

Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik
Technische Universität München

Entwurf und Realisierung einer adaptiven Antenne für den Satellitenempfang

Julia A. Pointner

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

Doktor-Ingenieurin

genehmigten Dissertation.

Vorsitzende: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Doris Schmitt-Landsiedel

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jürgen Marquardt; i. R.
Universität Hannover

Die Dissertation wurde am 23.10.2007 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 03.03.2008 angenommen.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität München. Herrn Prof. Dr. P. Russer danke ich für die Aufnahme am Lehrstuhl.

Ganz besonders herzlich möchte ich mich bei Prof. Dr. J. Detlefsen für die interessanten Aufgabenstellungen, bei denen ich meine Kenntnisse in Millimeterwellenmesstechnik, Feldsimulation und vor allem bei hochfrequenten Systemen erweitern konnte, sowie für seinen jederzeit bereitwilligen fachlichen Rat danken.

Herrn Prof. Dr. J. Marquardt sei für die Übernahme des Koreferats sowie für die gute Zusammenarbeit während des Verbundprojektes *Intelligente Antennen* gedankt.

In diesem Zusammenhang gilt mein Dank den Kollegen vom Institut für Hochfrequenztechnik des DLR sowie des Instituts für Hochfrequenztechnik der Universität Hannover für das gute Zusammenwirken und deren Beitrag bei Entwurf und Realisierung des Hardware-Demonstrators. Dem Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt danke ich für Finanzierung dieses Forschungsprojektes.

Für das sehr angenehme Arbeitsklima und die stete Hilfsbereitschaft danke ich meinen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl. Namentlich möchte ich insbesondere Herrn Dr. W. Kederer, der auch die Korrektur der Arbeit übernahm, Herrn Dr. D. Felbach sowie Herrn Dr. U. Siart nennen.

Bei meinen Diplomanden Herrn S. Schelkshorn und Werkstudenten Herrn A. Ruiz Garcia bedanke ich mich für ihre guten Ideen und ihren nicht selbstverständlichen Einsatz bei der Implementierung der Schätzalgorithmen und Erstellung der Bedienungsfläche des Demonstrators.

Ebenso danke ich den Angehörigen der feinmechanischen Werkstatt, insbesondere Herrn M. Agerer und Herrn J. Franzisi für die Beratung und präzise Anfertigung der mechanischen Komponenten.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei allen bedanken, die mich immer wieder ermuntert haben, insbesondere bei meinem Mann Alexander für seine Geduld und sein Verständnis. Den größten Dank aber schulde ich meinen Eltern, die stets meine Ausbildung mit ihrem Interesse unterstützt und begleitet haben.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Systemaufbau	4
2.1	Strahleraufbau	4
2.2	Empfängertechnik	8
2.2.1	Übersicht möglicher Systemarchitekturen	9
2.2.2	Digitaler Empfänger	10
2.2.3	Digitaler Zwischenfrequenzempfänger	11
2.2.4	Basisbandempfänger	11
2.3	Signalverarbeitung	15
2.3.1	Kalibrierung	16
2.3.2	Digitale Strahlformung	18
3	Realisierung des Systems	20
3.1	Strahler	20
3.1.1	Einzelstrahler	21
3.1.2	Lineare Zeile mit fünf Elementen	25
3.1.3	Array mit 5×5 Elementen	27
3.2	HF-Teil	27
3.2.1	Empfängermodule	27
3.2.2	LO-Verteilung	28
3.2.3	LO-Generator für die erste Mischstufe	29
3.3	Signalverarbeitung	31
3.3.1	Grundaufbau	31
3.3.2	Taktrückgewinnung	32
3.3.3	Trägerrekonstruktion	32
3.3.4	Multiplexer	46
3.4	Benutzeroberfläche	47
3.5	Mechanischer Aufbau und Stromversorgung	49

4	Systemeigenschaften	52
4.1	Antennendiagramme	52
4.2	Eigenschaften der aktiven Systemkomponenten	53
4.2.1	Stabilität	53
4.2.2	Dynamikbereich	57
4.3	Demodulationsfehler	60
4.3.1	Definitionen	60
4.3.2	Beurteilung der Empfangszweige	65
5	Signalverarbeitung	70
5.1	Kalibrierung	70
5.1.1	Beschreibung der Verkopplung durch eine Koppelmatrix	71
5.1.2	Kalibrierungsprozeduren	74
5.1.3	Schätzung der Übertragungsmatrix anhand von Messdaten	78
5.1.4	Diagonalkalibrierung	81
5.2	Richtungsschätzung und Strahlformung	82
5.2.1	Geometrie- und Datenmodell	83
5.2.2	Diskrete Fouriertransformation	85
5.2.3	ESPRIT	87
5.2.4	MUSIC	92
5.2.5	Kohärente Signale	95
5.2.6	Eindimensionale Richtungsschätzung	97
5.2.7	Zweidimensionale Richtungsschätzung	108
5.2.8	Bewertung der Schätzverfahren	119
5.2.9	Strahlformung	124
6	Zusammenfassung	129
A	Mathematische Formulierungen	133
A.1	Matrix-Vektor Umwandlung	133
A.2	Kronecker Produkt	133
B	Abkürzungen	134
	Literaturverzeichnis	136

1 Einleitung

Die Idee, durch Phasensteuerung das Richtdiagramm einer feststehenden Anordnung mehrerer gleicher Einzelantennen zu schwenken, kam bereits in den dreißiger Jahren des letzten Jahrhunderts auf. Ziel dabei ist eine höhere räumliche Auflösung zu erlangen. Erste Anwendungen findet man in den Großraum-Suchanlagen im zweiten Weltkrieg, wobei die Phasensteuerung durch mechanisch einstellbare Verzögerungsleitungen realisiert wurde. Eine intensive Betrachtung der Arraytheorie in den sechziger Jahren [36] führte zu den militärischen Radaranlagen wie PATRIOT, MESAR und AWACS [69] bestehend aus Antennengruppen mit mehreren tausend Einzelantennen. Die Phasensteuerung erfolgte inzwischen mit Ferrit-Phasenschiebern. Da diese Technik durch einen beträchtlichen mechanischen Anteil ein großes Gewicht sowie durch die Anzahl und Frequenzbereich der verwendeten Einzelstrahler erhebliche Dimensionen und damit dementsprechende Kosten nach sich zog, wurde sie bis zu den Achtziger Jahren vor allem für militärische Anwendungen sowie in der Flugsicherung eingesetzt.

Im Zuge des technologischen Fortschrittes in der Elektronik, d.h. mit der Verfügbarkeit von digitalen Signalprozessoren (DSPs) sowie anwendungsspezifischen Prozessoren (ASICs, FPGAs) im unteren Preissegment, konnte auch die Phasensteuerung von der Signalverarbeitung übernommen werden. Mit der gewonnenen Flexibilität oder Adaptivität der Signalverarbeitung wurden Anwendungen von adaptiven Gruppenantennen im zivilen kommerziellen Bereich in Betracht gezogen. Beispiele dafür gibt es in der Medizin (Hyperthermie, Tomographie) und Geophysik (Abbildung der Erdoberfläche) sowie vor allem in den letzten zehn Jahren zum Einsatz auf Satelliten und zur Kapazitätserweiterung bei Mobilfunksystemen [38, 56, 57, 84].

Konnte bei der zweiten Mobilfunkgeneration die ständig steigende Anzahl der Teilnehmer durch eine optimale Ausnutzung der physikalisch begrenzten Ressource Bandbreite durch Zeit-, Frequenz-, und Code-Mehrfachzugriffsverfahren sowie Hybridverfahren noch bedient werden, wird schon bei der dritten Generation durch Multimediadienste, die eine wesentlich höhere und flexible Bandbreitenanforderung haben, die Kapazitätsgrenze schnell erreicht. Durch eine Erweiterung der bereits erwähnten Zugriffsverfahren mit dem Parameter Raum werden durch räumliche Filterung (SDMA) [78] innerhalb einer Zelle einzelne Kanäle mehrfach genutzt, was zu einer erheblichen Kapazitätssteigerung führt.

Unter Einsatz von adaptiven Antennen kann nach vorheriger Richtungsfindung die Antennenkeule von der Basisstation oder Satellit direkt zum Teilnehmer gerichtet werden, wobei die Richtungsfindung bzw. Strahlschwenkung rein digital durchgeführt wird. Gegenüber der bisherigen Technik der Basisstationen mit Rundstrahlantennen ergeben sich dabei eine Reihe von Vorteilen:

- Kapazitätsgewinn des Systems durch erhöhte spektrale Effizienz,

- Verbesserung der Signalqualität durch Ausblenden von Störsignalen (*Nullsteering*) [12, 13, 23],
- Verringerung von Übergaben (*Handover*) durch flexible Zellen mittels Nachführen der Antennenkeule und
- Reduzierung der Sendeleistung durch den Gewinn der Antennengruppe.

Erkauft werden diese Vorteile jedoch mit einer deutlich komplexeren Hardware. Zum einen wird der bisherige Aufwand im wesentlichen durch die Anzahl der Einzelstrahler der Antennengruppe multipliziert, zum anderen müssen echtzeitfähige Richtungsschätzalgorithmen implementiert werden, die in der Lage sind, jeden Teilnehmer zu lokalisieren. Weitere Nachteile der Gruppenantennen ist die Kopplung zwischen den einzelnen Antennenelementen [17, 24, 31, 41, 73], die das Richtdiagramm des Einzelelementes und damit das Gesamtdiagramm hinsichtlich Seitenzipfel und Nullstellen beeinflusst, sowie die Temperaturabhängigkeit aktiver Bauteile der nunmehr aktiven Einzelantennen, die hohe Anforderungen an eine Kalibrierung stellen [58, 70, 71].

