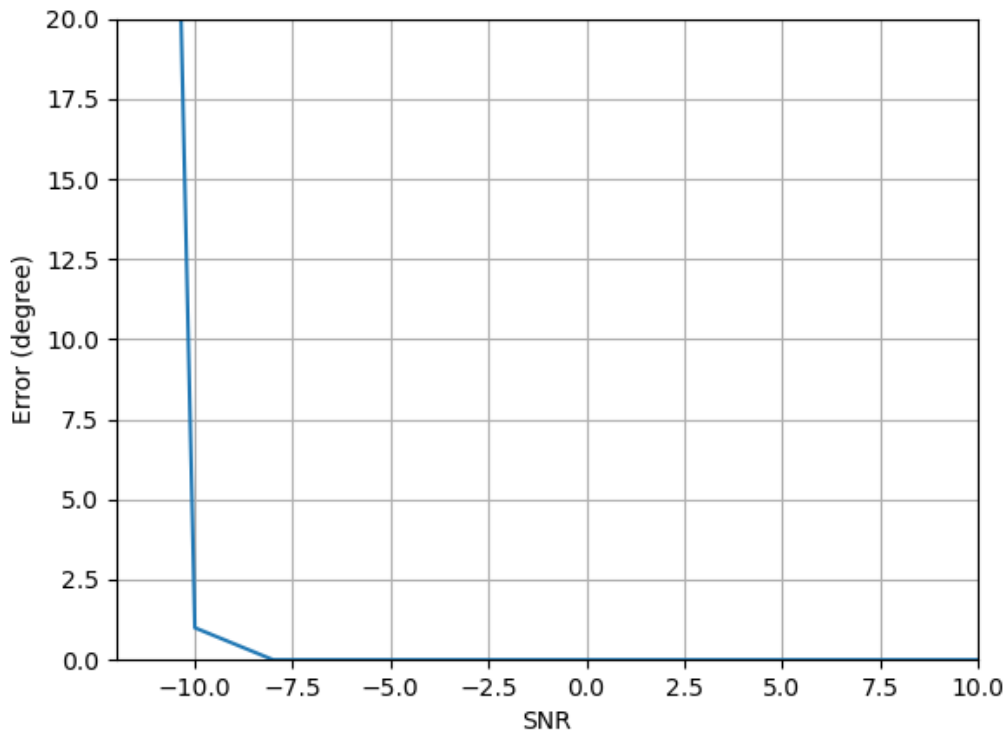


Abbildung 80: Abschätzung des Fehlers des planaren Arrays bei der Anzahl von 4000 Snap-Shots

Es ist wichtig hervorzuheben, dass bei dieser besonderen Struktur eine genaue Schätzung von Zielen bei verschiedenen Elevationswinkeln möglich ist. Außerdem ist der Abtastvorgang nicht nur auf niedrige Elevationswinkel beschränkt.

9.3 Schmäler gerichteter Strahl auf ein Ziel

Um eine zweidimensionale Strahlform im Sendemodus zu erreichen, ist es notwendig, ein Antennen-Array zu verwenden, wie z.B. ein planares oder zylindrisches Array. Das Entwurfsverfahren für dieses Szenario ist theoretisch ähnlich wie in Anwendungsfall 9.2. In der Praxis ist die Formung des Strahls im Sendemodus jedoch schwieriger, da das Hochleistungssignal am Antennenport den Nachbarkanal beeinflussen kann. Daher ist es ratsam, eine Einzelelement-Antenne mit *Pencil-Beam* zu verwenden, wie z. B. eine Parabolantenne, um diesen Effekt zu minimieren. Anschließend wird die Antenne mechanisch gedreht, um den umgebenden Raum abzutasten. Es ist offensichtlich, dass die Realisierung einer solchen Struktur einen erheblichen mechanischen Aufwand erfordert. Die Parabolantenne ist eine ausgezeichnete Wahl für diese Anwendung, da sie einen schmalen Strahlungskegel aussendet. Um eine Parabolreflektorantenne für *Pencil-Beam*-Anwendungen zu entwerfen, müssen wir die Größe der Schüssel und die Position des Feed-Horns bestimmen. Die Größe der Schüssel wird durch die Betriebsfrequenz und die gewünschte Strahlbreite bestimmt. Je

größer die Schüssel ist, desto schmaler ist der Strahlengang. Die Position des Feed-Horns ist entscheidend, da sie den Brennpunkt der Schüssel bestimmt. Das Feed-Horn sollte im Brennpunkt der Schüssel platziert werden, um die maximale Verstärkung zu erreichen. Um zu gewährleisten, dass ein potenzieller Empfänger durch die Leistung des Signals gestört wird, das an einem von der Sendeantenne entfernten Punkt erzeugt wird, muss die Sendeleistung ausreichend groß sein. Betrachten wir ein Szenario, in dem wir ein Gerät stören wollen, das etwa 20 Kilometer entfernt ist. Um den Pfadverlust eines Signals in einer Entfernung von 20 km für das GNSS L1-Band zu berechnen, verwenden wir die Friis-Übertragungsgleichung

$$Path\ loss = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$$

wobei d der Abstand zwischen Sender und Empfänger und λ die Wellenlänge des Signals ist.

$$Path\ loss = \left(\frac{4\pi * 20000}{0.19}\right)^2 = 179.77\ dB$$

Angenommen, der Empfänger hat eine Bandbreite von 1 MHz, was zu einem Grundrauschen von etwa -114 dB führt. Nimmt man an, dass der Antennengewinn etwa 40 dB beträgt, so errechnet sich die erforderliche Sendeleistung zur Erzeugung eines Störsignals, das 10 dB über dem Grundrauschen des Empfängers liegt, wie folgt:

$$Pt = Path\ loss - 114 + 10 - 40 = 35.77\ dB$$

Dies zeigt, dass die Verwendung eines Leistungsverstärkers vor dem Antennenanschluss entscheidend ist.

9.4 Aussendung von Störsignalen

In diesem Modus wird ein Signal mit einer Rundstrahlantenne in alle Richtungen ausgestrahlt. Wie im vorigen Abschnitt gezeigt wurde, besteht das Haupthindernis darin, dass am Antennenanschluss eine hohe Leistung erforderlich ist. Daher kann eine Hornantenne eine geeignete Option für diese Anwendung sein, da sie wesentlich mehr Leistung als eine typische Mikrostreifenantenne aufnehmen kann.

9.5 Verfolgung eines beweglichen Ziels

Bei diesem Szenario besteht der Entwurf aus einer Sende- und einer Empfangsantenne, wobei die Empfangsantenne die Richtung des Ziels erkennt, ähnlich wie bei Anwendungsfall 9.2. Anschließend sendet der Sender ein Störsignal in die geschätzte Richtung aus, wodurch eine Kombination der Anwendungsfälle 9.2 und 9.3 entsteht. Der erste Entwurf verwendet dieselbe Antennengruppe für den Empfang und das Senden und erfordert eine Schaltung zum Umschalten zwischen den beiden Modi. Der vorgeschlagene Entwurf ist in Abbildung 5 10 dargestellt:

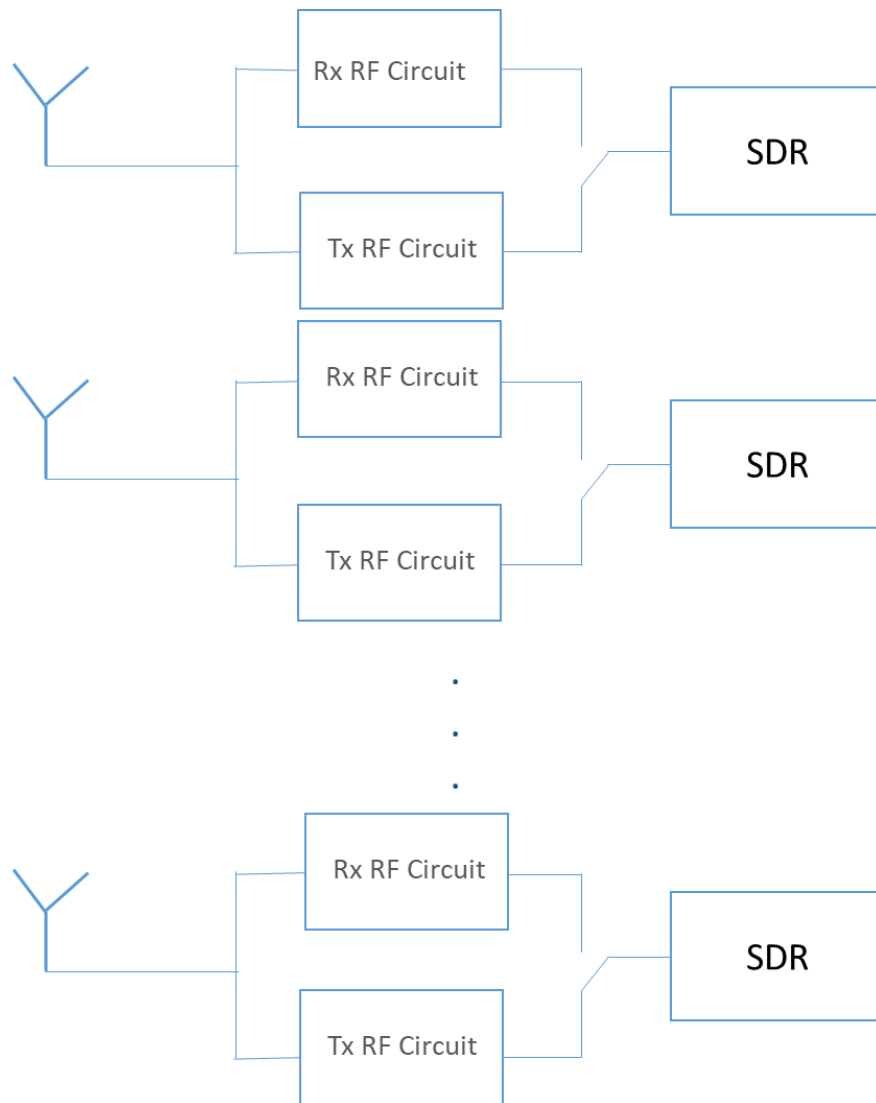


Abbildung 81: Entwurf für Pencil-Beam Anwendung

Die Herausforderung beim Entwurf besteht in diesem Fall darin, getrennte HF-Schaltungen für den Sender (Tx) und den Empfänger (Rx) zu entwickeln. Die Rx-Schaltung ist vergleichbar mit der in Abbildung 70 dargestellten, während die Tx-Schaltung in Abbildung 82 dargestellt ist.

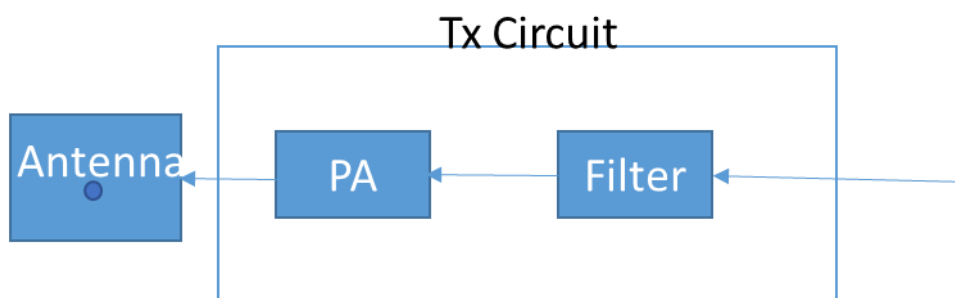


Abbildung 82: Signalweg im Tx-Modus

In diesem Aufbau wird ein Leistungsverstärker (PA) eingesetzt, um die Leistung des Signals auf den gewünschten Wert zu erhöhen. In vielen Situationen ist ein Phasenschieber im Sendebetrieb (Tx) nicht erforderlich, da die Absicht darin besteht, die Empfänger in der Umgebung zu stören oder zu beeinträchtigen. In solchen Fällen ist ein linear polarisiertes Signal ausreichend für diese Aufgabe. Ein wichtiger Aspekt dieses Entwurfs ist die Kalibrierung der Tx-Schaltung, um den Strahl im Tx-Modus zu formen. Dieser Kalibrierungsprozess wird in der Regel am besten in einer offenen Feldumgebung durchgeführt.

10. Messkampagne Juni 2024

Ziel dieser Messkampagne war es, einen Datensatz für den Kalibrierungsprozess des Demonstrator-Antennenarrays zu erstellen. Zum Zeitpunkt der Kampagne war die Hardware für das endgültige Design des Demonstrators noch nicht verfügbar, so dass wir eine abstrakte Version der Antennengruppe verwendeten. Konkret verwendeten wir eine 4-Element-Antennengruppe, die mit 4 HackRF-SDR-Empfängern gepaart war, und nutzten diesen Aufbau zur Aufzeichnung eines Datensatzes, der die weitere Entwicklung des Demonstrators unterstützen sollte.

In den folgenden Abschnitten wird das Design des Demonstrators und die spezifischen Herausforderungen beschrieben, insbesondere die verschiedenen Ansätze zur Kalibrierung und der Schwerpunkt dieses Feldtests. Außerdem werten wir den gesammelten Datensatz aus und teilen die aus dieser Kampagne gezogenen Lehren, die für die Verbesserung der laufenden Entwicklung des Demonstrators entscheidend sind.

10.1 Aufbau des Demonstrators

veranschaulicht die für das Nawascan-Fortre-Projekt entworfene Antennengruppe. Diese Antennengruppe ist eine kritische Komponente des Projekts, und ihr Designprozess wird in einem separaten Bericht mit dem Titel „Design Document“ detailliert beschrieben. Das Design beinhaltet ein Array aus sieben kommerziell erhältlichen GNSS-Antennen, die strategisch in einer kreisförmigen Konfiguration angeordnet sind. Diese kreisförmige Anordnung wurde gewählt, um eine umfassende Abdeckung über alle Azimutwinkel hinweg zu gewährleisten und so die Fähigkeit des Arrays zu maximieren, Signale aus jeder Richtung zu erfassen. Diese Wahl des Designs ist besonders wichtig für die Ziele des Projekts, die fortgeschrittene Signalverarbeitungsaufgaben wie Interferenzminderung und Peilung beinhalten.

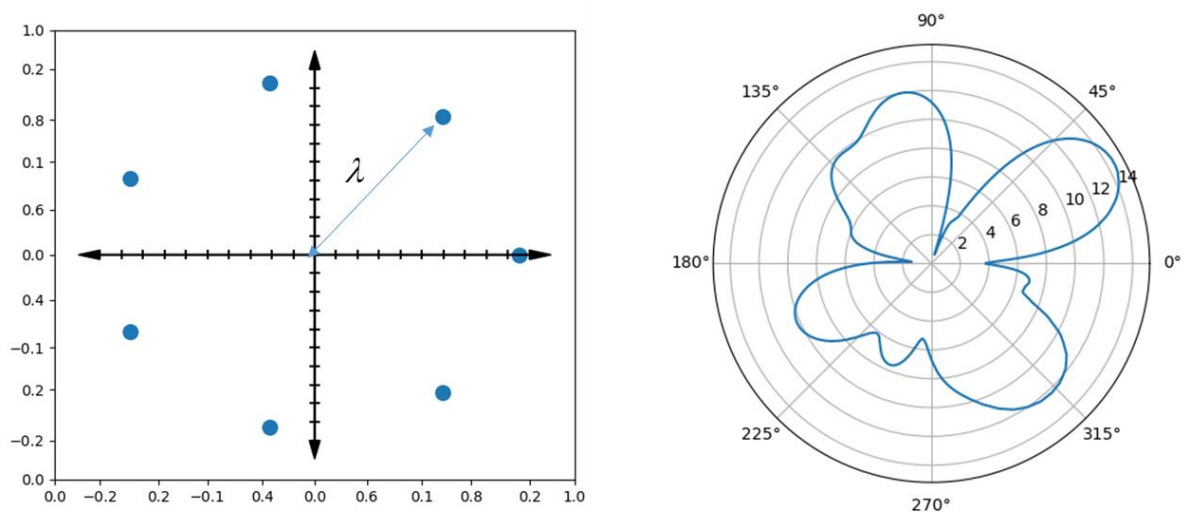


Abbildung 83: Kreisförmiges Antennen-Array und Steuerung des Empfangsdiagramms bei $\pi/6$

Auf der Empfängerseite war geplant, HackRF SDRs zur Erfassung der von der Antennenanordnung gesammelten Signale zu nutzen. Einer der kritischsten Aspekte bei der Verwendung von SDRs in einer Antennenanordnung ist die Sicherstellung, dass alle Empfänger sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich synchronisiert sind. Synchronisation ist essenziell, da jegliche Diskrepanzen in der Zeit- oder Frequenzabstimmung zwischen den Empfängern zu Fehlern in Beamforming-Algorithmen führen können, wodurch letztlich die Leistung des gesamten Systems beeinträchtigt wird. Der Synchronisationsprozess wurde zuvor schon beschrieben, wie die Zeit- und Frequenzsynchronisation für diese spezifische Konfiguration erreicht wurde.

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei der Gestaltung und dem Betrieb der Antennenanordnung ist die Phasenkalibrierung aller Empfangskanäle. Phasenkalibrierung ist entscheidend, da das gesamte Konzept der Interferenzminderung und der Richtungsbestimmung auf Phasendifferenzen zwischen den Antennenelementen basiert. Die Anordnung unterstützt zwei Hauptanwendungen: Interferenzminderung und Richtungsbestimmung von Interferenzquellen. Für die Interferenzminderung kann die Phasenkalibrierung manchmal durch die Implementierung adaptiver Algorithmen umgangen werden. Diese Algorithmen passen sich den Phasenvariationen an, wurden getestet und als effektiv nachgewiesen. Wir haben solche adaptiven Algorithmen erfolgreich implementiert und ihre Effizienz bei der Interferenzminderung auch ohne vollständige Kalibrierung der Antennenanordnung bewiesen.

Für die Richtungsbestimmung, bei der es darum geht, die genaue Richtung der Interferenzquellen zu bestimmen, ist die Phasenkalibrierung jedoch ein wesentlicher Schritt, der nicht vernachlässigt werden kann. Eine genaue Phasenkalibrierung gewährleistet, dass die Richtungsbestimmungsalgorithmen die Phaseninformationen jedes Antennenelements korrekt interpretieren und so die Richtung der Interferenzquelle bestimmen können. Es gibt verschiedene Methoden zur Phasenkalibrierung, die jeweils eigene Vor- und Nachteile haben. Im folgenden Abschnitt werden diese Ansätze beschrieben.

10.2 Kalibrierung mit einem integrierten Signal in den Empfangspfad

Der erste Ansatz zur Phasenkalibrierung besteht darin, die SDR-Phasen abzugleichen, ohne die Auswirkungen der Antennenkopplung auf Phasendifferenzen zu berücksichtigen. Ein Tx-SDR erzeugt ein Kalibriersignal, das dann aufgeteilt wird, um dieselben Phaseninterferenzsignale bereitzustellen. Für jede Antenne wird ein Kombinierer verwendet, um das Kalibriersignal mit den tatsächlichen Antennensignalen zu mischen, bevor sie in jeden SDR eingespeist werden. Der Kombinierer stellt sicher, dass sowohl das Kalibriersignal als auch die Antennensignale auf allen Kanälen vorhanden sind. Durch die Einspeisung dieses bekannten Kalibriersignals können die SDRs untereinander kalibriert werden, um Phasenfehlanspassungen zu korrigieren.

Der Kalibrierungsprozess umfasst die Anpassung der Phase jedes Kanals basierend auf dem Kalibriersignal, wodurch sichergestellt wird, dass alle SDRs phasensynchronisiert sind.

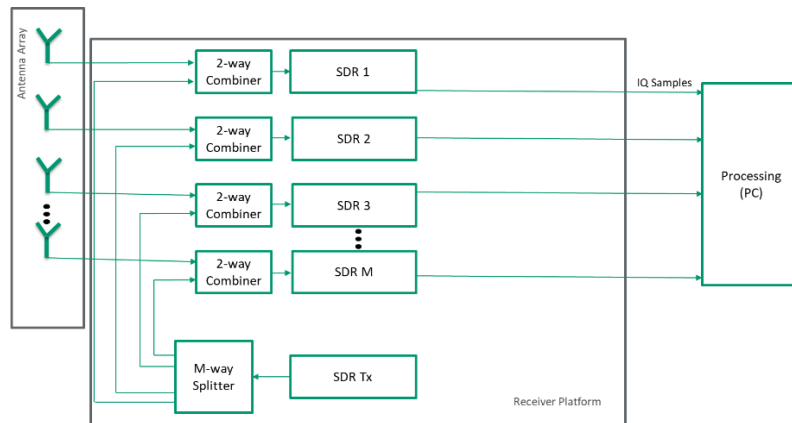


Abbildung 84: Receiver Kalibration

Diese Methode ist relativ einfach zu implementieren; ihr größter Nachteil ist jedoch die begrenzte Genauigkeit des Algorithmus, da er alle durch die Antennen und HF-Kabel verursachten Phasenungleichgewichte vollständig ignoriert. Während er die SDRs durch die Phasensynchronisation mit einem kombinierten Kalibrierungssignal effektiv ausrichtet, berücksichtigt er nicht die Diskrepanzen, die durch einige Komponenten des Systems, wie z. B. die Antennen und die HF-Verkabelung, entstehen. Diese nicht berücksichtigten Ungleichgewichte können zu Fehlern in den Peilalgorithmen führen.

10.3 Kalibrierung mit einem integrierten Signal in der Antennenplattform

Bei diesem Ansatz wird eine Sonde in der Mitte der Antennengruppe integriert, um ein Kalibrierungssignal direkt an die Antennenelemente zu senden. Durch die Positionierung der Sonde in der Mitte des kreisförmigen Arrays wird davon ausgegangen, dass das Kalibrierungssignal alle Antennen gleichzeitig und mit identischen Phaseneigenschaften erreicht. Diese Methode bietet zwei wesentliche Vorteile im Vergleich zur vorherigen Methode.

Erstens entfällt der Bedarf an mehreren Kombinierern und Splittern, die normalerweise erforderlich sind, um das Störsignal mit den GNSS-Signalen zusammenzuführen. Zweitens: Da das Kalibrierungssignal direkt mit den Antennenelementen interagiert, kann der Kalibrierungsalgorithmus die Auswirkungen der Antennenkopplung auf die Phasenungleichheit effektiver berücksichtigen. Das bedeutet, dass der Kalibrierungsprozess den Einfluss von Antennenwechselwirkungen von vornherein berücksichtigt, was zu einer genaueren Phasenausrichtung über alle Kanäle hinweg führt. Infolgedessen synchronisiert die Kalibrierung nicht nur die SDRs, sondern kompensiert auch Phasendiskrepanzen, die durch die Eigenschaften der Antennengruppe entstehen.

Die Umsetzung dieser Struktur ist jedoch mit größeren mechanischen Herausforderungen verbunden. Die Integration einer zentralen Sonde in die Antennengruppe erfordert eine präzise Konstruktion, um sicherzustellen, dass die Sonde genau positioniert ist und das Kalibrierungssignal gleichmäßig auf alle Antennenelemente verteilt wird. Diese zusätzliche Komplexität kann den Entwurfs- und Montageprozess im Vergleich zu einfacheren Kalibrierungsmethoden anspruchsvoller machen.

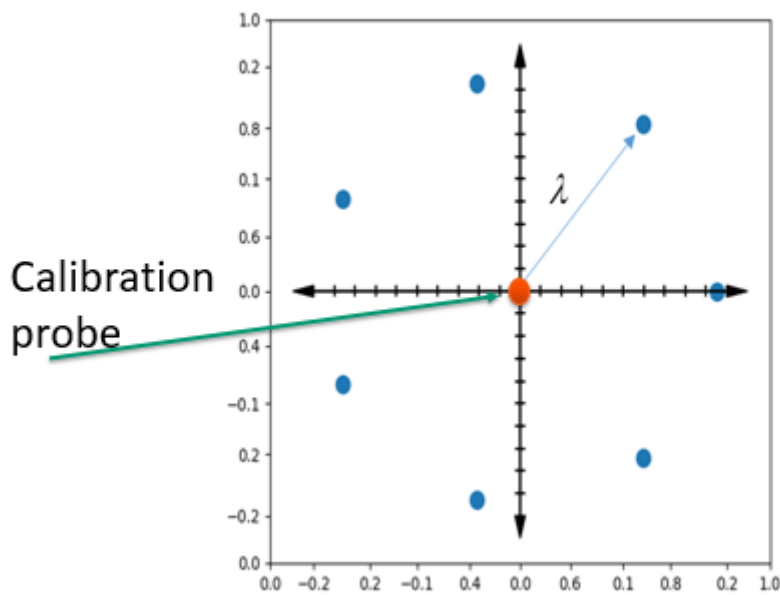


Abbildung 85: Integrierte Sonde m Zentrum des Antennen-Arrays

10.4 Kalibrierung mit Hilfe von GNSS-Satellitensignalen

Um eine Antennengruppe mit M Elementen vollständig zu kalibrieren, werden theoretisch Kalibrierungssignale aus M+1 verschiedenen Winkeln benötigt. Bei der bisherigen Methode wird das Kalibrierungssignal nur aus einer Richtung empfangen. Diese Einschränkung bedeutet, dass der Kalibrierungsalgorithmus im bisherigen Ansatz auf zahlreiche Annäherungen angewiesen ist, um das Antennen-Array effektiv zu kalibrieren. Es gibt jedoch einen Vorteil bei der Arbeit mit Antennengruppen für GNSS-Anwendungen: Wir empfangen natürlich Signale von mehreren Satelliten, die jeweils aus einem anderen Winkel kommen und deren Positionen relativ zu unserer Antennengruppe bekannt sind. Diese Satellitensignale, die aus verschiedenen Richtungen kommen, können als effektive Kalibrierungsquellen dienen.

Der Hauptvorteil der Verwendung von Satellitensignalen für die Kalibrierung besteht darin, dass sie einen großen Bereich von Winkeln abdecken, wodurch die Genauigkeit des Kalibrierungsprozesses verbessert werden kann. Der größte Nachteil dieses Ansatzes ist jedoch die erhöhte Komplexität des Kalibrierungsalgorithmus. Um diese Signale effektiv zu nutzen, muss der Kalibrierungsprozess die Nachführschleife des Empfängers einbeziehen, um die Trägerphase aus jedem Satellitensignal zu extrahieren. Dies erfordert anspruchsvollere Algorithmen und zusätzliche Rechenressourcen, wodurch der Kalibrierungsprozess im Vergleich zu einfacheren Methoden, die sich auf Signale aus einer einzigen Richtung stützen, komplexer wird.

10.5 Messdurchführung

Es war geplant eine Kombination von Kalibrierungsmethoden zu verwenden, die sowohl die integrierte Sondenantenne als auch GNSS-Signale einbeziehen. Zum Zeitpunkt der Testkampagne war die erforderliche Hardware jedoch noch nicht fertiggestellt. Daher haben wir vorläufige Tests mit einer linearen 4-Element-Antenne mit folgenden Zielen durchgeführt:

10.5.1 Evaluierung der Kalibrierungsmethode 1

Diese in Abschnitt 10.2 vorgestellte Methode beruht auf einer Reihe von Kombinierern und Verteilern, um die gleichen Phasenkalibrierungssignale in die Antennenpfade einzuspeisen. Durch Testen dieses Ansatzes sollte gezeigt werden, wie der Kalibrierungsalgorithmus bei Verwendung eines Kalibrierungssignals aus nur einer Richtung funktioniert. Diese Bewertung sollte Aufschluss über die allgemeine Effektivität des Kalibrierungsprozesses der zweiten Methode geben.

10.5.2 RF Front End

Eine der wesentlichen Einschränkungen bei der Verwendung preiswerter HackRF-SDRs ist das Fehlen einer automatischen Verstärkungsregelung (AGC). Infolgedessen bleiben die Verstärkungswerte während der Datenaufzeichnung konstant, wodurch der Dynamikbereich des Empfängers auf 43 dB begrenzt wird. Diese Einschränkung macht es erforderlich, die Verstärkungswerte im Feld effizient einzustellen, um eine optimale Leistung zu gewährleisten. Darüber hinaus musste untersucht werden, ob alle SDRs mit den gleichen Verstärkungseinstellungen arbeiten sollen oder ob aufgrund von Fertigungsunterschieden zwischen den Geräten unterschiedliche Einstellungen erforderlich sind.

Um diese Ziele zu erreichen, wurden eine Reihe von Tests zur Aufzeichnung von Signalen in verschiedenen Szenarien durchgeführt. Das erste Szenario beinhaltete die Aufzeichnung von Signalen in Abwesenheit jeglicher Störungen. In den folgenden Tests setzten wir die Antennengruppe einem Störsignal aus, wobei wir sowohl den Einfallswinkel als auch die Leistungspegel variierten. Diese Tests waren wichtig, um zu verstehen, wie das System unter verschiedenen Bedingungen auf Störungen reagiert.

10.6 Analyse der aufgezeichneten Daten

Beginnend mit der Untersuchung der Amplitude der Rohdaten ohne Interferenzen. Die Standardabweichungen der vier Kanäle, die jeweils mit der gleichen Verstärkungseinstellung für den 8-Bit-ADC (der Wert reicht von -128 bis +127) der SDRs konfiguriert sind, betragen 12,1, 13,5, 14 bzw. 11,8. Dies deutet auf eine gute Amplitudenbalance zwischen den Kanälen für diese vier SDRs hin. Abbildung 3 1 zeigt die phasengleiche Komponente der Signale von 4 Elementen.

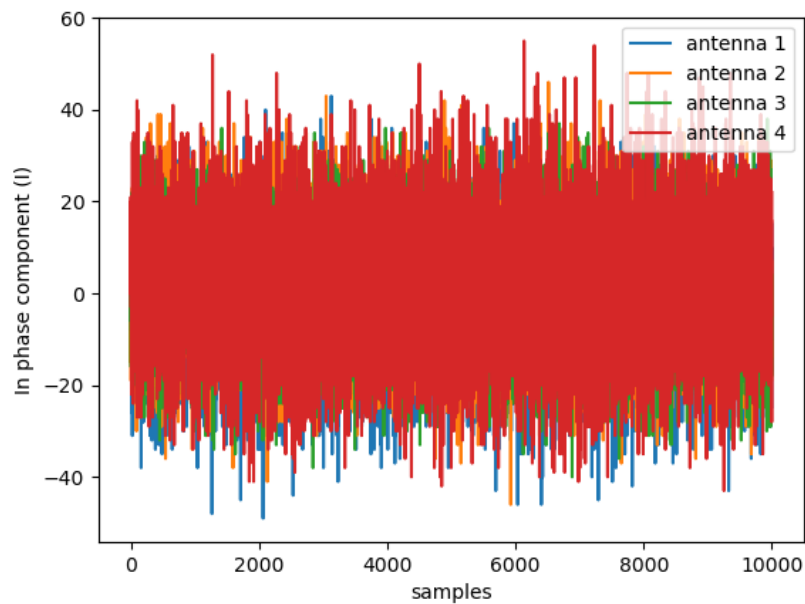


Abbildung 86: Phasengleiche Komponente des Signals am Empfänger (Rauschen)

Um Störsignale mit geringer Leistung zu erfassen, ist es ratsam, niedrigere Verstärkungswerte einzustellen. Wird die Verstärkung jedoch zu niedrig eingestellt, besteht die Gefahr, dass die GNSS-Signale verloren gehen und für die Kalibrierung oder andere Zwecke unbrauchbar werden. Daher muss bei der Einstellung der Verstärkungswerte ein Kompromiss gefunden werden, um die Notwendigkeit der Erkennung von Störsignalen bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung der Integrität der GNSS-Signale auszugleichen.