Unter dem Aspekt der zivilen Nutzung von adaptiven Antennen wurden eine Reihe von marktfähigen Produkten zur drahtlosen Kommunikation in Innenräumen (WLAN), sowie für Basisstationen und Satelliten von Mobilfunksystemen entwickelt. Für den mobilen terrestrischen Einsatz, d.h. für mobile Endnutzer existierten zu Beginn des Forschungsvorhabens nur Prototypen und Labormuster [25, 49, 75]. Gemeint sind dabei weniger Handsets, als mobile Geräte, z.B. montiert an einem Fahrzeug [55] oder Flugzeug.

Das Hauptziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines steuerbaren und intelligenten Antennensystems mit großer Flexibilität, die durch den Ansatz einer digitalen Strahlformung (*Digital Beamforming*) [72, 78] erreicht werden soll. Bei dieser Methode werden zeitgleich alle Empfangssignale einer Antennengruppe digitalisiert, wobei die Digitalisierung der Signale baldmöglichst nach der Antenne in der Empfängerkette erfolgen sollte, um Signalschwankungen durch den Temperaturgang aktiver Elemente zu vermeiden. Die weiteren signalverarbeitenden Schritte sowie Strahlformungsmethoden können dann im Digitalbereich zuverlässig und mit hoher Genauigkeit durchgeführt werden.

Um ein an realen Erfordernissen in der Satellitenkommunikation orientiertes System zu erhalten, wurde das Antennensystem für den Empfang von Signalen eines niedrig fliegenden (LEO) Satellitensystems ausgelegt. Zur Beschränkung der Komplexität wird hier nur der ortsgebundene Einsatz mit einer reinen Empfangsfunktion betrachtet. Da zu Beginn dieses Forschungsvorhabens (1997) als einziges kommerziell verfügbares Satellitensystem IRIDIUM in Aussicht stand, wurde das Systemkonzept des adaptiven Antennensystems für den Empfang von Signalen dieses Satellitensystems, dessen Grunddaten in Tabelle 1.1 zusammengefasst sind, ausgelegt.

In Zusammenarbeit mit zwei weiteren Instituten wurde dabei ein Demonstrator zur Demonstration und Verifizierung der Leistungsfähigkeit dieser zukünftigen Antennentechnologie entwickelt [45]. Das passive Strahlersystem wurde im Institut für Kommunikation und Navigation des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt realisiert, im Institut für Theoretische Elektrotechnik und Hochfrequenztechnik der Universität Hannover entstanden die Empfängermodule.

Anzahl der aktiven Satelliten	66 (6 Ebenen mit je 11 Satelliten)
Umlaufdauer	100.1 min
mittlere Flughöhe	780 km (LEO)
Satelliten-Sendeleistung	400 W
Anzahl der Zellen eines Satelliten	48
FDMA-Träger pro Zelle	10
Gewinn äußerste Zelle	24.3 dB
Frequenzbereich Downlink über Europa	L-Band 1621.35 MHz – 1626.5 MHz
Bandbreite (Einzelkanal)	
Belegte Bandbreite	31.5 kHz
Kanalabstand	41.67 kHz
Zugriffsverfahren	TDMA/FDMA
Rahmendauer	90 ms
Schlitzdauer	
Verkehrskanal	8.28 ms
Organisationskanal	20.32 ms
Modulationsverfahren	QPSK
Datenrate	50 kbit/s
geschätzte Empfangsleistungsdichte äußerste Zelle	–85 dBm/m ² @ 1610 km

Tabelle 1.1: Systemdaten des IRIDIUM-Systems [11, 21, 82]

Der erste Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit liegt zunächst in der Konzeptionierung eines geeigneten Systemaufbaus des gesamten Systems unter Berücksichtigung der Randbedingungen aus dem LEO-Satellitensystem. Beeinflusst wird das Konzept durch die Forderung, bei einem ersten Demonstrator eine möglichst flexible Entwicklungsplattform zu erhalten. Auch ein geeignetes Kalibrierungskonzept soll in das Systemkonzept einfließen.

Der praktische Teil gestaltet sich aus Entwicklung, Aufbau und Test der Systemsteuerung mit Benutzeroberfläche, der Signalerfassung sowie Gesamtintegration von Strahlern, analogem Empfangsteil, der Signalerfassung und Systemsteuerung. Die physikalischen Eigenschaften des Antennensystems werden messtechnisch unter anderem auch an einem Antennenmessstand untersucht.

Zur Untersuchung der Stahlformungs- bzw. Richtungsfindungseigenschaften des Demonstrators werden unterschiedliche 1-dim. bzw. 2-dim. Richtungsschätzalgorithmen implementiert. Abschließend wird die Leistungsfähigkeit der Richtungsschätzer theoretisch anhand synthetischer und für den Antennendemonstrator mittels gemessener Daten verifiziert, wobei neben der Schätzgenauigkeit auch die Eignung für eine Echtzeitanwendung im Demonstrator unter Betracht gezogen werden.

2 Systemaufbau

Gemäß der gewählten Architektur der Antenne als System mit digitaler Strahlformung besteht das Gesamtsystem aus den Funktionseinheiten passive Gruppenantenne und Empfangssystem, das wiederum HF-Teil, Signalerfassung sowie Signalverarbeitung umfasst. Inhalt der Signalverarbeitung sind Algorithmen zur Kalibrierung, Richtungsschätzung, Strahlformung und Visualisierung der Ergebnisse. Die Grenzen der einzelnen Systemteile sind zum Teil fließend und in ihren Ausführungsformen stark voneinander abhängig. Dies gilt neben den technischen Spezifikationen insbesondere auch für die Aufbautechnik sowie die elektrische und mechanische Verbindungstechnik der Komponenten. Um eine hohe Packungsdichte zu erreichen wird die Antennengruppe in planarer Technik ausgeführt. Für diese Anwendung gilt es dabei, eine geeignete Strahlergeometrie, Einspeisung, Polarisationserzeugung sowie den optimalen Substrataufbau zu finden.

Aufgabe des Empfangssystems ist primär die gleichzeitige Ermittlung der Signale aller einzelnen Antennenelemente nach Betrag und Phase. Dabei müssen die Erfordernisse des Abtasttheorems entsprechend der Bandbreite der ausgewählten Signale erfüllt werden. Es werden mehrere Systemprinzipien vorgestellt, die sich vor allem in der Frequenzebene der Abtastung und auch der zu verarbeitenden Datenströme unterscheiden. Aus diesen Konzepten wird eines ausgewählt, das ausreichende Flexibilität hinsichtlich der Wahl verschiedener Auswerteverfahren bietet, und mit den kommerziell verfügbaren digitalen Bausteinen realisierbar ist.

2.1 Strahleraufbau

Aus den in Tab. 1.1 aufgelisteten Grunddaten des Satellitensystems IRIDIUM leiten sich die Anforderungen an das Demonstrationssystem ab. Frequenzbereich, Bandbreite sowie Polarisation sind damit bereits gegeben. Wegen der Bahnanordnung der Satelliten müssen auch am Horizont auftauchende Satelliten durch das Antennensystem abgedeckt werden. Es muss daher ein Optimum bezüglich des mit der Antennengruppe physikalisch möglichen Schwenkwinkels in der Elevation und des erzielbaren Gewinns gefunden werden. In Tab. 2.1 sind die Anforderungen an das Antennensystem zusammengefasst. Die endgültige Auswahl des Strahlertyps bzw. Strahleraufbaus wird demnach folgende Forderungen an das Antennensystem stellen:

- Breite Ausleuchtung der Hemisphäre mit akzeptablen Wirkungsgrad,
- optimaler Strahlerabstand bei möglichst niedrigem Einfluss der Hauptnebenkeulen,
- geringe Verkopplung der Einzelstrahler,

Frequenzbereich	f	1621 MHz – 1626 MHz
Freiraumwellenlänge (1623 MHz)	λ_0	185 mm
Bandbreite	Δf	
Strahler		20 MHz
System		5 MHz
Polarisation		rechts zirkular (RHCP)
Schwenkbereich		
Elevation	ϑ	$\pm 60^\circ$
Azimut	φ	$\pm 180^\circ$
Gewinn	G	bei Höhenwinkel $> 20^\circ$ und $< 90^\circ$
Einzelstrahler		ca. 5 dBiC
Gesamtantenne		> 10 dBiC
Nebenkeulendämpfung		> 10 dB
Kreuzpolarisationsunterdrückung		> 10 dB

Tabelle 2.1: Anforderungen an das Antennensystem

- Antennengröße und Strahlerzahl zur Erzielung des erforderlichen Gewinns im gesamten Schwenkbereich und
- spätere Integration mit dem Empfangssystem und der Steuerelektronik.

Im Hinblick auf eine möglichst flache Packungstechnik der Gesamtantenne erfolgt die Ausführung der Antennengruppe in planarer Technik. Im späteren Fertigungsprozess sollte die Strahlergeometrie sowie die Einspeisung gut reproduzierbar sein, wofür sich die Streifenleitungstechnik sehr gut anbietet. Wegen der benötigten zirkularen Polarisation kommen kreisscheibenförmige oder quadratische Strahler in Betracht, wobei der Platzbedarf sich bei Kreisscheiben um ca. 17% erhöht und damit weniger Möglichkeiten bei der Abstandsvariation zwischen den Strahlern gegeben ist. Es wird damit als Grundelement ein quadratischer Strahler bevorzugt, der zusätzlich eine etwas größere Keulbreite aufweist, was die Schwenkverluste verringert.

Der nächste, wichtige Punkt ist die Art der Speisung des Strahler. Für eine Großserienfertigung als ungeeignet einzustufen sind koaxial gespeiste Strahler wegen der notwendigen Durchkontaktierungen. Besonders vorteilhaft sind dagegen aperturgekoppelte Resonatoren nach Abb. 2.1, bei denen im Gegensatz zu einer direkten oder elektrodynamischen Einspeisung das Netzwerk durch eine gemeinsame Grundplatte von der strahlenden Apertur entkoppelt ist. Es ergibt sich damit eine abschirmende Wirkung auf die Elektronik, die sich auf unterhalb liegenden Schichten befindet, und zusätzlich wird eine störende, die Strahlungscharakteristik beeinflussende Abstrahlung des Netzwerkes reduziert. Die Frequenzbandbreite der Eingangsimpedanz von planaren Antennen ist relativ schmal, was durch den Einsatz von einem zweiten Resonator auf einem weiteren Layer Stacked-Patch-Antennen [14] verbreitert werden könnte. Da die von IRIDIUM genutzte Bandbreite bezogen auf die Niederfrequenz nur etwa 0.65% beträgt, kann auf diese Maßnahme verzichtet werden.

Der in Abb. 2.1 gezeigte Strahler erzeugt eine lineare Polarisation. Um die geforderte zirkulare Polarisation zu erhalten, müssen jeweils zwei räumlich orthogonale Moden angeregt werden, die zueinander um 90° phasenverschoben sind.

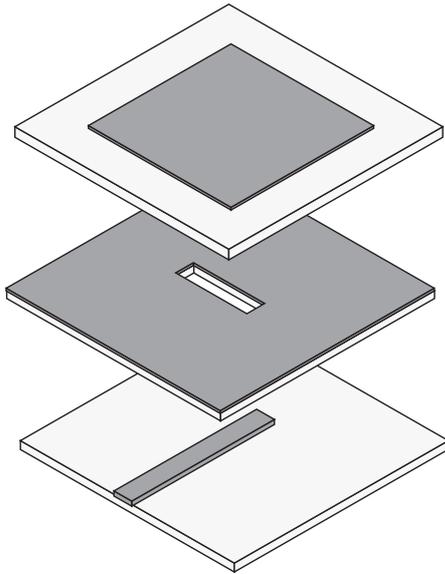


Abb. 2.1: Strahlerelement mit Apertur- oder Schlitzkopplung

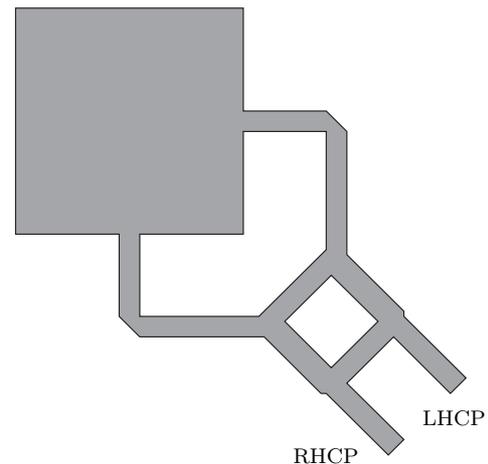


Abb. 2.2: Prinzip zur Erzeugung einer zirkularen Polarisation mittels Einspeisung über einen 90° -Hybridkoppler

Eine Möglichkeit dies zu erreichen, ist eine Störung in der Geometrie des quadratischen Strahlers [2]. Damit läßt sich allerdings nur eine geringe Frequenzbandbreite in Bezug auf das Achsenverhältnis erzielen, da sich optimale Verhältnisse nur bei einer definierten Frequenz einstellen lassen. Eine große Empfindlichkeit gegenüber Material und Fertigungstoleranzen ist hiermit auch gegeben.

Wesentlich besser sind Einspeisungen an zwei Seiten des Strahlers mit einer Phasenverschiebung von 90° , die auch als Schlitzkopplung ausführbar ist. Gute Ergebnisse lassen sich hierbei mit einem Hybrid nach Abb. 2.2 erzielen [1], dessen entkoppeltes Tor mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen werden muss. Nachteil gegenüber der vorigen Lösung ist ein größerer Platzbedarf.

Eine weitere Forderung an den Strahler ist eine möglichst breite Strahlungscharakteristik. Isotrope oder hemisphärische Charakteristiken sind physikalisch nicht realisierbar, es können jedoch Maßnahmen ergriffen werden, die bei planaren Antennen zu einer Verbreiterung der Einzelstrahlcharakteristik führen. Untersuchungen [19] bei der Entwicklung einer Endgeräteantenne im C-Band (4 – 6 GHz) ergaben, dass eine Verbreiterung in der E-Ebene bei Verwendung eines möglichst dünnen Substrates mit hoher Dielektrizitätszahl erreicht werden kann. Die Polarisationsverluste, die sich dadurch bei der zirkularen Polarisation ergeben, sind deutlich niedriger als die Gewinneinbußen bei einem unverbreiterten Diagramm. Bei der Auswahl der Substrate sind die in Tab. 2.2 zusammengefassten Richtlinien zu beachten. Für den endgültigen Aufbau der Gesamtantenne und die Produktion sind die mechanischen Eigenschaften sowie der Preis ausschlaggebend. Aus Kostengründen muss bei der Verklebung der einzelnen Substratschichten eines Labormusters auf industrieübliche Prepeg-Folien verzichtet werden. Die Folien sind so gewählt, dass ein Übergang zu den üblichen Industrieverfahren ohne größere Veränderungen möglich ist. Die Frontseite der Antenne wird durch eine wetterfeste Substratlage (Radom) abgeschlossen. Tab. 2.3 zeigt die Eigenschaften der ausgewählten Substratmaterialien. Ziel der Auswahl ist, ein Optimum zwischen der minimalen Größe der Strukturen und maximalen Unterdrückung der Oberflächenwellen zu erreichen, sowie den Einfluss auf die Richtcharakteristik und des benötigten Gewinns des

Anforderung	Substratdicke	ϵ_r
Strahlungswirkungsgrad hoch	dick	klein
Breites Strahlungsdiagramm	dünn	groß
Dielektrische Verluste gering	dünn	klein
Ohmsche Verluste gering	dünn	-
Bandbreite groß	dick	klein
Oberflächenwellenabstrahlung gering	dünn	klein
Kreuzpolarisation gering	-	klein
Parameterempfindlichkeit gering	dick	klein
Abmessungen klein	-	groß

Tabelle 2.2: Richtlinien zur Auswahl des Substrats unter dem Resonator

Einzelstrahlers zu berücksichtigen. Ein weiteres Ziel ist trotz der relativ niedrigen Betriebsfrequenz die Realisierung eines kompakten Aufbaus mit der geforderten 20 MHz-Bandbreite. Bei der Antennenspeisung wird auf die Aperturkopplung zurückgegriffen, da so die Einflüsse der Speisung auf die Strahlungscharakteristik minimiert werden können. In Abb. 2.3 sind Substratschichtungen skizziert, wie sie bei der Realisierung eines aperturgekoppelten Strahlers in Mikrostreifenleitungstechnik bzw. in Streifenleitungstechnik verwendet werden. Bei der Mikrostreifenleitungstechnik (Abb. 2.3(a)) befindet sich das Speisernetzwerk und die Massefläche mit den Koppelaperturen auf dem gleichen Substrat, das Strahlerelement befindet sich hinter einem dünnen Radom (RO4003) und ist von der Massefläche durch eine ULAM2000 Substratschicht getrennt. Der Nachteil dieses Aufbaus ist die Rückstrahlung des Speisernetzwerkes in die dahinterliegende Elektronik. Unter Verwendung einer symmetrischen Streifenleitung (Abb. 2.3(b)) als speisendes Element ist das Rückstreuproblem weitgehend zu unterdrücken. Im Gegensatz zum Mikrostreifenleitungsaufbau besteht hier die Möglichkeit, auf der Rückseite der zusätzlichen Substratschicht eine weitere Platine anzufügen. Der große Nachteil dieser Technologie ist das Auftreten von Zweiplattenmoden, insbesondere durch Einstrahlung der Koppelaperturen an der oberen Massefläche, was ohne weitere Maßnahmen zu Einbußen des Antennengewinnes führen kann. Durch die starken Verkopplungseffekte zwischen den Antennenelementen im Array wird zusätzlich das Abstrahlungsverhalten und das Signal-Rausch-Verhältnis der einzelnen Antennenkanäle verschlechtert.