Obwohl die Verstärkungseinstellung im Labor getestet wurde und sich als ausreichend für die Verfolgung von Satelliten erwiesen hat, war eine Verfolgung in den aufgezeichneten Daten nicht möglich. Leider waren wir nicht in der Lage, Satellitensignale von einer der Antennen zu erfassen. Bei näherer Betrachtung der Daten stellten wir fest, dass während der Aufzeichnung zufällig Stichproben ausgelassen wurden, was die Verarbeitung von GNSS-Signalen erheblich erschwert. Darüber hinaus führte dieses Problem zum Verlust der Synchronisation zwischen den Kanälen, was es unmöglich machte, Beamforming zur Überprüfung der Genauigkeit der Kalibrierung durchzuführen.

Betrachten wir nun einen weiteren Test, bei dem das Antennen-Array etwa 65 Meter von einer Störquelle entfernt positioniert wurde, die mit einer Leistung von 5 dBm sendet. Nachfolgend sehen Sie ein Segment von Abtastwerten der gleichphasigen Komponente der 4 Kanäle an dem Punkt, an dem die Störung beginnt. Aus diesen Daten ist ersichtlich, dass die Antennen 2 und 3 die Synchronisation bereits verloren haben und die Störung in diesem Zeitschlitz für diese beiden Kanäle nicht erfasst wird.

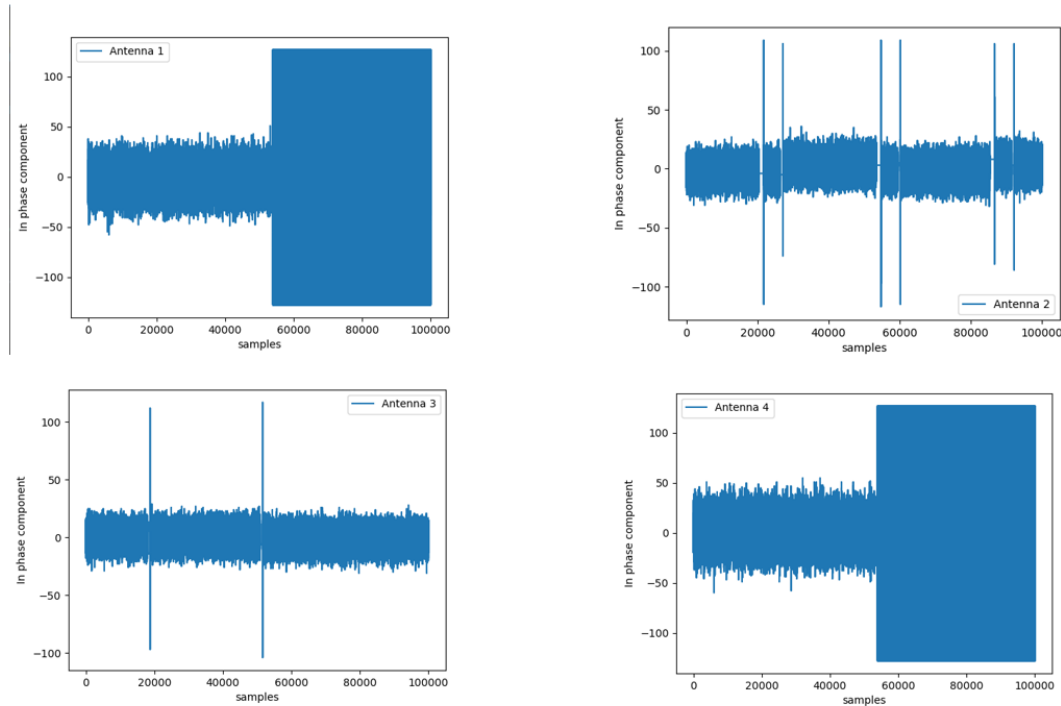


Abbildung 87: Phasengleiche Komponente des Signals auf 4 Kanälen während der Störung

Diese Abbildung zeigt auch, dass der ADC bei diesem Leistungspegel schnell in die Sättigung geht, was bei der Berechnung der Korrelation zwischen zwei Kanälen zu ungenauen Phasendifferenzen führen kann. Dies unterstreicht die entscheidende Bedeutung einer angemessenen Verstärkungseinstellung für die genaue Erfassung von Interferenzen. Wir können davon ausgehen, dass die Situation bei höheren Leistungspegeln noch schlimmer ist und der ADC noch schneller in die Sättigung geht.

10.7 Lessons Learned

Obwohl wir aufgrund einiger Hardware-Probleme nicht in der Lage waren, Beamforming durchzuführen, um die Genauigkeit des implementierten Algorithmus zu überprüfen, lieferten die in dieser Testkampagne gesammelten Daten wertvolle Erkenntnisse, die für die weitere Entwicklung des Demonstrators und die Planung der nächsten Testkampagne entscheidend waren. Nachfolgend fassen wir die wichtigsten Erkenntnisse aus diesem Test zusammen:

- **Probenverlust und Synchronisation:** Eine anhaltende Herausforderung bei SDRs ist das Problem fehlender Abtastwerte, die zu einem Verlust der Synchronisation führen und die Fähigkeit zum Beamforming beeinträchtigen können. Eine detaillierte Analyse der Daten aus dieser Kampagne ergab, dass dieses Problem alle Datensätze betraf. Daher ist es für die nächste Kampagne unerlässlich, eine robuste Methode und einen Auswertungscode zu entwickeln, um sicherzustellen, dass die Synchronisation im Feld aufrechterhalten wird.
- **Verstärkungseinstellung und ADC-Dynamikbereich:** Ein weiterer kritischer Punkt ist die Notwendigkeit, den begrenzten Dynamikbereich der HackRF-ADCs effektiv zu nutzen. Wenn die Verstärkungseinstellungen nicht optimiert sind, kann die Genauigkeit des Systems leiden - entweder aufgrund von ADC-Sättigung oder dadurch, dass Störsignale aufgrund niedriger Verstärkungswerte unter den Rauschpegel fallen. In Zukunft ist es von entscheidender

Bedeutung, die Verstärkungen effizient einzustellen, um ein Gleichgewicht zwischen der Erfassung von starken und schwachen Signalen zu erreichen und so eine zuverlässige Leistung zu gewährleisten.

- Realismus der Testszenarien: Die in der Testkampagne verwendeten Leistungspegel und Entfernungen waren nicht realistisch. Zum Beispiel erreichte der ADC bei einer Entfernung von 64 Metern und einem Leistungspegel von 5 dBm schnell die Sättigung. Für künftige Tests müssen realistischere Szenarien geschaffen werden, indem der Abstand zwischen der Antennengruppe und der Störquelle vergrößert und niedrigere Leistungspegel verwendet werden. Dies wird dazu beitragen, eine ADC-Sättigung zu vermeiden und die realen Bedingungen besser zu simulieren.

11. Messkampagne Oktober 2024

Mit der ersten Version der Hard- und Software des Demonstrators wollten wir die Leistung des Arrays bewerten und die Herausforderungen sowohl bei der Hardware als auch bei der Software finden. Es war wichtig, einen Datensatz im Freien zu generieren, um die Algorithmen und die Hardware zu überprüfen und die Herausforderungen für die nächsten Entwicklungen zu lösen.

11.1 Testkampagne

In dieser Kampagne haben wir eine kreisförmige Antennengruppe mit 7 Elementen verwendet, um ihre Leistung bei der Bestimmung der Richtung eines Störsignals zu bewerten. Zur Kalibrierung verwendeten wir eine Integrationssonde, die in der Mitte des Arrays platziert wurde, und sendeten zu Beginn der Aufzeichnung ein kurzes Signal. Der Störsender wurde ein paar Sekunden später aktiviert. Die Echtzeit-Strahlformung war nicht vollständig implementiert, daher führten wir eine Nachbearbeitung durch.

11.2 Kalibrierung

Bei der Analyse der Rohdaten stellte sich heraus, dass die Hardwaresynchronisation nicht genau funktionierte, was zu Abtastabweichungen bei verschiedenen SDRs führte. Mit Hilfe des Kalibrierungssignals konnten wir jedoch alle 7 Signale erfolgreich synchronisieren. Die folgende Abbildung zeigt den realen Teil des Kalibrierungssignals für alle Empfänger.

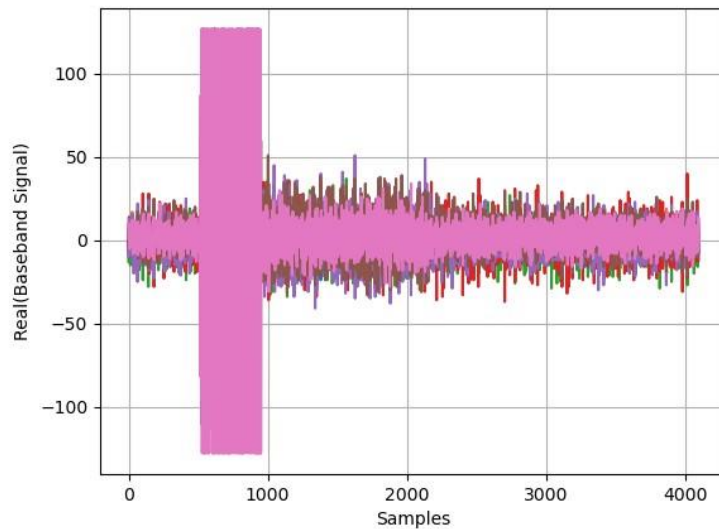


Abbildung 88: Der Realteil alle 7 Kanäle während das Kalibrierungssignal erfasst wird

Wie zu beobachten war, erreichte einer der SDR-ADCs sogar bei diesem Kalibrierungssignal mit geringer Leistung fast die Sättigung. Die anschließende Verarbeitung ergab, dass dieser Kanal beim Beamforming erhebliche Fehler verursachte. Um dieses Problem zu lösen, haben wir die Möglichkeit implementiert, Beamforming mit einer beliebigen Kombination der 7 Elemente durchzuführen. Für diesen speziellen Datensatz haben wir die Antenne Nr. 7 ausgeschlossen, da ihr Empfänger während der Messung gesättigt war.

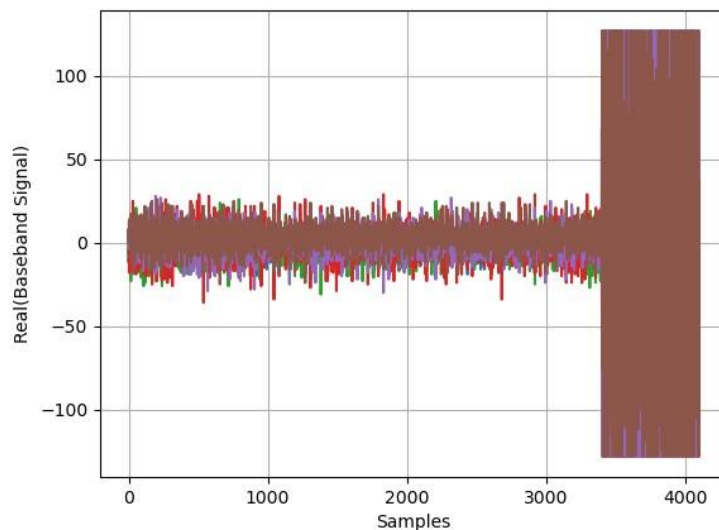


Abbildung 89: Der Realteil der 6 Verarbeitungskanäle in dem das Störsignal erkannt wird

Aus diesem Bild ist ersichtlich, dass das Fehlen einer AGC in den Hackrf-SDRs dazu führt, dass die ADCs bei derartig starken Signalen in die Sättigung gelangen. Die weitere Verarbeitung zeigte jedoch,

dass die ADCs nicht gesättigt sind und die Phaseninformation durch weitere Verarbeitung abgerufen werden kann. Die folgende Abbildung zeigt die Korrelation von Kanal 1 und Kanal 2.

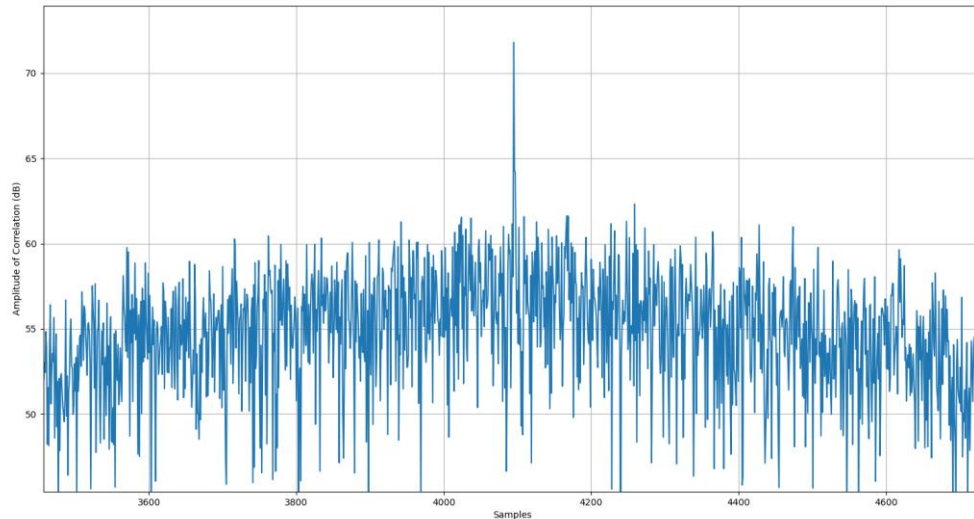


Abbildung 90: Korrelation Kanal 1 und Kanal 2

Das bedeutet, dass die Phaseninformationen der Signale nicht verloren gehen und in den Beamforming-Algorithmen für die weitere Verarbeitung verwendet werden können. Wenn die ADCs gesättigt sind, erzeugt die Korrelation von zwei Signalen keinen so scharfen Peak, da die Phasen für verschiedene Abtastwerte nicht kohärent sind.

Nach der Berechnung der kalibrierten Kovarianzmatrix der empfangenen Signale sind die Eigenwerte wie folgt:

Eigenwerte = 73,9, 5,88, 1,83, 0,48, 0,18, 0,27

Beim MUSIC-Algorithmus entsprechen die hohen Eigenwerte dem Signal-Unterraum und die niedrigen Werte dem Rausch-Unterraum. In unseren Tests haben wir einen hohen Wert erwartet, der einem Störsignal entspricht, und die anderen Werte liegen nahe beieinander. Diese Eigenwerte zeigen jedoch, dass wir mehr als ein Signal erkennen, was auf mehrere Pfade zurückzuführen sein kann, die von Autos oder anderen Metallgegenständen in der Nähe des Arrays ausgehen. Daher setzen wir die Anzahl der Signale im MUSIC auf zwei und fahren mit der Verarbeitung fort. Die folgende Abbildung zeigt das Spektrum des MUSIC Algorithmus für diesen Slot.