HF-Substrat	ϵ_r	$\tan \delta$	Cu [mm]	Dicke [mm]	Material
RO4003	3.38 ± 0.05	0.0027	0.017	0.51 0.81	Keramik/Glasgewebe/ Polymer
ULAM 2000	2.5 ± 0.05	0.0022	0.035	1.52	Glasgewebe /PTFE
Klebefolie					
Scotch 3M	2.5	0.004	-	0.04	Polymerfolie

Tabelle 2.3: Eigenschaften der verwendeten Substrate und Klebefolien

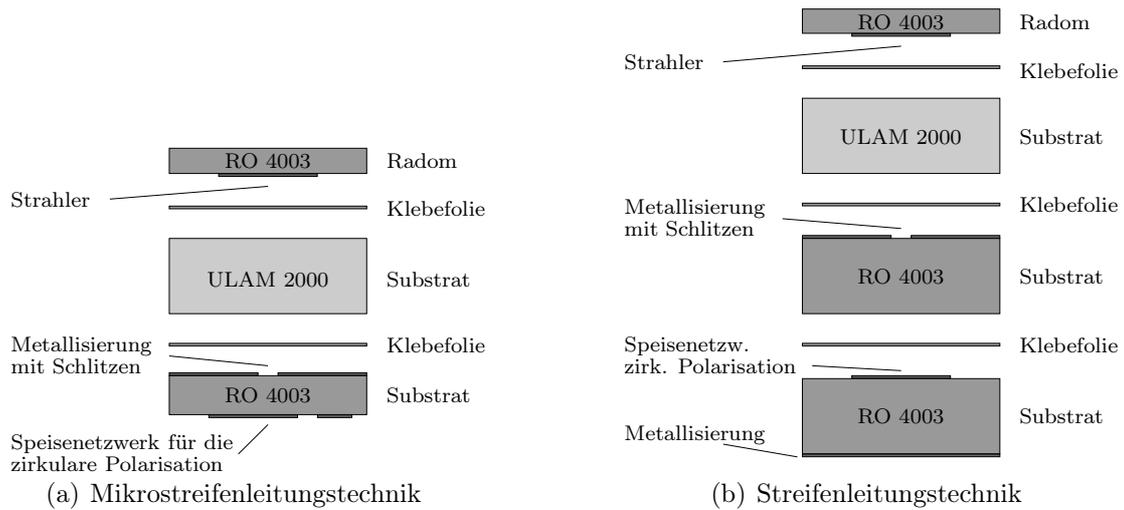


Abb. 2.3: Querschnitt des Substrataufbaus

Im Forschungsvorhaben [19] wurde ebenfalls eine Abschätzung der erforderlichen Strahlerzahl in Abhängigkeit vom Gewinn vorgenommen. Die für isotrope Strahler im C-Band (4–8 GHz) erzielten Ergebnisse wurden unter der realistischen Annahme planarer Rechteckresonatoren für das L-Band (1–2 GHz) wiederholt. Es ergab sich für Arrays aus 4×4 und 5×5 Elementen eine Verbreiterung des Strahlungsdiagramms sowie das Auftreten von sekundären Hauptkeulen (*Grating Lobes*) bei großen Schwenkwinkeln. In Tab. 2.4 ist die sich aus den Abschätzungen ergebende Direktivität für die beiden Arrayanordnungen aufgelistet. In der Praxis sind mit Verlusten von ca. 2 dB zu rechnen [19]. Der in Tab. 2.1 geforderte Gewinn kann daher bei einem Strahlerabstand von $\lambda_0/2$ nur mit einem 5×5 -Array erzielt werden. Zur Reduzierung der Hauptnebenkeulen müsste der Strahlerabstand noch geringer sein. Damit wird aber der Gewinn wieder geringer. Dies bedeutet, dass man als nächstgrößere Möglichkeit 6×6 -Elemente verwenden müsste, was aber aus Aufwandsgründen in der Elektronik und Signalverarbeitung nicht realisiert wurde.

2.2 Empfängertechnik

Von entscheidender Bedeutung für die Leistungsfähigkeit des Antennensystems ist neben dem Strahleraufbau die Auswahl bzw. Spezifikation des Empfängerprinzips und dessen

Zahl der Elemente	Schwenkwinkel		
	0°	45°	60°
4×4	17.35 dBi	14.97 dBi	13.22 dBi
5×5	19.18 dBi	16.94 dBi	14.76 dBi

Tabelle 2.4: Direktivität planarer Arrays in Abhängigkeit vom Schwenkwinkel bei $f = 1.62$ GHz und Elementabstand $\lambda_0/2$ [45].

schaltungstechnische Umsetzung. Ziele für den Antennendemonstrator sind neben optimalen Eigenschaften des passiven Arrays maximale Flexibilität und Rekonfigurierbarkeit des Systems in der Testphase sowie Echtzeitauswertung. Nicht außer Acht gelassen werden sollte zusätzlich eine möglichst hohe Packungsdichte des Gesamtsystems. In Relation hierzu müssen jedoch begrenzte finanzielle Mittel und ein begrenzter zeitlicher Aufwand in Betracht gezogen werden.

Folgende Erfordernisse, die sich aus der digitalen Strahlformung ergeben, sind für das Empfangssystem unabdingbar:

- Synchroner Abtastung aller 25 Empfangssignale sowie ein
- fester Phasenbezug der Empfänger untereinander.

Da bei der Richtungsschätzung die Werte aller Einzelantennen gleichzeitig ermittelt werden müssen, sind die einzelnen Wandlerbausteine bzw. Halteglieder zentral von einer Quelle aus zu steuern. Selbstverständlich müssen auch die Lokaloszillatorsignale für die einzelnen Mischer einer Umsetzstufe von einer Frequenzquelle abgeleitet werden.

2.2.1 Übersicht möglicher Systemarchitekturen

Folgende Grundprinzipien für den 25-Kanal-Abtastempfänger stehen zu Diskussion:

- Digitaler Empfänger (*Direct Sampling Receiver*)
- Digitaler ZF-Empfänger
- Basisbandempfänger

Die Realisierbarkeit der nachfolgenden Entwürfe hinsichtlich der Digitalisierungsebene hängt vom Stand der Technik sowie von Verfügbarkeit und Preis der kommerziellen digitalen Komponenten ab. Analog-Digital-Wandler müssen beispielsweise die entsprechende Bandbreite der Digitalisierungsebene besitzen. Zur Zeit der Konzeptionierung (1998) lagen die maximalen Eingangsbandbreiten bei ca. 40 MHz, inzwischen sind Wandler mit über 2 GHz erhältlich. Der größte Wandel vollzog sich bei programmierbaren Logikbausteinen. Elektrisch programmierbare (EEPROM) CPLDs mit einer Blockarchitektur von UND-/ODER Gattern können sehr gut für schnelle und komplexe Steuerabläufe eingesetzt werden. Komplexe digitale Funktionen wie Filterung, Abwärtskonversion oder Algorithmen zur Richtungsschätzung für eine Echtzeitanwendung waren zum Zeitpunkt der Konzepterstellung nur durch Einsatz von DSPs realisierbar. Inzwischen können diese Funktionen alternativ auch von FPGA-Bausteinen mit eingebettetem DSP-Kern und schneller SRAM-Speicherarchitektur übernommen werden. Im Gegensatz zu den DSPs bieten FPGA-Bausteine aufgrund ihrer MAC-Blockarchitektur zusätzlich die Parallelisierung von mehreren Signalsträngen [4, 15, 42, 83]. Die Verarbeitung von mehreren Signalsträngen in einem Baustein bedeutet auch eine höhere Packungsdichte des Digitalteils.

Im weiteren wird nun je Grundprinzip ein Systementwurf für den Demonstrator diskutiert. Diese drei Konzepte unterscheiden sich zunächst in der Frequenzebene der Digitalisierung.

2.2.2 Digitaler Empfänger

Das Prinzip einer direkten Abtastung pro Kanal auf der Empfangsebene bei 1.623 GHz ist in Abb. 2.4 dargestellt. Im Bild aufgeführt sind nur 2 von 25 identisch aufgebauten Empfangsketten, wobei auf der Digitalebene die Signale mehrerer Empfangsketten parallel von einem digitalen Baustein verarbeitet werden können. Bei einer direkten Abtastung auf Empfangsebene sollte das Empfangsfilter, das hier schon die Funktion der Hauptselektion hat, ein steilflankiger Bandpass mit der IRIDIUM-Bandbreite von 5 MHz sein.

Die Demodulation erfolgt mittels Unterabtastung [79], daher müssen die Analog-/ Digitalwandler eine Eingangsbandbreite von mindestens 1.626 GHz haben und die Signale mit mindestens $10^{\text{MS/s}}$ abtasten, wobei die Abtastung aller Kanäle synchron durchzuführen ist. Damit wird für jeden Kanal ein eigener, aber zentral getakteter Wandler benötigt.