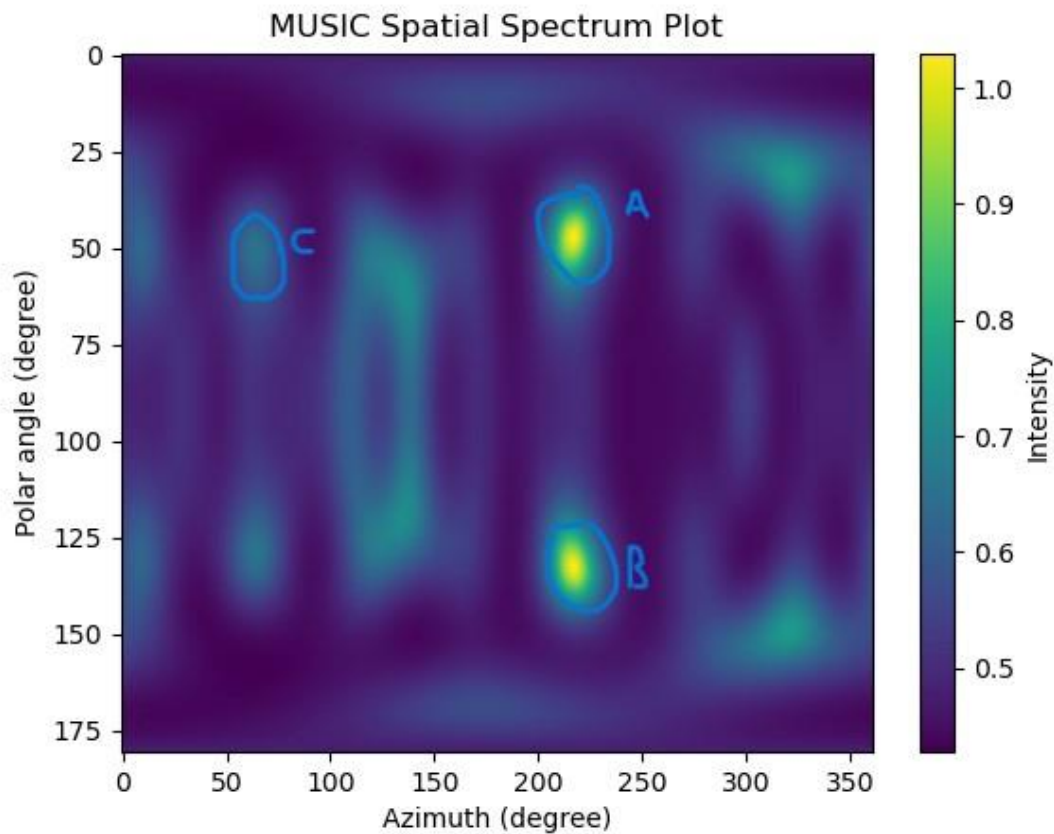


Abbildung 91: MUSIC-Algorithmus zum Zeitpunkt 17,8 Sekunden nach Aufzeichnungsstart

In dieser Abbildung sind die mit A, B und C bezeichneten Peaks hervorgehoben. Im Folgenden wird eine Interpretation dieser Peaks gegeben.

Aufgrund der symmetrischen Struktur des kreisförmigen Arrays für Elevationswinkel oberhalb und unterhalb der Arrayebene gibt es für jedes Ziel, das oberhalb der Ebene erkannt wird, eine gespiegelte Lösung, die zu einem entsprechenden Ziel unterhalb der Ebene führt. In diesem Fall ist Peak B das Spiegelbild von Peak A. Es ist sinnvoll, Peaks unterhalb der Array-Ebene konsequent zu ignorieren. Peak C entspricht dem zweiten erkannten Signal, das wahrscheinlich durch einen Mehrwegeffekt verursacht wurde. Zur weiteren Veranschaulichung von Peak A zeigen die folgenden Bilder die „Phi“- und „Theta“-Schnitte des Spektrums zur besseren Visualisierung.

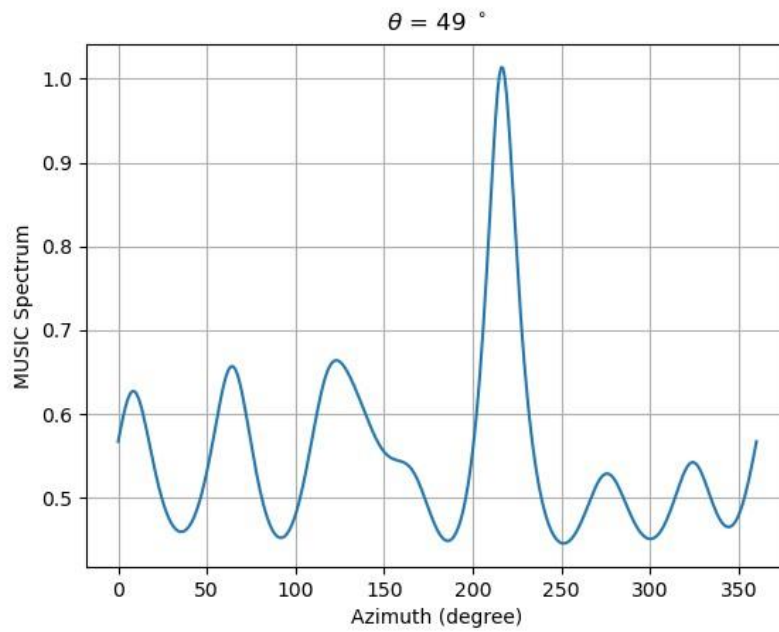


Abbildung 92: Der Theta-Schnitt des MUSIC Spektrums bei Theta=49

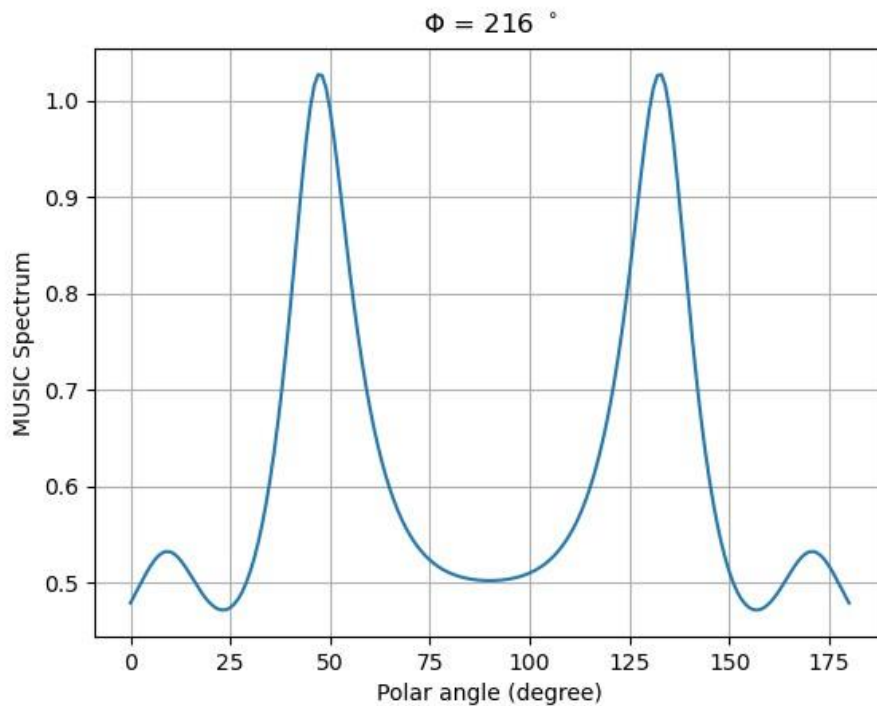


Abbildung 93: Phi-Schnitt des MUSIC Spektrums bei Phi=216

In diesen Abbildungen ist das Ziel bei „phi = 216°“ und „theta = 49°“ dargestellt. Die wahren Winkel der Störquelle, basierend auf den bekannten Standorten der Antennengruppe und der Quelle, sind „phi = 215°“ und „theta = 80°“. Dies deutet auf eine gute Leistung bei der Schätzung des Azimutwinkels hin, während bei der Schätzung des Elevationswinkels ein beachtlicher Fehler auftritt. Diese Diskrepanz ist zu erwarten, da kreisförmige Arrays im Allgemeinen eine bessere Leistung bei

der Azimutabtastung bieten. Bei Elevationswinkeln - insbesondere bei niedrigeren Winkeln - ist die Apertur des Arrays hingegen begrenzt, was die Genauigkeit verringert. Positiv ist, dass sich dieser Elevationsfehler nicht wesentlich auf die Azimutgenauigkeit auswirkt und die Leistung in dieser Dimension stabil bleibt.

Um sicherzugehen, dass die Ergebnisse gültig sind, haben wir das Beamforming für die nächsten Zeitschlitze durchgeführt und festgestellt, dass die Leistung über die Zeit stabil bleibt. Im Folgenden stellen wir das Spektrum für verschiedene Zeitschlitze dar.

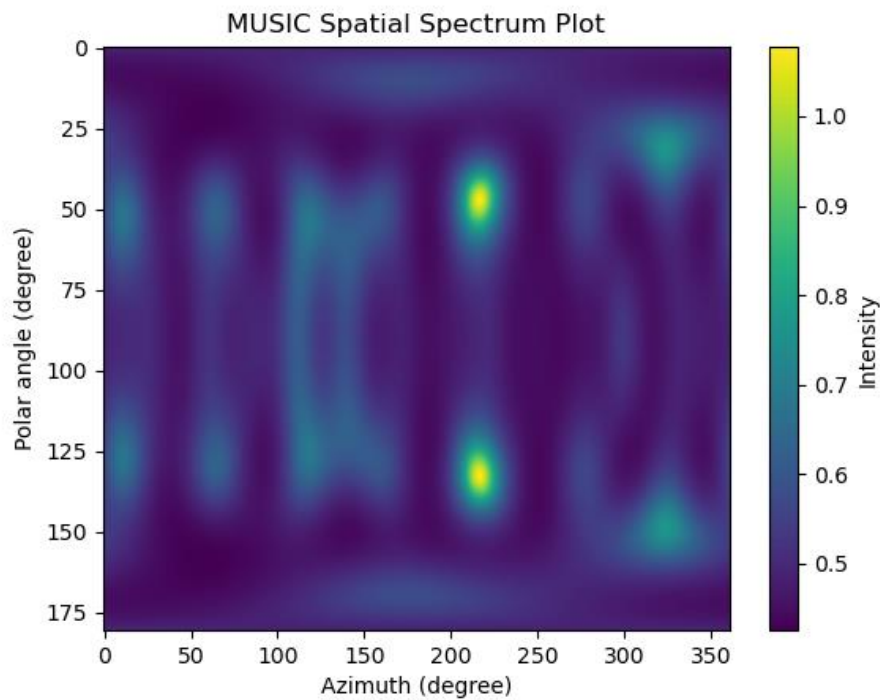


Abbildung 94: MUSIC Algorithmus zum Zeitpunkt 18,86 Sekunden nach Aufzeichnungsstart

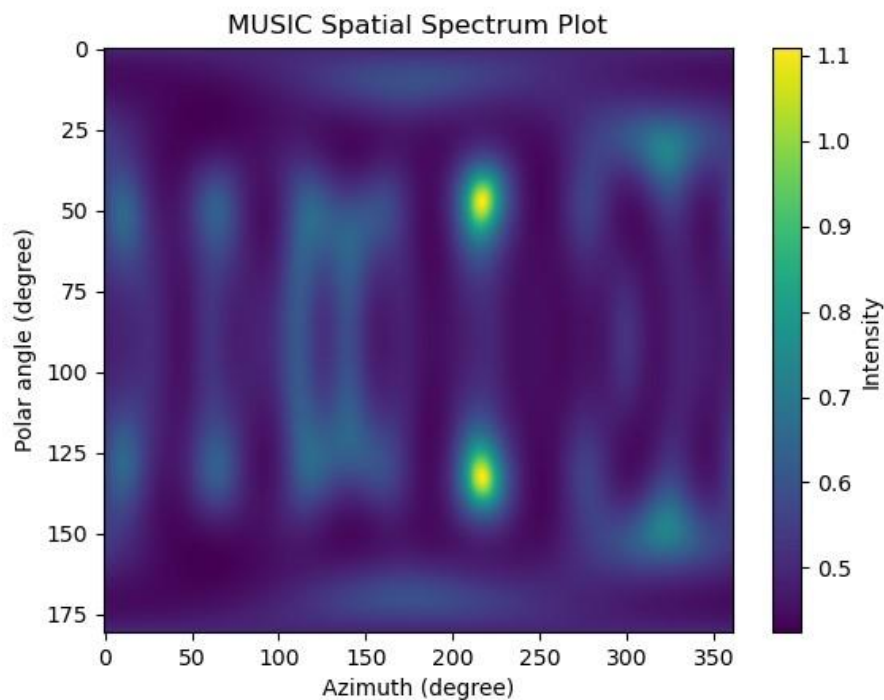


Abbildung 95: MUSIC Algorithmus zum Zeitpunkt 28,86 Sekunden nach Aufzeichnungsstart

11.3 Lessons Learned

Obwohl die Hardwaresynchronisation im Feld nicht erfolgreich war, konnten wir mit Hilfe eines Kalibrierungssignals Beamforming durchführen. Die Nachbearbeitung ermöglichte es, alle notwendigen Signalverarbeitungsschritte durchzuführen, um die Richtung des Störsignals im Feld genau zu bestimmen. Bei diesen Schritten traten jedoch mehrere Probleme auf, die in zukünftigen Iterationen der Hardware und Software angegangen werden müssen. Darüber hinaus konnten aus dieser Kampagne wertvolle Erkenntnisse gewonnen werden:

- Synchronisierung: Ein immer wiederkehrendes Problem bei SDRs ist die fehlende Synchronisation, die zu einer Desynchronisation des Signals führen und die Beamformingfähigkeiten negativ beeinflussen kann. Eine detaillierte Analyse der Kampagnendaten zeigte, dass dieses Problem alle Datensätze betraf. Zwar kann dieses Problem bei der Nachbearbeitung durch ein Kalibrierungssignal, das zu Beginn der Aufzeichnung übertragen wird, entschärft werden, doch ist eine solche Verarbeitung bei Echtzeitanwendungen unter Umständen nur schwer zu realisieren. Daher sollte das Hauptaugenmerk auf der Behebung dieses Problems auf der Hardware-Ebene liegen.
- ADC-Sättigung: Die aufgezeichneten Daten zeigten, dass HackRF-SDRs anfällig für Sättigung sind, was zum Verlust von Phaseninformationen über verschiedene Kanäle hinweg führen und die Strahlformungsfähigkeiten beeinträchtigen kann. Um dieses Problem zu lösen, sollte die nächste Hardware-Generation eine adaptive Verstärkungsregelung (AGC) unterstützen, um Sättigung zu verhindern und die Signalintegrität zu erhalten.
- Beamforming-Ansatz: Wir begannen unsere Verarbeitung mit einem eindimensionalen Beamforming-Algorithmus, der sich auf Azimutwinkel konzentrierte, unter der Annahme, dass sich das Ziel in geringer Höhe befinden würde. Bei der weiteren Verarbeitung zeigte sich

jedoch, dass das Ziel aufgrund der begrenzten Apertur des Arrays bei niedrigen Winkeln in verschiedenen Elevationswinkeln erscheinen könnte. Glücklicherweise führte dies nicht zu signifikanten Fehlern bei der Schätzung des Azimutwinkels. Für Anwendungen, bei denen auch Elevationswinkel kritisch sind, sollte eine 3D-Array-Konfiguration verwendet werden, um die Genauigkeit in beiden Dimensionen zu verbessern.

12. Zusammenfassung

Ziel des Projekts NAWASCAN war es einen Antennen-Array Demonstrator zu entwerfen, zu simulieren und implementieren, der in GNSS-Anwendungen eingesetzt werden soll. Das Ziel ist es, die Anwendung von Beamforming anhand eines spezifischen Anwendungsfalls zu demonstrieren.

Um dies zu erreichen, setzen wir ein kreisförmiges Array aus sieben Antennenelementen ein, während wir eine SDR-basierte Plattform als Empfänger verwenden. Im ersten Schritt verwendeten wir ein Simulationswerkzeug, das wir im Rahmen des Nawascan-Studienprojekts entwickelt haben, um die Konfiguration des Arrays zu entwerfen.

12.1 Antennen-Array Design

In diesem Projekt entwarfen, implementierten und testeten wir eine zirkuläre Array-Antenne im GNSS-L1-Band. Es war offensichtlich, dass 2D- und 3D-Strukturen aufgrund der hohen Anzahl von Elementen und der Komplexität in der Fertigung enorme Kosten verursachen. Daher konzentrierten wir uns auf ein zirkuläres Array, um Fertigungsprobleme zu vermeiden.