Die in den nachfolgenden FPGA-Bausteinen programmierten Funktionen sind genauer in Abb. 2.6 ausgeführt. Nach der Digitalisierung werden zunächst 5 MHz- Tiefpassfilter benötigt, um das Nutzspektrum aus den periodischen Fortsetzungen des Spektrums auf den Vielfachen der Abtastfrequenz herauszutrennen. Die anfallenden Datenraten addieren sich für 25 Antennen auf mindestens $250^{\text{MS/s}}$, weshalb bei einer Echtzeitverarbeitung zunächst eine große Datenreduktion folgen muss. Hauptaufgabe ist es dabei, die Trägerfrequenz eines belegten IRIDIUM-Kanals zu finden, um damit die Gesamtbandbreite 5 MHz auf die endgültige Kanalbandbreite 31.5 kHz zu reduzieren. Diese Aufgabe könnte mit dem Signal des Referenzkanals in einem eigenen FPGA realisiert werden. Eine erste Schätzung der Frequenz eines belegten Kanals kann durch eine diskrete Fouriertransformation eines Referenzkanals durchgeführt werden. Aufgrund der Dopplerverschiebung bei niedrigfliegenden Satelliten von maximal ± 37.5 kHz ist die Bandbreite des anschließenden Tiefpasses des Referenzkanals entsprechend größer als die Kanalbandbreite zu wählen. Die zur Demodulation des QPSK-Signals benötigte Momentanfrequenz kann mittels digitaler Trägerrückgewinnung des Referenzsignals, wie z.B. einer Costas-Regelschleife, erfolgen. Als Ausgang dieser Regelschleife erhält man eine Stellfrequenz, mit der dann die endgültige Demodulation mittels digitalem Quadraturdemodulator und Filterung auf die Kanalbandbreite in allen Kanälen durchzuführen ist. Zur eigentlichen Richtungsschätzung werden alle demodulierten Kanäle in einem Modul bestehend aus FPGA mit integriertem DSP und schnellem Speicher zusammengefasst. Zur Darstellung der Richtungsschätzung sowie zur Datensicherung können dann prozessierte bzw. unprozessierte Daten über einen schnellen Bus zu einem PC transferiert werden.

Ein großer Vorteil eines voll digitalen Empfangssystems liegt in der geringeren Komplexität und Verlässlichkeit der Hardware. Während bei analogen Bausteinen Abweichungen durch Fertigungstoleranzen und Temperaturdrift mittels Kalibrierung eliminiert werden müssen, ist hier lediglich ein passives Filter und der rauscharme Vorverstärker zu berücksichtigen. Einen anderen Vorzug bietet die sehr flexible Konfigurierbarkeit der FPGAs. Sehr schwierig ist allerdings die Realisierung des schmalbandigen 5 MHz-Bandpassfilters mit hoher Außerbanddämpfung bei 1.623 GHz.

2.2.3 Digitaler Zwischenfrequenzempfänger

Im Gegensatz dazu sieht das Systemkonzept in Abb. 2.5 einen Überlagerungsempfänger mit einmaliger analoger Abwärtskonversion auf eine geeignete Zwischenfrequenz vor. Die Dimensionierung des Eingangsfilters ist damit unkritisch, da die Hauptselektion des IRIDIUM-Bandes auf der Zwischenfrequenz vorgenommen wird. Für die Wandler ist wiederum zu beachten, dass die Eingangsbandbreite größer als die Zwischenfrequenz sein muss, die Abtastrate bleibt mit $10^{\text{MS}}/\text{s}$ dieselbe wie im obigen Konzept. Damit ist nach dem digitalen Abwärtsmischen durch Unterabtastung die weitere Verarbeitung identisch zum Konzept in Abb. 2.4.

Im Vergleich der beiden Konzepte hat die Abwärtskonversion zunächst den Vorteil einer einfachen Filterung. Des Weiteren kann über eine zweistufige Verstärkung das analoge Eingangssignal wesentlich besser verstärkt werden als durch eine einzige Stufe am Eingang, welche möglichst rauscharm dimensioniert werden sollte. Rauscharme Verstärker haben aber nur eine geringe Verstärkung. Allerdings zieht das Konzept des Überlagerungsempfängers einen höheren Hardware-Aufwand nach sich, da für eine synchrone erste Mischstufe ein Verteilnetzwerk für das Lokaloszillatorsignal notwendig ist. Außerdem tragen weitere aktive Bauelemente im analogen Signal zu Fehlern bei, die dann bei einer Kalibrierung zu berücksichtigen sind. Die zur Realisierung des voll digitalen Empfängers benötigten Wandler mit entsprechenden Eingangsbandbreiten sind inzwischen verfügbar, die Eingangsfilerung wäre noch zu lösen. Ein digitaler ZF-Empfänger ist heute mit kommerziell erhältlichen digitalen Bausteinen ohne Einschränkungen umsetzbar. Bei Erstellung des Systemkonzeptes für den Hardware-Demonstrator zum Zeitpunkt des Systementwurfs wäre lediglich der digitale ZF-Empfänger mit zwei Einschränkungen realisierbar gewesen. Einerseits hätten Funktionen wie die digitale Filterung und Basisband-Mischung von 25 Empfangssträngen entsprechend viele DSPs benötigt, da eine parallele Verarbeitung von mehreren Signalen im Gegensatz zu modernen FPGAs (z.B. Altera Stratix) in einem DSP nicht möglich ist. Andererseits hätte die Digitalisierung auf einer niedrigen Zwischenfrequenz bis ca. 40 MHz aufgrund der Eingangsbandbreite der kommerziellen Wandlerbausteine erfolgen müssen. Da die Verfügbarkeit entsprechender SAW-Filter für die Zwischenfrequenzselektion nicht gegeben war, aber die Anforderungen an die Spiegelfrequenzunterdrückung des HF-Eingangsbandpasses mit einer sehr niedrigen Zwischenfrequenz entsprechend ansteigen, wurde auf das Systemkonzept eines klassischen Superheterodynempfängers mit einer höheren Zwischenfrequenz übergegangen.

2.2.4 Basisbandempfänger

Der Aufbau nach Abb. 2.7 beinhaltet im Vergleich zum digitalen ZF-Empfänger eine weitere analoge Umsetzungsstufe ins Basisband. Die Datenmenge wird durch die Auswahl eines Iridium-Einzelkanals mit Bandbreite 31.5 kHz wiederum begrenzt. Für die Umsetzung in das Basisband müssen Quadraturmischer verwendet werden, womit die Zahl der zu digitalisierenden Signale bei 2×25 liegt. Die Synchronität der später gewandelten Werte ermöglichen gleichzeitig angesteuerte Sample- und Hold-Glieder nach den Mischerausgängen. Da eine kommerzielle PCI-AD-Wandlerkarte mit zwei Eingängen zur Digitalisierung verwendet wird, dient ein analoger Multiplexer als Schnittstelle vom 50-Kanalsystem zur Wandlerkarte.

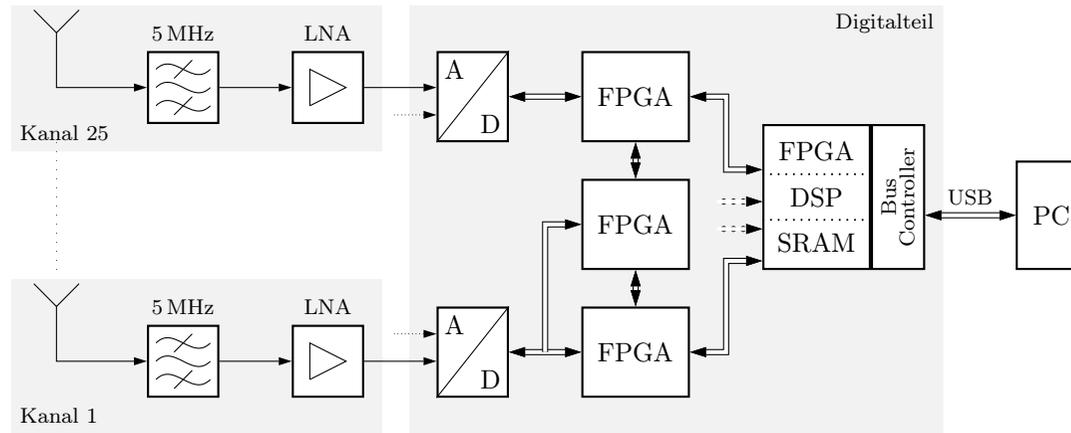


Abb. 2.4: Direct Sampling Receiver

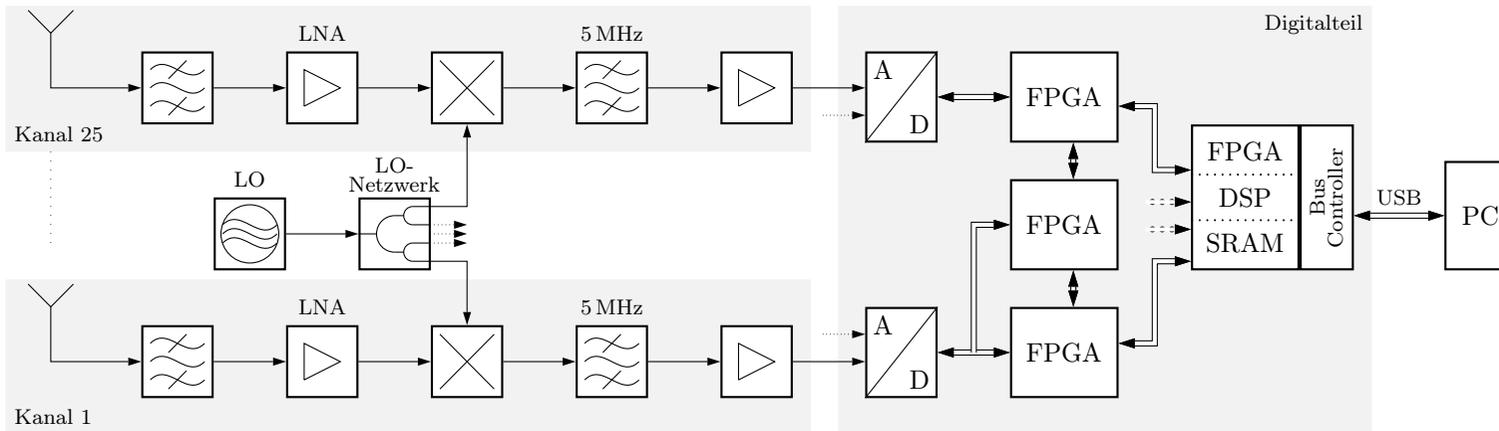


Abb. 2.5: Systemkonzept mit digitalen Empfängern

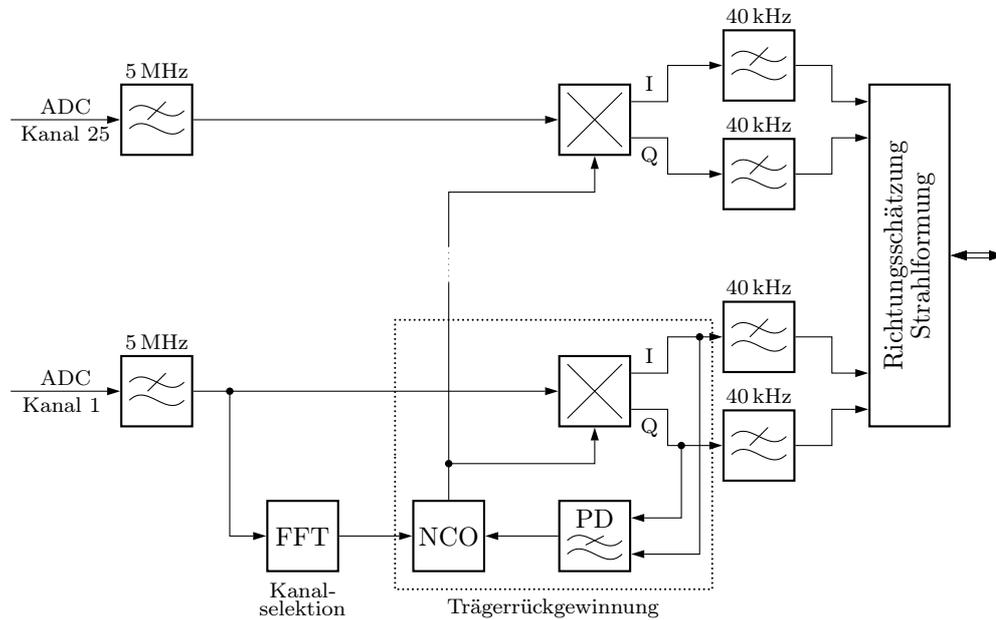


Abb. 2.6: Funktionen auf Digitalebene

Durch die Abstrahlung der IRIDIUM-Signale von tieffliegenden Satelliten ist mit einer maximalen Dopplerverschiebung der Signale von ca. ± 37.5 kHz zu rechnen. Die Trägerrückgewinnung muss also diesen Frequenzoffset kompensieren können. Weiter reduzierbar ist die Datenmenge, wenn man nur einmal pro Symbol in der Symbolmitte abtastet (1.25 MS/s). Dazu sind ein zum Symboltakt synchroner Sample/Hold-Takt sowie der 25fache Umschalt- und Abtasttakt für Multiplexer und Wandler notwendig. Diese und weitere Systemtakte sind Vielfache der Symbolrate von 25 kHz und werden aus dem demodulierten Signal der Referenzantenne mittels Phasenregelschleife erzeugt.

Im CPLD, das wiederum von einem vielfachen der Symbolrate getaktet wird, liegt die Steuerung des ganzen Datenerfassungsteils. Aus den regenerierten Takten werden alle notwendigen Steuertakte für SH-Glieder, Multiplexer und AD-Wandler erzeugt. Der analoge Multiplexerteil, welcher für diese Anwendung zu entwickeln ist, verteilt sequenziell die jeweils 25 Inphase- und Quadratursignale auf den Wandlereingang. Die gewandelten Werte werden bei der gewählten AD-Karte direkt in den PC-Arbeitsspeicher geschrieben.

Bisher nicht berücksichtigt ist, dass nach Ablauf der Überflugzeit für eine Antennenkeule ein Wechsel zu einer anderen Trägerfrequenz (*Handover* im Raster 41.67 kHz) durchgeführt werden muss. Dies liegt daran, dass bei IRIDIUM die einzelnen Zellen durch Projektion von Antennenkeulen mit fest zugeordneten Sendefrequenzen auf die Erdoberfläche entstehen. Ein Frequenzwechsel ist immer nach einer Zeitdauer von ca. einer Minute erforderlich, wenn die verwendete Keule bzw. Zelle den Beobachter am Erdboden passiert hat. Da das Wiederverwendungsmuster der Trägerfrequenzen nicht bekannt ist, müssen die 124 Kanäle auf eine Belegung hin untersucht werden, d.h. ein

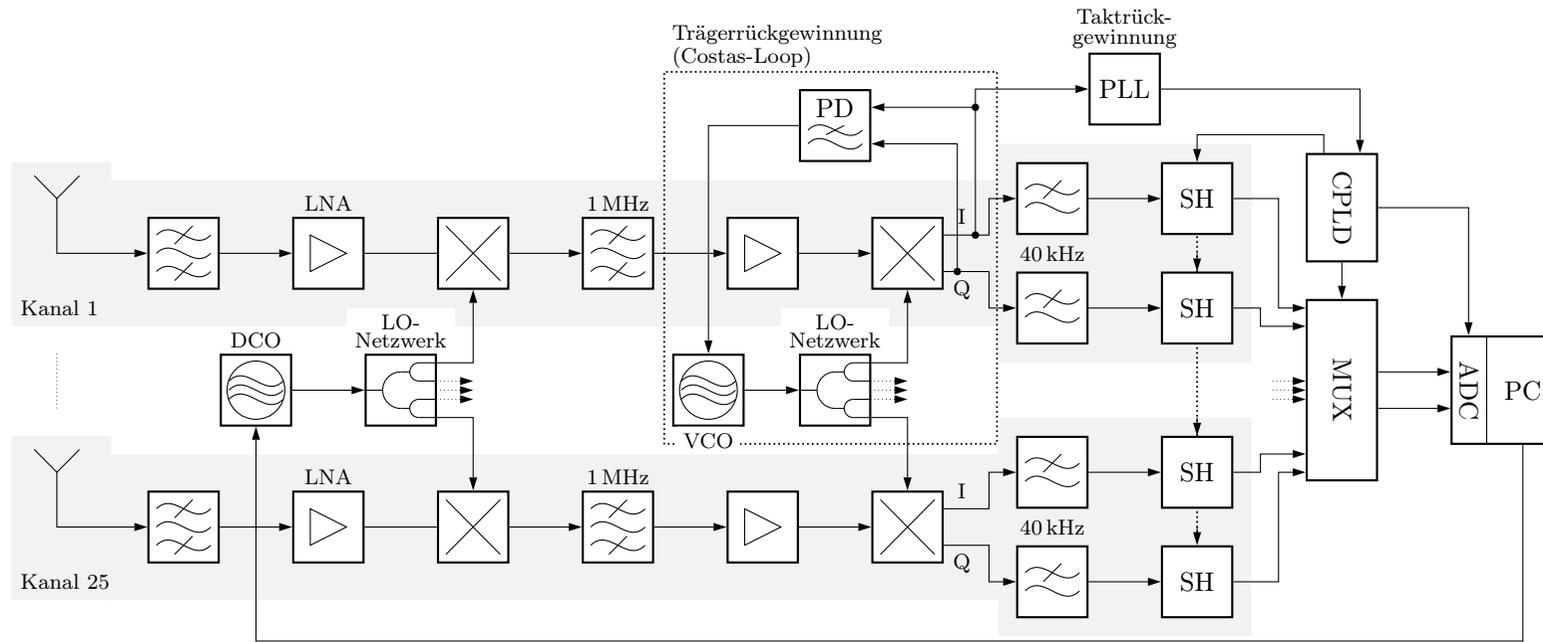


Abb. 2.7: Systemkonzept mit analogen Empfängern

Oszillator wird im Kanalabstand solange durchgestimmt, bis ein signifikanter Signalpegel gemessen wird. Dies kann beispielsweise durch einen über den PC digital gesteuerten ersten LO erfolgen. Die Regelschleife der Trägerrückgewinnung müsste dann bei jedem Frequenzwechsel neu einrasten.

2.3 Signalverarbeitung

Für das in Abb. 2.8 dargestellte Prinzip der Signalverarbeitung sind mehrere Funktionsblöcke vorgesehen. Nach der Demodulation ins Basisband wird das Empfangssignal zunächst digitalisiert. Es besteht weiter die Möglichkeit den digitalen Datenstrom in Paketen mit definierter Größe auf eine Festplatte abzuspeichern. Die Datensicherung wird für eine eventuelle spätere Offline-Verarbeitung der Rohdaten benötigt. Mit einer nachträglichen Bearbeitung von Rohdaten können einerseits zeitintensive Richtungsschätzalgorithmen, die nicht für eine Echtzeitverarbeitung geeignet sind, angewandt oder auch die Koeffizienten für die spätere Kalibrierung gewonnen werden. Die Kalibrierungsfunktion besteht aus einer Multiplikation der digitalisierten Rohdaten mit der inversen Übertragungsmatrix, wobei die Koeffizienten der Matrix für die einzelnen Kanäle mittels Rohdaten aus einer Testmessung unter definierten Ausbreitungsverhältnissen (Fernfeld) zu bestimmen sind. Gegenstand späterer Untersuchungen ist dann, in welchem Maße diese Kalibrierungsinformationen, die vor allem die Verkopplung der Strahlerelemente und die Übertragungsfunktion der einzelnen Empfangszweige beinhalten, für die korrekte Richtungsschätzung und damit Strahlbildung erforderlich ist. Es stellt sich hierbei die Frage, ob eine Rekonstruktion des Empfangssignals mit Koeffizienten durchführbar ist, die sich aus einer optimalen Kombination von Empfangssignalen aus Eichmessungen ableiten lassen.