Wir verwendeten ein Python-Modul zur Gestaltung des Antennenarrays, das wir zunächst im Nawascan-Studie-Projekt implementiert hatten. In diesem Projekt verbesserten und passten wir dieses Tool für dieses spezielle Design an.

Zur Analyse der Leistung des Arrays nutzten wir den SSLN-Parameter (Signal Subspace-to-Noise Subspace Ratio), um die Leistungsfähigkeit des Arrays zu bewerten. Der SSLN-Parameter misst die Fähigkeit eines Antennenarrays, zwischen dem Signal- und dem Rauschunterraum zu unterscheiden. Ein höherer SSLN-Wert zeigte eine bessere Trennung dieser Unterräume an, was für eine verbesserte Signaldetektion und -schätzung wünschenswert war.

Bei der Analyse des SSLN-Parameters für ein zirkuläres Antennenarray konnten die folgenden Faktoren dessen Leistung beeinflussen:

- Anzahl der Elemente: Die Anzahl der Elemente im zirkulären Array beeinflusst den SSLN-Wert. Eine Erhöhung der Elementanzahl konnte die Auflösung und die Winkelunterscheidung des Arrays verbessern, wodurch eine bessere Trennung zwischen dem Signal- und dem Rauschunterraum ermöglicht wurde. Generell führte eine größere Anzahl von Elementen zu einem höheren SSLN.
- SNR (Signal-Rausch-Verhältnis): Das SNR spielt eine bedeutende Rolle bei der Trennung von Signal- und Rauschunterräumen. Ein höheres SNR erleichterte die Unterscheidung des gewünschten Signals vom Hintergrundrauschen, was zu einem höheren SSLN führte. Im Gegensatz dazu erschwerte ein niedrigeres SNR die Trennung und führte zu einem niedrigeren SSLN.

- **Anzahl der Snapshots:** Die Anzahl der Snapshots, also die über die Zeit hinweg aufgezeichneten Messungen, hatte ebenfalls Einfluss auf den SSLN-Wert. Eine Erhöhung der Snapshots konnte die Genauigkeit bei der Schätzung der Signal- und Rauschunterräume verbessern und somit zu einem höheren SSLN führen. Mehr Snapshots ermöglichten eine bessere statistische Mittelung und verbesserten die Trennung der Unterräume.

Die Leistung des zirkulären Arrays in Abhängigkeit von diesen drei wichtigen Parametern wird in folgenden Abbildungen veranschaulicht.

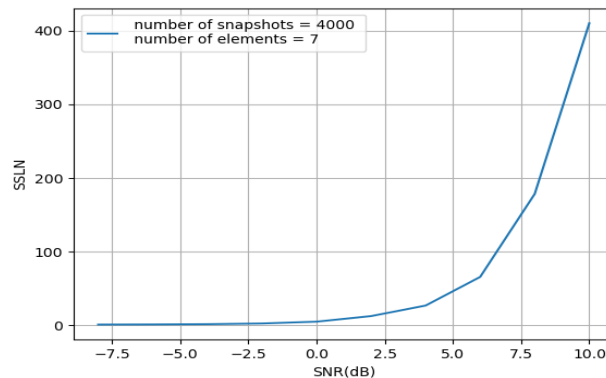


Abbildung 96: SSLN versus SNR

Abbildung 96 zeigt, dass selbst kleine Verbesserungen des SNR zu einer deutlichen Erhöhung des SSLN führen können, was den kritischen Einfluss von Rauschen auf die Signalqualität verdeutlicht.

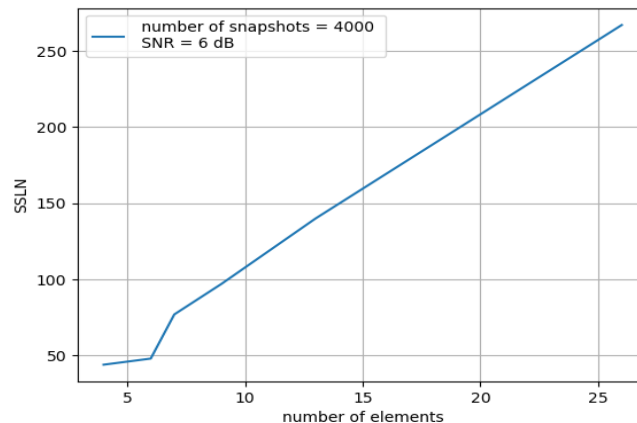


Abbildung 97: SSLN versus Anzahl der Elemente

Mit zunehmender Anzahl der Elemente steigt die SSLN proportional an, was auf eine lineare Beziehung zwischen den beiden Variablen schließen lässt. Dies deutet auf das Potenzial für eine verbesserte Signalqualität und reduzierte Rauschstörungen durch das Hinzufügen weiterer Elemente hin.

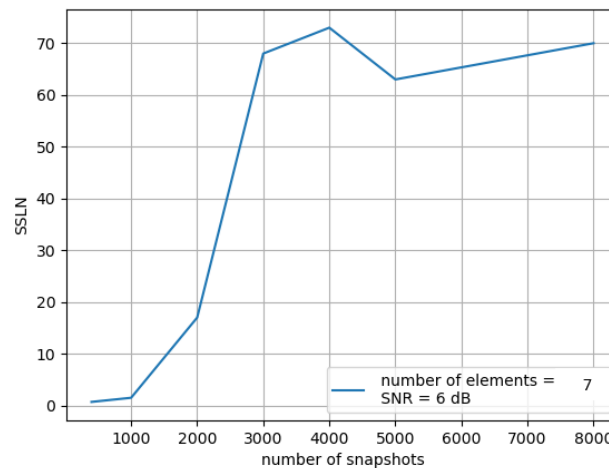


Abbildung 98: SSLN versus Anzahl der Snapshots

Diese Abbildung verdeutlicht die Bedeutung einer Mindestanzahl von Snapshots für eine zufriedenstellende Array-Leistung. Ab einem bestimmten Punkt führt eine Erhöhung der Snapshot-Anzahl jedoch nicht zu einer Leistungsverbesserung. Die optimale Anzahl von Snapshots variiert typischerweise je nach den erfassten Signalen.

Basierend auf den obigen Simulationsergebnissen ergibt sich die Konfiguration des Arrays wie in Abbildung 98 dargestellt. Es handelt sich um ein radial gleichmäßiges Array mit sieben Elementen und einem Radius von 19,04 cm.

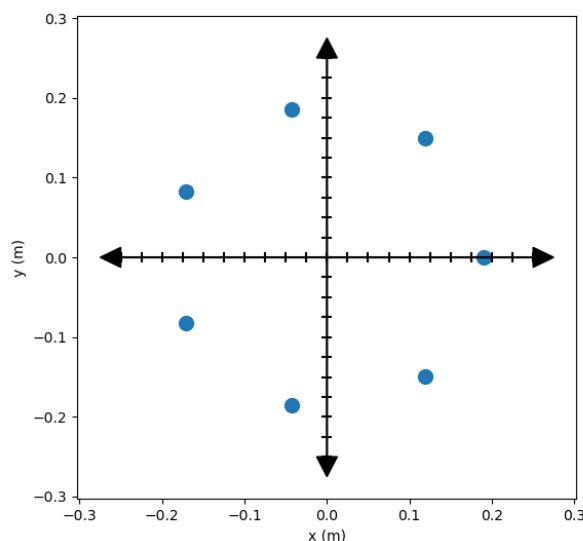


Abbildung 99: Zirkulares Array-Design

In unserem Demonstrator verwendeten wir das Antennenmodell TW301 von Talisman. Abbildung 100 zeigt das Muster dieser Antenne. Da das Array-Muster eine Kombination aus Einzelelementmuster und Array-Faktor ist, verwendeten wir dieses Muster als Einzelantennenmuster. In den Simulationen berücksichtigten wir nur den Amplitudeneffekt des Einzelelements und gehen von vernachlässigbaren Abweichungen im Phasenzentrum der Antennenelemente aus.

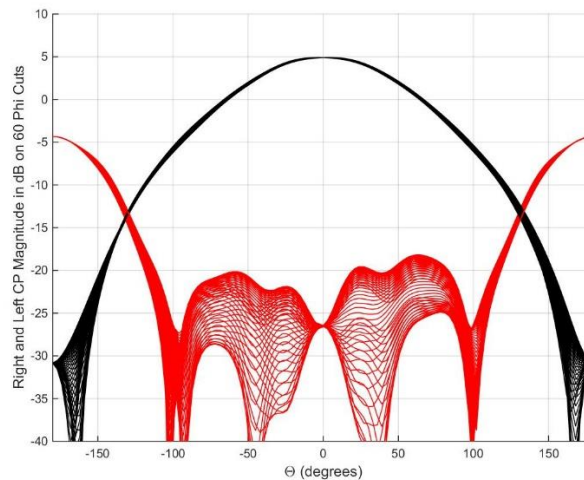


Abbildung 100: Das rechte und linke CP-Muster des Modells TW301

In der Simulation verwenden wir ausschließlich das RHCP-Muster, dargestellt durch die schwarzen Kurven. Wie in der Abbildung dargestellt, weist das Muster in der oberen Hemisphäre Isotropie im Phi-Bereich auf. Dies bedeutet, dass für jeden Theta-Winkel die Verstärkung über alle Azimutwinkel hinweg als gleichmäßig angesehen werden kann. Dies vereinfacht die Analyse und ermöglicht es uns, innerhalb der Theta-Schnittebenen eine gleiche Verstärkung in alle Richtungen anzunehmen.

12.2 Beamforming-Leistung

Nachdem die Konfiguration des Antennenarrays festgelegt ist, können wir die Leistung des Arrays im Peilmodus simulieren. Im Folgenden führen wir Beamforming für verschiedene Interferenzszenarien durch und bewerten die Genauigkeit der Einfallswinkelerkennung.

Wir beginnen die Simulation mit einem einzelnen Ziel, das bei $\Theta = 45^\circ$ und $\Phi = 45^\circ$ positioniert ist. Wir setzen zunächst das SNR auf 10 dB (einen relativ hohen Wert) und erstellen 4000 Snapshots. Wir generieren das Spektrum des MUSIC-Algorithmus. Dies wird sowohl in 3D als auch in zwei 2D-Querschnitten visualisiert und bietet einen umfassenden Überblick über die Leistung des Algorithmus aus verschiedenen Perspektiven.

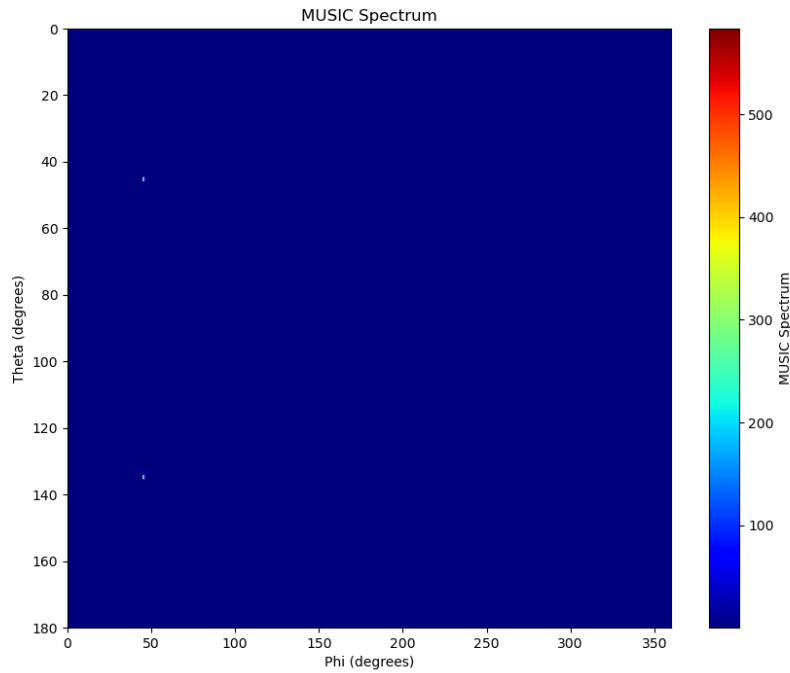


Abbildung 101: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 1 Ziel und SNR=10dB

Diese Abbildung zeigt Ziele, die in Winkeln von 45° und 135° erfasst wurden. Aufgrund der Symmetrie der kreisförmigen Anordnung für Theta-Winkel über und unter der Antennenfläche erzeugt diese Anordnung bei negativen Höhenwinkeln unweigerlich ein imaginäres Ziel, das jedoch leicht verworfen werden kann, da bei diesen Winkeln kein reales Ziel zu erwarten ist. Um die Wirkung des MUSIC-Algorithmus in diesem Szenario besser zu veranschaulichen, zeigt folgende Abbildung den Phi-Schnitt bei $\Phi = 45$ Grad.

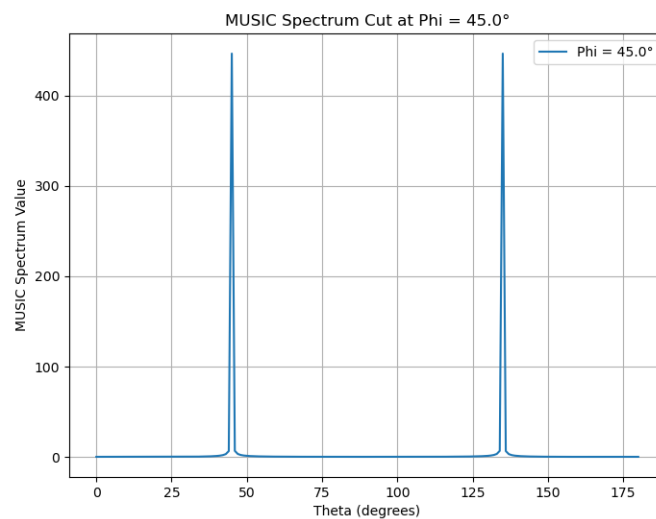


Abbildung 102: Phi-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= 10dB

Diese Abbildung zeigt, dass der Zielwinkel in diesem Szenario fehlerfrei identifiziert werden kann. Wichtig ist, dass diese Simulationen Amplituden- und Phasenungleichgewichte über die sieben

Kanäle hinweg nicht berücksichtigen, vorausgesetzt, alle Kanäle sind vollständig kalibriert und synchronisiert. Die Auswirkungen von Ungleichgewichten aufgrund von Antennenkopplung und Empfängerabweichungen werden in den folgenden Abschnitten erläutert.

Verringern wir nun das SNR und sehen wir, wie sich das Spektrum im Einzelzielszenario verändert. Für das SNR = -10 dB werden die Ergebnisse im Folgenden dargestellt.