Der weitere Betriebsablauf sieht nach der Kalibrierung der Rohdaten die laufende Ermittlung der Einfallrichtung der Satellitenpositionen mit geeigneten Richtungsschätz- oder Tracking-Verfahren parallel zu einer Aufbereitung der Empfangssignale vor. Für diese Aufbereitung werden eine Reihe verschiedener Methoden verwendet und bezüglich ihrer Eigenschaften miteinander verglichen. Aus einem Spektrum von unterschiedlichen Methoden der Richtungsschätzung werden für die Mehrkeulenbildung eine zweidimensionale FFT, sowie zwei hochauflösende Verfahren, die auf eine Auswertung der Array-Korrelationsmatrix aufsetzen und Richtungsinformationen sowie die zugehörigen Gewichtungsfaktoren liefern, ausgewählt.

Nachdem ein IRIDIUM-Satellit innerhalb eines Zeitrahmens (91 ms) eine Strecke von ca. 0.6 km überfliegt, was einer maximalen Richtungsänderung von 0.048° entspricht, genügt es im Demonstratorbetrieb, dass die Richtungsschätzung und damit die Berechnung aktueller Gewichtungskoeffizienten erst nach einer bestimmten Anzahl von Zeitrahmen, d.h. wenn eine sichtbare Richtungsänderung erfolgt ist, neu durchgeführt wird. Sinnvoll wäre dabei, den Zeitabstand so zu wählen, dass die Richtungsänderung größer ist als die jeweilige Richtungsschätzgenauigkeit der eingesetzten Verfahren.

Die Signalrekonstruktion bzw. Strahlformung wird fortlaufend und mit geringem Rechenaufwand parallel zur Richtungsschätzung durchgeführt. Durch Multiplikation der komplexen Gewichts- bzw. Strahlformungskoeffizienten mit den aktuellen Empfangsdaten wird der erfasste Datenstrom aufbereitet und zu Demonstrationszwecken auf einem Monitor dargestellt.

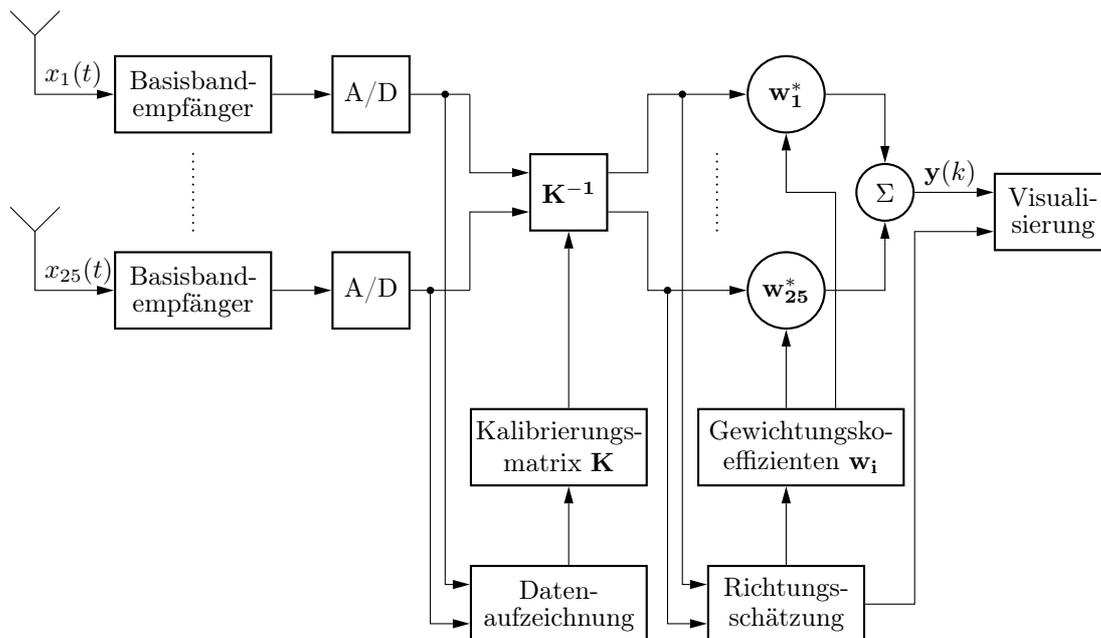


Abb. 2.8: Funktionsblöcke des adaptiven Arrays

2.3.1 Kalibrierung

Gruppenantennen können die Leistungsfähigkeit einer Übertragungsstrecke merklich verbessern. Viele Forschungsarbeiten befassen sich daher mit Richtungsschätzung, Strahlformung oder Ausblendung von Störsignalen, wobei die Algorithmen von idealen, d.h. ungestörten Eingangssignalen ausgehen. Die Leistungsfähigkeit eines solchen Systems hängt zunächst aber vom Design und der Realisierung ab, wie z.B. der Optimierung mehrerer Design-Parameter, Toleranzen im Herstellungsprozess, unterschiedlicher und zeitlich variabler Eigenschaften der am Empfang beteiligten Bauelemente sowie Speiseleitungen und Filterschaltungen. Weiterhin haben Fehlanpassungen der Antennen eine Strahlungskopplung zwischen den Antennenelementen zur Folge. All diese Beeinträchtigungen führen zu deformierten Strahlungscharakteristiken und damit zur Herabsetzung der Genauigkeit von Schätzalgorithmen.

Um systematische Fehler zu beseitigen, die beim Empfang mit einer Anordnung vieler Einzelstrahler auftreten, ist eine Kalibrierung des Antennensystems erforderlich. Dies kann gleichzeitig mit der Strahlbildung und Signalverarbeitung oder vorab in einer gesonderten Kalibrierungsprozedur erfolgen. Sinnvoll ist auch eine Kombination beider Verfahrensweisen.

Bei erstmaliger Inbetriebnahme des Antennenarrays dient die Kalibrierung zunächst als Referenz. Im weiteren Betrieb ist sie dann zur Beseitigung von Veränderungen notwendig, die durch Alterung und variable Umgebungsbedingungen auftreten. Es stehen unterschiedliche Konzepte zur Diskussion. Allen gemeinsam ist die Verwendung einer ebenen Welle, die an einem Antennenmessstand mit einer definierten Einfallrichtung auf das Array einfällt. Im Falle einer Messung im Freien müssen zusätzlich externe Störquellen im Empfangsfrequenzbereich vermieden werden. Unter diesen idealisierten Verhältnissen werden aus den komplexen Signalamplituden bei bekannter Einfallrichtung

tung die für die Korrektur der Beiträge der einzelnen Strahler notwendigen komplexen Kalibrierungskoeffizienten bestimmt. Zur Erfassung temperaturabhängiger Veränderungen im Array können folgende Methoden herangezogen werden:

- Die von der Systemseite her aufwendigste Methode ist die Integration eines ringförmigen Speisernetzwerkes auf der Antennenplatine, mit dem die einzelnen Strahler individuell und daher definiert mit Testsignalen versorgt werden können. Hiermit sind auch Veränderungen in der Verkopplung, bedingt durch Alterung des Substrats und mechanische Deformierungen wie z.B. bei den Stoßkanten der einzelnen Arrayzeilen, zu kompensieren. Als Testsignal könnte ein Dauerstrichsignal auf einer nicht benutzten IRIDIUM-Frequenz oder ein Testsignal aus einem Prüfsender verwendet werden. Das Ergebnis einer derartigen Messung, die zunächst zum Zeitpunkt der erstmaligen Referenzmessung und dann fortlaufend in geeigneten zeitlichen Abständen während des Betriebs des Array durchgeführt werden sollte, sind die Änderungen der Arrayeigenschaften während des laufenden Betriebs, die zur Fortschreibung von Kalibrierkoeffizienten verwendet werden können. Die gezielte Zuführung von Testsignalen zu allen einzelnen Antennenelementen erfordert ein zusätzliches Speisernetzwerk, für das ein weiterer Layer in der planaren Antennenstruktur erforderlich ist. Eine vereinfachte Methode besteht darin, unter Vermeidung eines Speisernetzwerkes ein Testsignal an geeigneter Stelle der Antennenplatine punktförmig einzuspeisen. Dabei muss eine geeignete Position gefunden werden, die eine ausreichende Versorgung aller Strahler gewährleistet. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die Testsignalpegel für die verschiedenen Strahlerelemente nicht in der gleichen Größenordnung liegen und Dynamikprobleme auftreten können.
- Geht man davon aus, dass die Veränderungen der Antennenverkopplung zu vernachlässigen sind, reicht eine einmalige Vermessung des passiven Arrays auf einer Antennenmessanlage zur Charakterisierung der Verkopplung aus. Um die über Zeit und Temperatur veränderlichen aktiven Komponenten der Verstärker zu erfassen, muss an den Verstärkereingängen ein definiertes Testsignal eingespeist werden. Dazu ist zum einen wiederum ein Verteilernetzwerk notwendig, zum anderen muss die Einkopplung der Signale so erfolgen, dass die Antennenelemente während der Kalibrierung von den Verstärkern entkoppelt sind. Bei einer passiven Realisierung könnten z.B. Hybridkoppler, bzw. PIN-Schalter bei einer aktiven Umsetzung verwendet werden. Beide Varianten sind im Hardware-Aufwand sehr umfangreich.
- Unabhängig von den beiden genannten Methoden kann nach Erreichen der Funktionsfähigkeit des gesamten Arrays auch die Bestimmung der Kalibrierkoeffizienten ohne interne Kalibrierungsquelle durchgeführt werden. Dazu werden die Kalibrierkoeffizienten aus der Vermessung der Array-Eigenschaften in definierten Empfangssituationen, d.h. mit Signalquellen in verschiedenen bekannten Richtungen bestimmt. Dabei wird angenommen, dass sich an der Verkopplung zwischen den Antennenelementen nichts ändert. Vorteil dieser Methode im Vergleich zu den beiden vorher genannten Methoden ist, dass kein zusätzlicher Hardware-Aufwand für die Kalibrierung entsteht. Natürlich stellt aber die tatsächliche Durchführung dieser Methode auch einen gewissen Aufwand dar. Dies kann jedoch zusammen mit der Charakterisierung des Gesamtsystems auf einer Antennenmessanlage erfolgen.