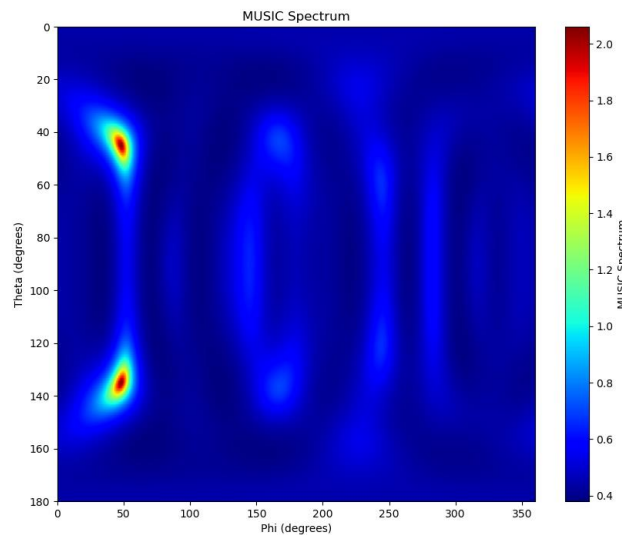


Abbildung 103: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 1 Ziel und SNR=-10dB

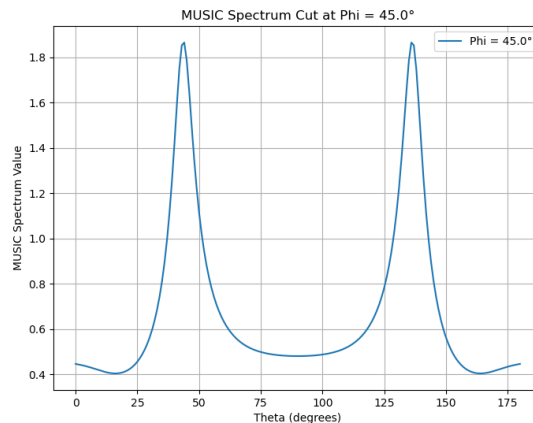


Abbildung 104: : Phi-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= -10dB

Diese beiden Abbildungen zeigen deutlich, dass das Spektrum in diesem Szenario breiter wird, wobei die Spitzenwerte den erfassten Winkeln bei Theta = 44 Grad entsprechen. Dies deutet auf einen Fehler von einem Grad bei der Bestimmung der Zielhöhenwinkel hin. Es lohnt sich auch, das Spektrum in den Theta-Schnitten darzustellen. Die folgende Abbildung zeigt das Spektrum in dieser Ebene.

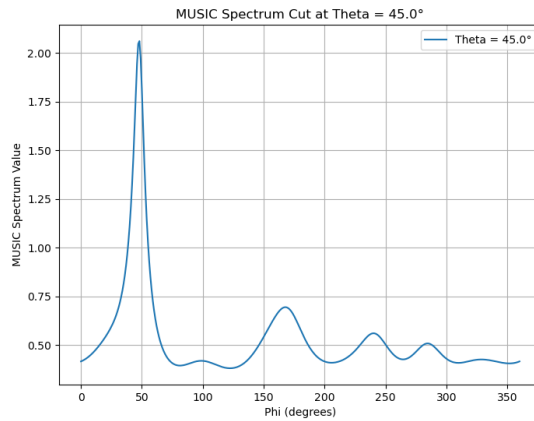


Abbildung 105: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 1 Ziel und SNR= -10dB

Der erkannte Winkel in dieser Dimension beträgt $\phi = 49$ Grad, was auf einen Fehler von 4 Grad hindeutet. Wie erwartet, sank die Algorithmusleistung bei niedrigerem SNR.

Wiederholen wir den Test nun mit zwei Zielen, um die Fähigkeit des entwickelten Antennenarrays zur Unterscheidung nahegelegener Ziele zu bewerten. Wir beginnen mit zwei Zielen in den Winkeln $(\text{Theta}, \text{Phi}) = (45, 45)$ Grad und $(45, 50)$ Grad.

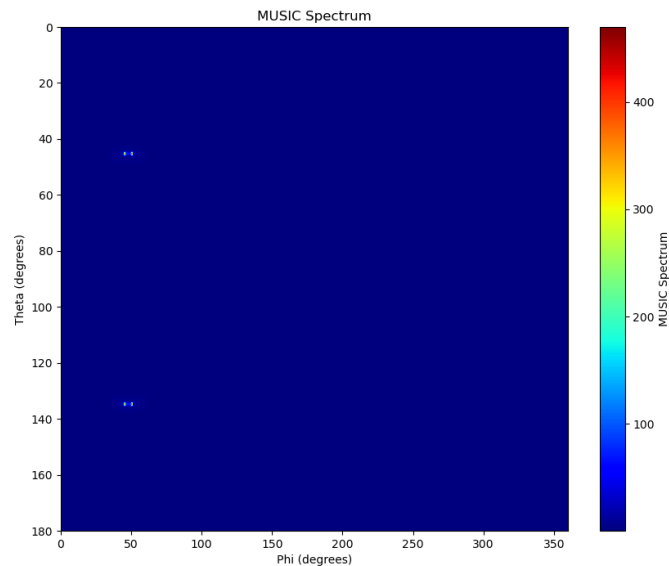


Abbildung 106: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 2 Ziele und SNR=10dB

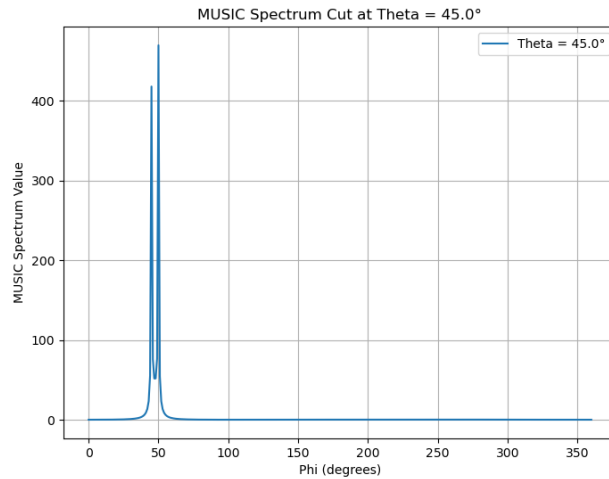


Abbildung 107: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 2 Ziele und SNR= 10dB

Diese beiden Abbildungen zeigen, dass in diesem Szenario zwei Ziele fehlerfrei identifiziert werden können. Reduziert man das SNR auf -10 dB, erkennt man, dass der Algorithmus die Ziele nicht mehr identifizieren kann. Die Ergebnisse sind in den folgenden Abbildungen dargestellt.

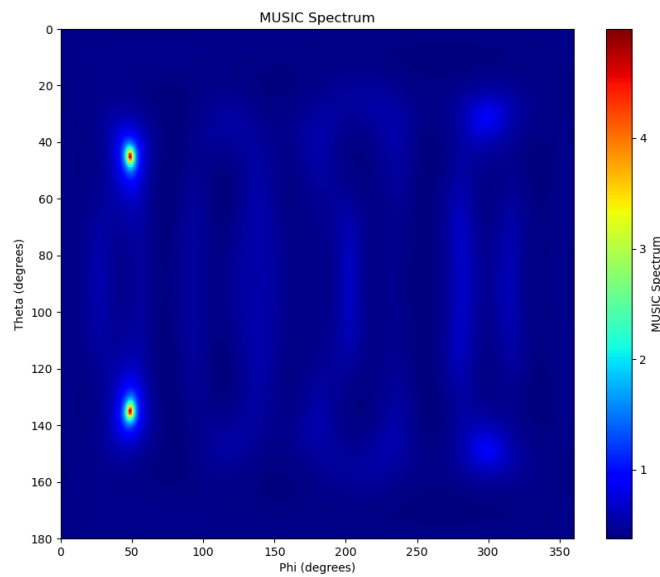


Abbildung 108: 3D Diagramm des MUSIC Algorithmus für 2 Ziele und SNR=-10dB

Wie man sieht, sind bei diesem SNR zwei Ziele nicht mehr unterscheidbar. Der Schnitt in Phi – 45 Grad zeigt dies deutlicher.

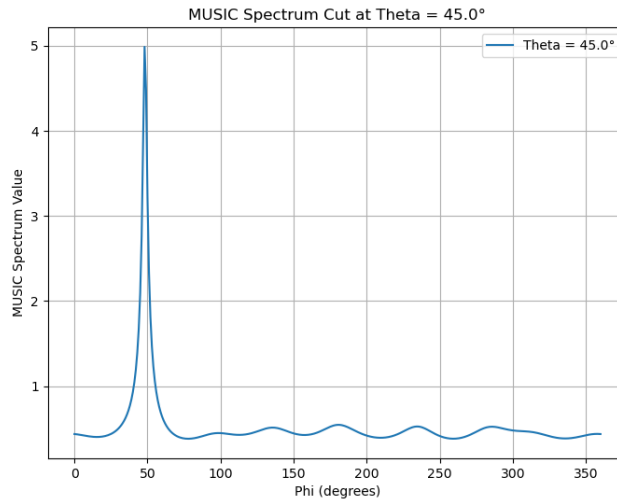


Abbildung 109: Theta-Schnitt des MUSIC-Algorithmus für 2 Ziele und SNR= -10dB

Diese Abbildung zeigt, dass zwei Zielspektren kombiniert werden und ein Ziel in einem Winkel von etwa 49 Grad bilden. Diese Simulation zeigt, dass bei zwei Zielen im Abstand von 5 Grad das SNR = -10 dB nicht mehr ausreicht, um sie zu unterscheiden.

In einer weiteren Simulation berechnen wir die Azimutfehlerschätzung für ein Zielszenario über verschiedene SNR-Werte.

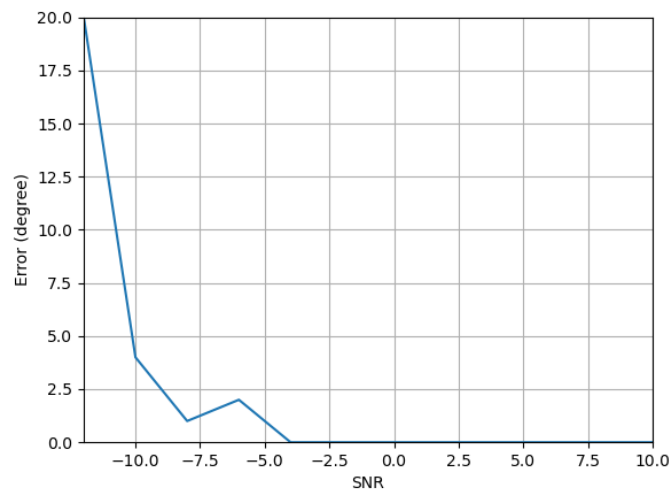


Abbildung 110: Fehler bei der Azimutwinkelschätzung mit 4000 Snapshots

Wie die Abbildung zeigt, kann die Richtung bei einem Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) von über -3 dB genau bestimmt werden, wenn sich nur ein Ziel in der Umgebung befindet.

Wie bereits erwähnt, basieren diese Simulationen auf der Annahme einer idealen Umgebung. In der Praxis gibt es jedoch Situationen, die berücksichtigt werden müssen:

- In der Praxis sind Mehrkanalsignale immer möglich, d. h. es kommt zu verzerrten Signalversionen, die durch Gebäude, Metallstrukturen, Bäume usw. gestreut werden.
- Der Oszillator von SDRs ist freischwingend. Das bedeutet, dass bei jedem Schwingungsdurchlauf eine große Zufälligkeit in der Phase der verschiedenen Kanäle besteht. Darüber hinaus können auch Ungleichgewichte in der Signalamplitude verschiedener SDRs auftreten. Anders ausgedrückt: Selbst wenn alle SDRs auf die gleiche Empfängerverstärkung eingestellt sind, kommt es zu Abweichungen zwischen den Verstärkungspfaden der verschiedenen Kanäle.
- Es besteht eine Kopplung zwischen verschiedenen Antennenelementen. Da GNSS-Antennen aktiv sind und einen integrierten LNA besitzen, ist der Kopplungseffekt im Vergleich zu passiven Antennen stärker ausgeprägt.
- Da wir kostengünstige SDRs wie bladeRF verwenden, erzeugen diese in der Regel Störsignale. Da die Antenne aktiv ist, wird dieses Störsignal durch die Antenne verstärkt und kann die Signalverarbeitung erheblich beeinträchtigen.

Diese Mängel können die Leistung des Arrays erheblich beeinträchtigen.

12.3 Hardware

Im vorherigen Kapitel haben wir das Antennenarray entworfen und seine Konfiguration festgelegt. Zur Implementierung dieses Designs sind Empfänger erforderlich, die Signale der Antenne synchron erfassen und aufzeichnen. Im weiteren Verlauf dieses Berichts bezeichnen wir das kombinierte System aus Antennenarray und Empfängerplattform als Controlled Reception Pattern Antenna (CRPA)-System. Dieses System ermöglicht eine dreidimensionale Musterformung für verschiedene Anwendungen, wie z. B. Peilung und Interferenzminderung. Abbildung 111 zeigt das Blockdiagramm des Demonstrators. Es besteht im Wesentlichen aus zwei Hauptkomponenten: dem Antennenarray und der Empfängerplattform.

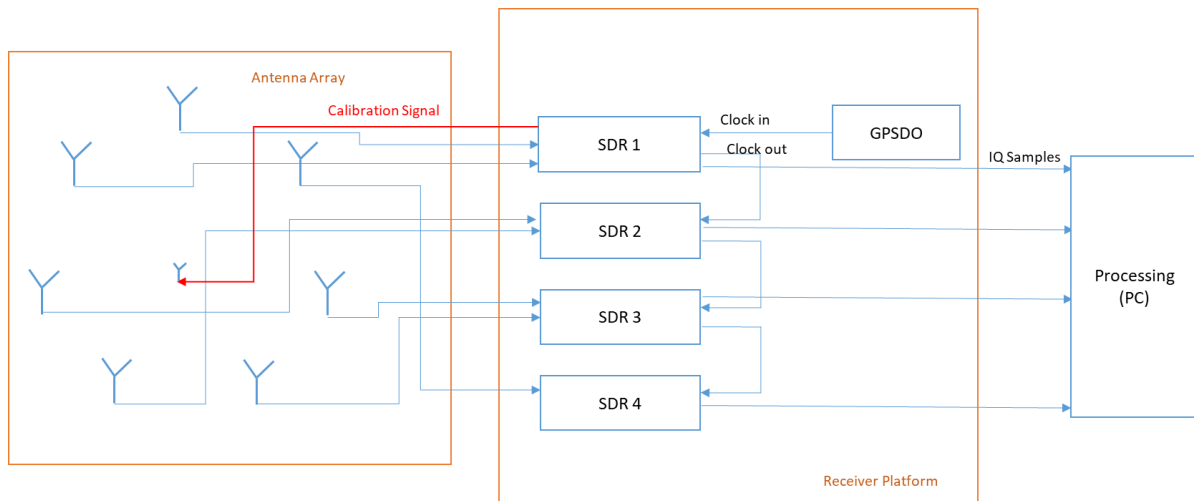


Abbildung 111: CRPA-System Design

12.3.1 Antennen-Array

Der Antennen-Array-Block besteht aus einem kreisförmigen Array mit sieben Antennen und einer Kalibriersonde in der Mitte. Er ist für die Feldinstallation konzipiert. Das Array verfügt über sieben

Anschlüsse für Empfangsantennen und einen Anschluss für eine Kalibriersonde, die über acht HF-Kabel mit der Empfängerplattform verbunden wird.



Abbildung 112: Antennen-Array mit 7 Elementen

12.3.2 Empfängerplattform

Ein Gehäuse mit folgenden Komponenten:

- 4 bladeRF 2.0 micro xA4 SDRs für den Signalempfang. Jeder SDR verfügt über zwei Empfangskanäle.
- Ein USB-Hub zum Anschluss der SDRs an den Host.
- Ein GPSO-Taktgenerator.
- Ein Netzteil mit der Modellnummer MEANWELL RS-50-5 5 V-/10 A.
- Eine Schaltung zur Verteilung des Synchronisationssignals. Das Synchronisationssignal wird über den ersten SDR erzeugt und über gleich lange Kabel an die übrigen SDRs weitergeleitet.

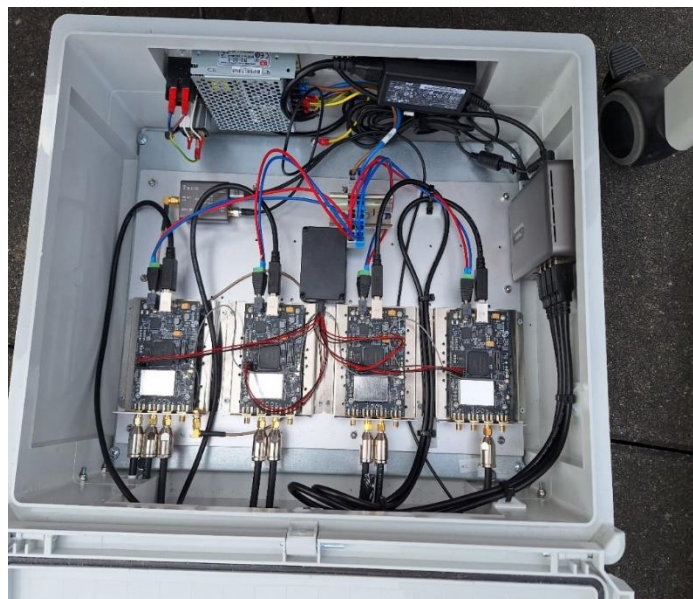


Abbildung 113: Receiver Plattform des Demonstrators

12.4 Kalibrierung des Antennenarrays

Wie im letzten Abschnitt erwähnt, können bestimmte Mängel die Leistung des Arrays beeinträchtigen. Ein solches Problem ist die zufällige Phasenabweichung der SDRs bei jedem Messdurchgang. Um dies zu beheben, ist ein Kalibrierungsprozess zur Kompensation dieser Phasenunterschiede unerlässlich.

Zu diesem Zweck haben wir in der Mitte des Arrays eine Sonde integriert. Diese integrierte Schaltung korrigiert nicht nur Phasenungleichgewichte, sondern kompensiert auch Amplitudenabweichungen zwischen verschiedenen Kanälen. Zu Beginn jeder Messung wird ein sehr kurzes Signal mit geringer Leistung gesendet. Die Empfänger erfassen das Signal und ermitteln die Phasenfehler anhand der empfangenen Signale. Der Kalibrierungsprozess wird im Folgenden ausführlich beschrieben.

12.4.1 Kalibrierungsalgorithmus

Fast alle adaptiven Beamforming-Algorithmen beginnen mit der Berechnung der Kovarianzmatrix des empfangenen Signals. Angenommen, $\mathbf{X}[n]$ stellt die empfangene Signalmatrix mit den Dimensionen $7 \times N$ dar, wobei jede Zeile dem von einer bestimmten Antenne empfangenen Signal mit N Abtastwerten entspricht.

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{a}s(n) + \mathbf{B}t(n) + \mathbf{n}(n)$$

Wobei $\mathbf{x}(n)$ der $M \times 1$ Vektor der empfangenen Signale von M -Antennenelementen darstellt. $\mathbf{n}(n)$ ist der AWGN-Rauschvektor, $\mathbf{a}$ ist der Steuerungsvektor des gewünschten Signals, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)]$ ist die Steuerungsmatrix der Störsignale. Der Steuerungsvektor für jeden Signaltyp kann wie folgt dargestellt werden:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_{M-1}}]^T$$

$\varphi_i(\theta)$ bezeichnet die Phasendifferenz zwischen dem ersten und dem i -ten Element des Arrays, wenn ein Signal aus einem Raumwinkel von θ auf das Array trifft. Die Kovarianzmatrix der von den Antennen empfangenen Signale kann wie folgt definiert werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H] \\ &= E[(\mathbf{a}s(n) + \mathbf{B}t(n) + \mathbf{n}(n))(\mathbf{a}s(n) + \mathbf{B}t(n) + \mathbf{n}(n))^H] \\ &= \mathbf{a}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{a}^H + \mathbf{B}\mathbf{R}_{tt}\mathbf{B}^H + \sigma^2\mathbf{I}_M \end{aligned}$$

Wobei in dieser Gleichung $\mathbf{R}$ die Korrelationsmatrix der Quellsignale und σ^2 die Rauschvarianz ist. In der Praxis ist der genaue Wert der Korrelationsmatrix nicht verfügbar, stattdessen wird eine Schätzung verwendet:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H.$$

Sobald die Kovarianzmatrix ermittelt ist, lassen sich ihre Eigenwerte und Eigenvektoren leicht berechnen. Während der Erfassung des Kalibrierungssignals ist zu erwarten, dass der erste Eigenwert einen deutlich höheren Betrag aufweist, da er der Leistung des Kalibrierungssignals entspricht. Die übrigen Eigenwerte hingegen sind relativ niedrig und repräsentieren den Rauschsubraum.

In diesem Fall stellt der dem höchsten Eigenwert zugeordnete Eigenvektor $\mathbf{u}$ den Lenkvektor in Richtung der Kalibrierungsquelle (integrierte Sonde) dar. Idealerweise, sofern keine Ungleichgewichte vorliegen, wäre dieser Eigenvektor $[1,1,1,1,1,1,1]$, da wir für alle Kanäle gleiche Phase und Amplitude erwarten, wenn sich die Quelle in der Mitte des Arrays befindet. Aufgrund von Systemfehlern weicht der tatsächliche Eigenvektor jedoch von dieser Idealform ab.

Zur Kalibrierung des Empfängers muss eine Diagonalmatrix $\mathbf{C}$ so abgeleitet werden, dass bei Anwendung der Transformation $\mathbf{X}' = \mathbf{C} \mathbf{X}$ die neue Kovarianzmatrix $\mathbf{R}'$ die oben genannte Bedingung erfüllt. Es lässt sich zeigen, dass die Diagonalelemente C_{ii} der Matrix $\mathbf{C}$ als $1/u_i$ bestimmt werden können, wobei u_i das i-te Element des Eigenvektors $\mathbf{u}$ darstellt.

Sobald $\mathbf{C}$ berechnet ist, wird es zur Kalibrierung des empfangenen Signals für die restliche Verarbeitung verwendet. Es lässt sich zeigen, dass die transformierte Kovarianzmatrix die Beziehung $\mathbf{R}' = \mathbf{C} \mathbf{R} \mathbf{C}^*$ erfüllt, wobei $\mathbf{R}'$ die kalibrierte Kovarianzmatrix, $\mathbf{R}$ die ursprüngliche Kovarianzmatrix und $\mathbf{C}^*$ die konjugierte Transponierte von $\mathbf{C}$ bezeichnet.

Aus Gründen der Recheneffizienz wird $\mathbf{C}$ nicht direkt auf die empfangene Signalmatrix $\mathbf{X}$, sondern auf die Kovarianzmatrix $\mathbf{R}$ angewendet. Dies reduziert den Rechenaufwand bei gleichem Kalibrierungseffekt.

12.5 Messergebnisse

Da in Österreich das Senden im L1-Band nicht erlaubt ist, stellte der Test des Systems eine erhebliche Herausforderung dar. Um die grundlegende Funktionalität zu überprüfen, führten wir einen Indoor-Test im Labor mit einem Signal mit sehr geringer Leistung durch, um sicherzustellen, dass es GNSS-Empfänger auch im selben Raum nicht stört. Dieser Aufbau garantierte, dass kein GNSS-Empfänger außerhalb des Raumes beeinträchtigt wurde.

Untersuchung des Kalibrierungssignals: Um die Synchronisation der Empfänger zu überprüfen, führten wir eine Korrelation der Signale aller Antennen relativ zur ersten Antenne durch. Abbildung 5.1 veranschaulicht die perfekte Synchronisation im Zeitbereich, da der Peak für alle Antennen bei Nullverzögerung auftritt.

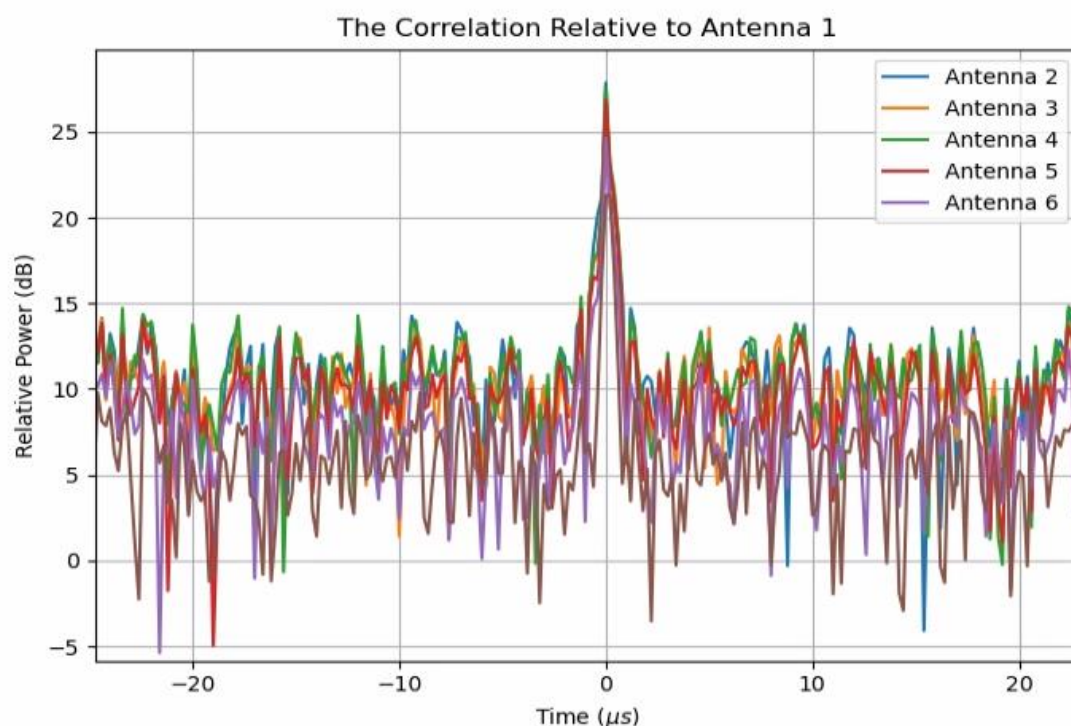


Abbildung 114: Korrelation zwischen Antenne 1 und den anderen Antennen

Obwohl die Signale aller Antennen auf Probenebene synchronisiert sind, besteht eine Phasenfehlانpassung zwischen ihnen. Bevor wir diese Phasenfehlانpassungen betrachten, untersuchen wir zunächst die Eigenwerte der Kovarianzmatrix für diese Daten.

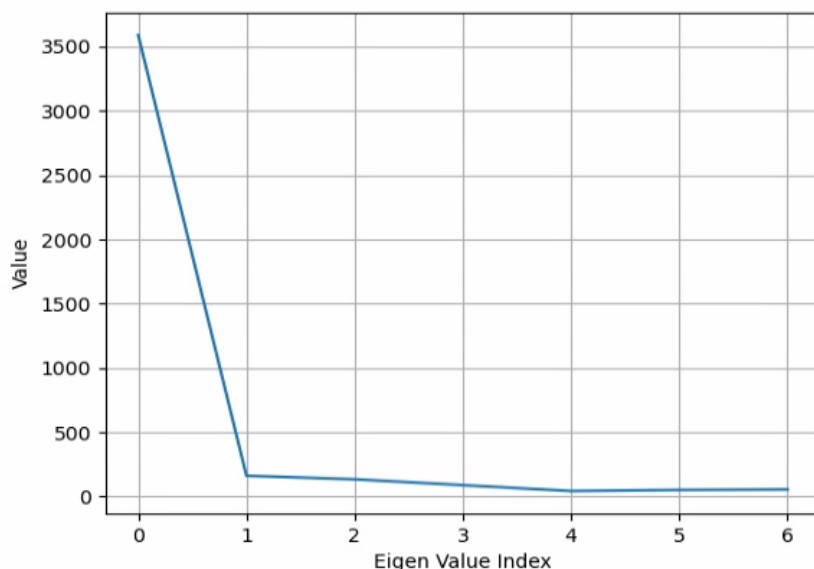


Abbildung 115: Eigenwerte der Kovarianzmatrix bei vorhandenem Kalibrierungssignal

Wie in dieser Abbildung ersichtlich, gibt es einen dominanten Eigenwert, der dem Kalibrierungssignal entspricht, während die übrigen Eigenwerte zum Rauschen gehören. Diese Abbildung bestätigt auch eine saubere Umgebung ohne externe Störungen. Der dem Kalibrierungssignal zugeordnete

Eigenvektor lautet $[1, 0,78-1,12j, 1+0,78j, 1,17-0,75j, 0,85+0,75j, 0,29-0,63j, -0,35-0,05j]$. Dieser Steuervektor wird dann verwendet, um die Kalibrierungsmatrix wie zuvor beschrieben anzusteuern.

Nach einigen Sekunden wurde ein Signal für etwa 100 ms mit einem Azimutwinkel von etwa 200 Grad ausgesendet. Bitte beachten Sie, dass dieser Winkel aufgrund von Messbeschränkungen im Labor eine Fehlertoleranz von einigen Grad aufweisen kann. Anschließend betrachten wir das Verarbeitungsergebnis. Sobald das Signal erkannt wird, berechnen wir die Eigenwerte und Eigenvektoren der kalibrierten Kovarianzmatrix. Abbildung 5.3 zeigt die Eigenwerte für den Zeitschlitz, in dem das Störsignal erkannt wird.

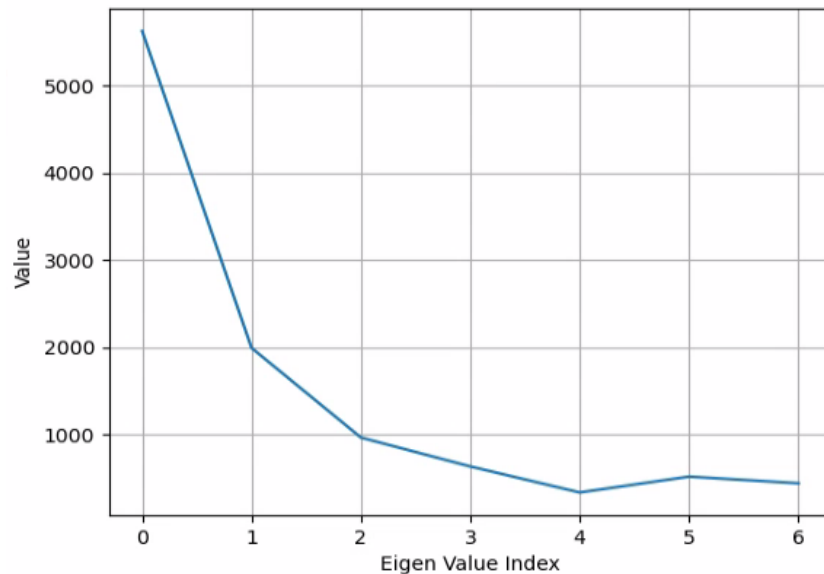


Abbildung 116: Eigenwerte der Kovarianzmatrix bei Störsignal

Da nur eine Störquelle vorhanden ist, erwarteten wir einen dominanten Eigenwert, während die anderen zum Rauschraum gehören. Diese Abbildung zeigt jedoch, dass der Signalraum nicht rein eindimensional ist. Offenbar werden auch Mehrwegesignale von den Antennen empfangen. Diese Signale sind im Ergebnis des MUSIC-Spektrums deutlicher sichtbar. Abbildung 5.4 zeigt das Ergebnis des MUSIC-Spektrums für diesen Zeitraum.

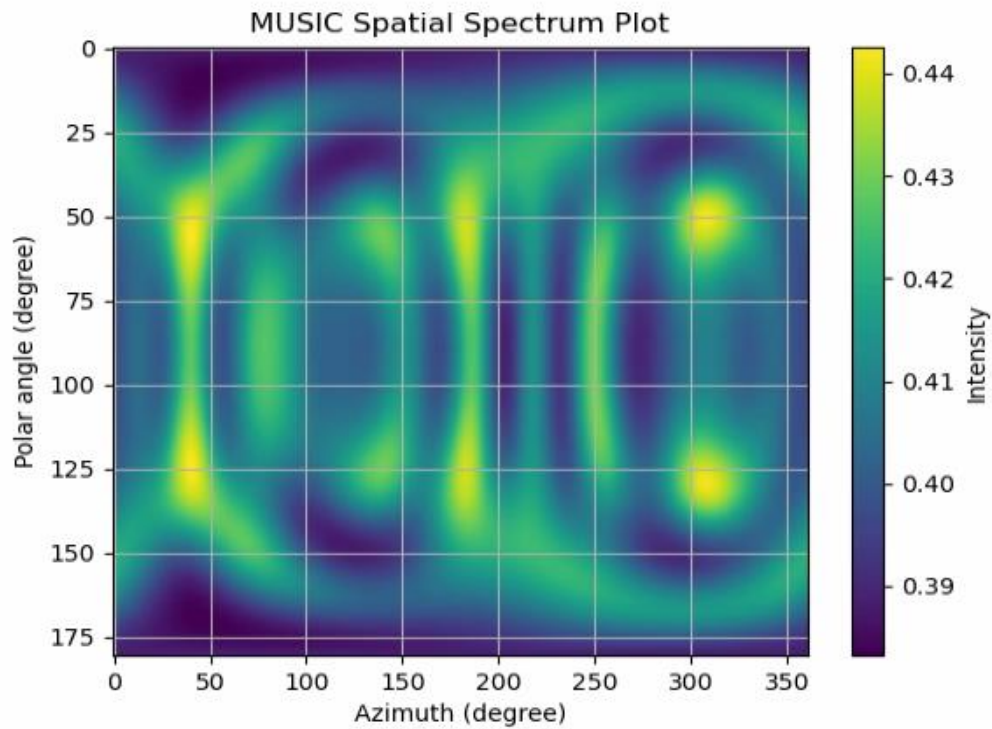


Abbildung 117: MUSIC-Spektrum unter der Annahme 1 Störquelle

Wie aus dieser Abbildung deutlich wird, ist der Signalraum durch Mehrwegesignale verzerrt, sodass das Hauptziel in diesem Fall nicht identifiziert werden kann. In der Nachbearbeitung können wir jedoch die Anzahl der Ziele anpassen und das Spektrum für die angepasste Anzahl der Signaldimensionen darstellen. Die Anzahl der Ziele lässt sich im Allgemeinen durch Betrachtung der Eigenwerte abschätzen [siehe Abbildung 116]. Abbildung 118 zeigt das MUSIC-Spektrum unter der Annahme von drei Quellen.

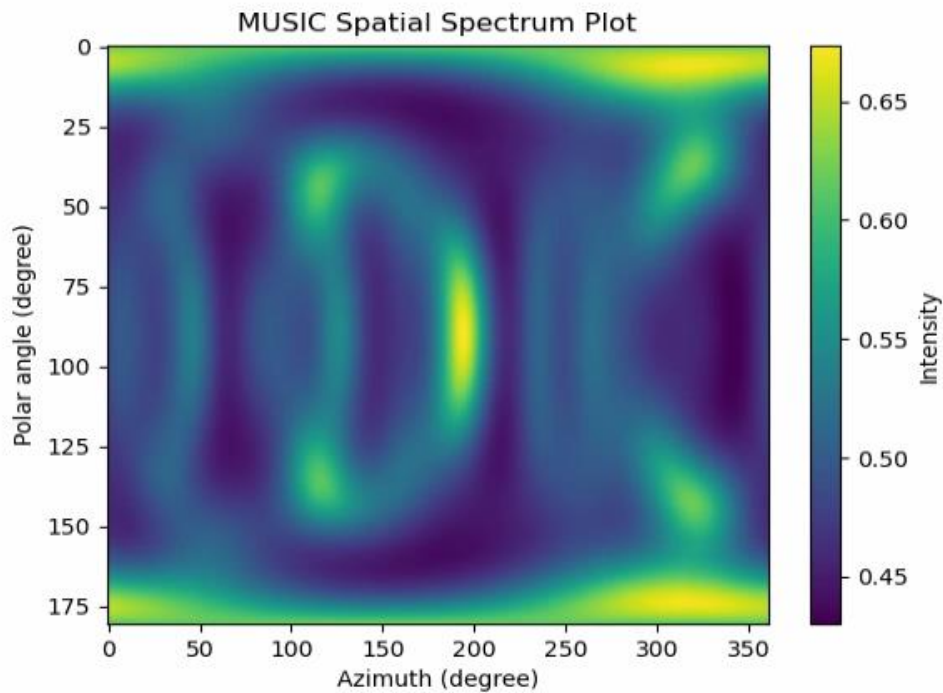


Abbildung 118: MUSIC Spectrum unter der Annahme von 3 Störquellen

In diesem Fall erkennt der Algorithmus das Hauptsignal bei einem Azimutwinkel von 191°, was einen Fehler von etwa 9° bei der Schätzung des Azimutwinkels zeigt.

Die Ausgabe unserer GUI-Software sieht wie in Abbildung 119 aus. Die Software unseres Demonstrators wird im Software-Design-Bericht ausführlich erläutert.

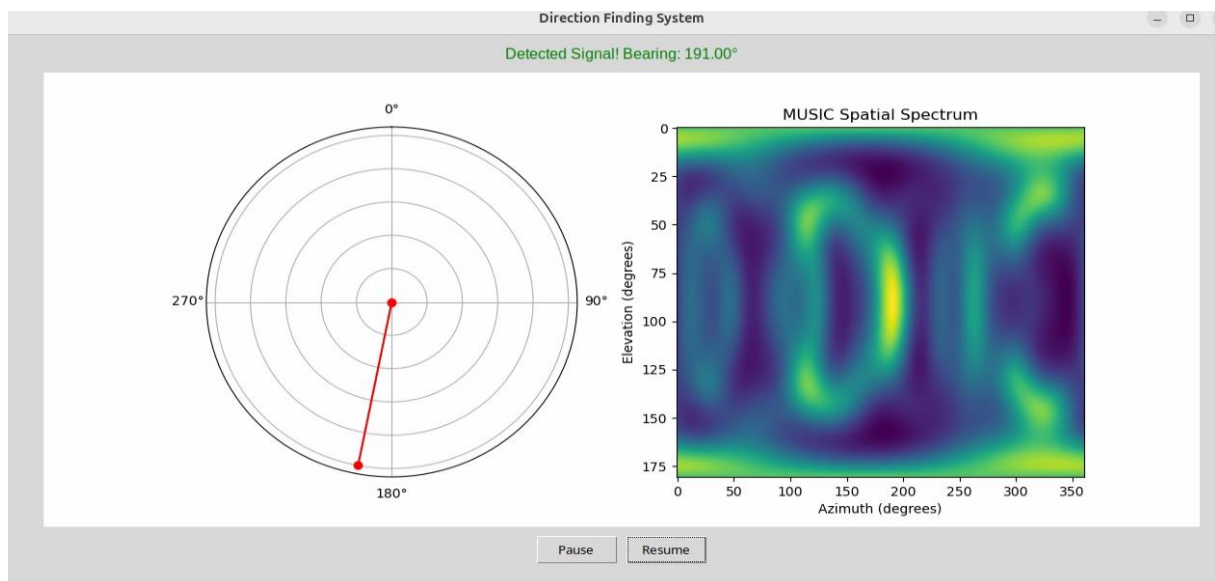


Abbildung 119: GUI-Ausgabe der DF-Software

Analysieren wir nun einen Theta-Schnitt des Ausgangssignals, um die Verstärkung unseres Antennenarrays zu bewerten. Die folgende Abbildung zeigt den Theta = 90°-Schnitt des obigen Spektrums für denselben Zeitraum.

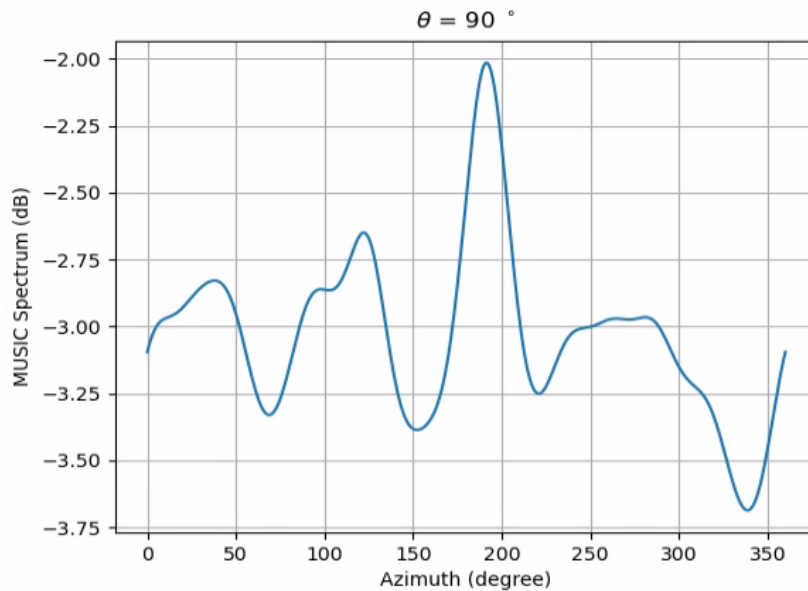


Abbildung 120: Der Elevations-Schnitt des Spektrums für das erkannte Ziel

Diese Abbildung veranschaulicht, dass das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) für diese Erkennung nur etwa 1 dB beträgt. Dies deutet darauf hin, dass die Verstärkung des Arrays für viele Anwendungen nicht ausreicht. Messungen bei verschiedenen Winkeln und Entfernungen haben gezeigt, dass der Erkennungsalgorithmus aufgrund dieser geringen Verstärkung Schwierigkeiten hat, Störsignale genau zu erkennen. Eine mögliche Lösung für zukünftige Hardware-Iterationen ist die Verwendung einer Richtantenne, die auf niedrigere Höhen ausgerichtet ist. In der aktuellen Version sind die Antennen auf den Zenit ausgerichtet, was ein omnidirektionales Muster im Azimut ergibt. Diese Konfiguration bietet jedoch den Vorteil, GNSS-Signale von mehreren Satellitenkonstellationen zu erfassen.

Die Erfassung von GNSS-Signalen bietet zwei wesentliche Vorteile: Erstens können Satellitensignale als Kalibrierungsquelle dienen. Zweitens können diese Arrays als Systeme zur Interferenzminderung fungieren. In Anwendungen, bei denen die Minimierung der Auswirkungen von Interferenzen auf GNSS-Empfänger im Vordergrund steht und nicht die Bestimmung der Interferenzrichtung, sollten die Antennen auf den Zenit ausgerichtet sein, um den Gewinn in Richtung der Satelliten zu maximieren.

Eine weitere Herausforderung des aktuellen Demonstrators sind die hohen Nebenkeulenpegel. Der Radius des Arrays beträgt etwa eine Wellenlänge, was zu relativ großen Abständen zwischen den Elementen führt. Dieses Design wurde aus zwei Hauptgründen gewählt: Erstens, um den Gewinn des Arrays zu maximieren, da dieser letztlich durch die größte Abmessung des Arrays bestimmt wird; und zweitens, um Kopplungseffekte zwischen den Elementen zu minimieren. Diese Designentscheidung bringt jedoch einen Nachteil mit sich: hohe Nebenkeulenpegel.

In zukünftigen Versionen kann dieses Problem durch eine Erhöhung der Antennenanzahl behoben werden, da sowohl die Hardware als auch die Software auf Skalierbarkeit ausgelegt sind. In vielen realen Szenarien können hohe Nebenkeulen zu falschen Signalwinkelerkennungen führen. Unsere Messkampagne zeigte, dass Nebenkeulenpegel bei unzureichendem SNR leicht zu falschen Einfallswinkelerkennungen führen können.

13. Literaturverzeichnis

- [1] Kark, Klaus W. ‚Antennen und Strahlungsfelder‘. 8. Aufl. 2020 ed. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden. Web.
- [2] Gelsema, Sjoerd. Thaens, René. ‚The Navigation Warfare Test Bed‘, STO-MP-MSG-094. 2012
- [3] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design., 2015: John wiley & sons.
- [4] S. X. I. P. a. R. W. Z. Ta, Crossed Dipole Antennas: A review, IEEE Antennas, and Propagation Magazine 57.5, 2015.
- [5] <https://www.geospatialworld.net/news/helix-geospace-launches-worlds-smallest-iridium-antenna/>; Zugriff: 4. November 2023
- [6] D. E. W. a. J. W. Lin, "New Choke Ring Design for Eliminating Multipath Effects in the GNSS System," *International Journal of Antennas and Propagation* 2022, (2022).
- [7] M. K. A. M. a. S. B. Islam, "Design of maximum-gain dielectric lens antenna via phase center analysis," 2021 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES). IEEE, 2021.
- [8] Borio, D. (2013). *Interference Detection and Mitigation*. ESA INTERNATIONAL SUMMER SCHOOL ON GNSS
- [9] Bartl, S. (2017) ‚GNSS interference detection, classification and localization using Software-Defined Radio‘, in 2017 European Navigation Conference (ENC), pp. 159–169. doi: 10.1109/EURONAV.2017.7954205.
- [10] Gao, F. et S. Kennedy (2016), ‚Demonstrated Interference Detection and Mitigation with a Multi-Frequency High Precision Receiver‘. 29th ION Portland, Oregon
- [11] Ferrara, N. et al. (2018), ‚A new implementation of narrowband interference detection, characterization, and mitigation technique for a software-defined multi-GNSS receiver‘. GPS Solutions 22, (2018)
- [12] Mosiane, O. et al. (2017), ‚Radio Frequency Interference Detection using Machine Learning‘ IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 198, 012012, 2017
- [13] Morales Ferre, R., de la Fuente, A. and Lohan, E. S. (2019), ‚Jammer Classification in GNSS Bands Via Machine Learning Algorithms‘, Sensors (Basel, Switzerland), 19(22). doi: 10.3390/s19224841.
- [14] Petovello M., (2018), ‚What is navigation message authentication‘, Article in Inside GNSS January/February 2018
- [15] Hernández, I.F., (2019), ‚Increasing Digital Tachograph Resilience: Galileo Open Service Navigation Message Authentication‘, Presentation DG GROW, 2019
- [16] Wesson, K., Shepard, D., Humphreys, T., (2012), ‚Straight Talk on Anti-Spoofing: Securing the Future of PNT‘, GPS World, 2012
- [17] Huang, J., Presti, L.L., Motella, B. and Pini, M., (2016), ‚GNSS spoofing detection: Theoretical analysis and performance of the Ratio Test metric in open sky‘, ICT Express 2 37-40, 2016
- [18] Gamba, M.T., Truong, M.D., Motella, B., Falletti, E. and Ta, T.H., (2016), ‚Hypothesis testing methods to detect spoofing attacks: a test against the TEXBAT datasets‘, GPS Solutions, 2016
- [19] Psiaki, M.L. and Humphreys, T.E., (2016), ‚GNSS Spoofing and Detection‘, Proceedings of the IEEE, Vol. 104, No. 6, June 2016
- [20] K. M. Prabhu, Window functions and their applications in signal processing, Taylor & Francis, 2014.
- [21] P. B. B. a. J. K. Delos, "Phased-Array Antenna Patterns (Part 6)-Sidelobes and Tapering," . " 51 Choosing the Best Vibration Sensor for Wind Turbine Condition Monitoring (2020): 11., 2020.
- [22] R. M. P. P. a. A. S. Mital, "Circular Array Beamforming Using Phase Modes," NAVAL RESEARCH LAB WASHINGTON DC, 2019.

- [23] M.-H. e. a. Golbon-Haghighi, "Design of a cylindrical crossed dipole phased array antenna for weather surveillance radars," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 2 (2021): 402-411.
- [24] M. a. P. R. Sharifi, "Near-optimal conformal antenna array structure for direction-of-arrival estimation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 29.12 (2019): e21978.
- [25] Y. B. I. W. P. a. N. A. F. Nechaev, "Cylindrical antenna array development and measurements for DOA-estimation applications," *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. IEEE, 2017.