Um den Hardware-Aufwand für den Demonstrator so gering wie möglich zu halten, wurde die zuletzt aufgeführte Methode mit einer Kalibrierung der gegenseitigen Verkopplung zwischen den Antennenelementen ausgewählt. Damit ist allerdings eine regelmäßige Beobachtung der Systemeigenschaften im regulären Betrieb nicht möglich. Wichtige Ergebnisse sind daher alle Aussagen über die zeitlichen Intervalle, nach denen eine neue Kalibrierung notwendig ist, bzw. welchen Einfluss Änderungen der Antenneneigenschaften bedingt durch Temperatureinfluss und Alterung auf die Strahlungseigenschaften des Arrays haben. Die ausgewählte Kalibrierungsmethode wird in Kapitel 5.1 weiterhin beschrieben.

2.3.2 Digitale Strahlformung

Als eigentliches Prinzip der digitalen Strahlformung kann zunächst die digitale Umsetzung der sonst bei klassischen Phased-Array-Antennen im HF-Bereich durch analoge Phasenschieber realisierten Strahlformung in Sende-/Empfangsmodulen verstanden werden. Im Digitalbereich wird diese Funktionalität durch eine einfache Multiplikation eines komplexen Gewichtungsvektors mit einem Vektor, der die komplexen Signale aller Antennenelemente enthält, realisiert. Ausgangspunkt einer digitalen Verarbeitung von Empfangssignalen der einzelnen Antennenelemente einer Antennengruppe sind die Abtastwerte dieser Signale, die unter Berücksichtigung der Empfangsbandbreite zeitlich äquidistant digitalisiert sein müssen. Wenn im vorliegenden Fall Trägerrekonstruktion und Reduktion des Signals auf die IRIDIUM-Bandbreite bereits im Zuge einer vorherigen analogen Verarbeitung erfolgt sind, besteht die verbleibende Aufgabe in der geeigneten Gewichtung und Addition der Beiträge der einzelnen Empfangsantennen. Damit ist die tatsächliche Strahlformung abgeschlossen.

In Zusammenfassung üblicher Darstellungen in der Literatur [30, 61, 72] wird das Ausgangsempfangssignal $y(k)$ für eine bestimmte Empfangsrichtung aus dem Vektor der empfangenen Signale $\mathbf{x}(k)$ durch skalare Multiplikation mit einem komplexen Gewichtungsvektor \mathbf{w} ermittelt.

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

Bei der konventionellen Strahlbildung sind die Amplituden der einzelnen Gewichtungsfaktoren gleich belegt. Die Phasen werden entsprechend der geschätzten Einfallsrichtung des Nutzsignals gewählt. Möchte man d Einfallsrichtungen gleichzeitig bearbeiten, d.h. mehrere Keulen gleichzeitig bilden, fasst man die Gewichtungsvektoren der d Einfallsrichtungen als Matrix zusammen. Der Vektor des Ausgangssignals $\mathbf{y}(t)$ lautet dann

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_d]^H \mathbf{x}(k) = \mathbf{W}^H \mathbf{x}(k).$$

Die verschiedenen Verfahren der Strahlbildung unterscheiden sich in der Wahl der Gewichtungsmatrix \mathbf{W} , die bei weiterführenden Strahlformungsverfahren abhängig von den Signal- und Rauscheigenschaften (*Optimum Beamformer*) gewählt, aber auch so dimensioniert werden können, dass bestimmte Einfallsrichtungen nicht empfangen werden (*Nullsteering Beamformer*). Für die Einbeziehung der Rauscheigenschaften wird die Kovarianzmatrix der Empfangssignale benötigt, die entweder aus der Beobachtung von Signal und Rauschen, oder wenn verfügbar, aus den Rauschsignalen ermittelt wird.

Die Einfallsrichtungen einer oder mehrerer Signalquellen können durch zeitlich parallele oder sequentielle Bildung von Keulen für alle möglichen Einfallsrichtungen und Untersuchung der Signalpegel bestimmt werden. Grundsätzlich betrachtet, handelt es sich bei dieser Aufgabenstellung um ein Parameterschätzproblem, für das alle bekannten Methoden der Parameterschätzung einsetzbar sind. Dabei kann es sich um modellbasierte Verfahren (Minimierung des quadratischen Fehlers), aber auch um statistische Verfahren der Parameterschätzung handeln. Bekannte Methoden sind unter den Bezeichnungen FBLP (*Forward Backward Linear Prediction*), MEM (*Maximum Entropy Method*), MLM (*Maximum Likelihood Method*) sowie Eigenvektor-basierte Verfahren wie MUSIC, ESPRIT und WSF (*Weighted Subspace Fitting*) in der Literatur bekannt. Viele der Verfahren sind dabei nur in besonderen Anwendungsfällen in Verbindung mit bestimmten Vielfachzugriffsverfahren sinnvoll nutzbar.

Eine einfache Methode eine Auswertung bei Antennenarrays mit äquidistanter Strahleranordnung für eine Vielzahl von möglichen Empfangsrichtungen durchzuführen, ist die bereits erwähnte zweidimensionale FFT, die numerisch effektiv z.B. bei einem Array, bestehend aus 5×5 Elementen insgesamt 25 Auswertekeulen bildet. Allerdings besitzt die FFT ein schlechtes Auflösungsvermögen, was bei einem Empfang von mehreren Signalen ein großer Nachteil ist. Des Weiteren hängt die Genauigkeit der Schätzung auch von der Diskretisierung im Orts-Frequenzbereich ab. Damit wächst der numerische Aufwand für ein zweidimensionales Array quadratisch mit der Anzahl der Diskretisierungspunkte, was auch für das hochauflösende Verfahren MUSIC gilt. Wie später in Kapitel 5.2 gezeigt wird, ist für den Online-Betrieb das ebenfalls hochauflösende ESPRIT-Verfahren geeignet, da es auch im zweidimensionalen Fall bei 5×5 Antennenelementen noch einen geringen Rechenzeitaufwand hat.

3 Realisierung des Systems

Im vorausgegangenen Kapitel wurde eine Untersuchung verschiedener Möglichkeiten zum Aufbau der Strahler und des Empfangssystems vorgenommen. Daraus wurden jeweils diejenigen Konzepte ausgewählt, die die Funktionsfähigkeit des Demonstrators mit möglichst geringem Hardware-Aufwand erfüllen.

Zur Entwicklung des passiven Arrays werden zuerst die Einzelstrahler ohne und mit Hybrid rechnerisch entworfen und optimiert. Die Ergebnisse werden anschließend messtechnisch verifiziert. Bevor das gesamte Array aufgebaut wird, muss die Strahlformungstauglichkeit anhand der Fertigung und Vermessung einer linearen Strahlerzeile überprüft werden. In der Ebene hinter dem Array schließen sich die 25 Empfängermodule und LO-Verteilungen, deren Entwurf hier kurz aufgezeigt wird, an. Ausführlich beschrieben ist der Signalerfassungsteil, der auch die Steuerung des ganzen Antennensystems beinhaltet, mit den Unterteilen Multiplexer und Steuerung, Taktrückgewinnung sowie Trägerrückgewinnung. Die letzten Unterabschnitte behandeln die Benutzeroberfläche des Demonstrators, seinen mechanischen Aufbau sowie die Spannungsversorgung.

3.1 Strahler

Mit den im vorausgegangenen Kapitel im Bezug auf mögliche Strahler- und Arraystruktur festgelegten Entwurfsparametern und ausgewählten Substratmaterialien kann nun das Strahler-Frontend entwickelt werden. Die Aufgabe besteht darin, zunächst einen planaren Einzelstrahler für zirkuläre Polarisation, welcher sich für den Einsatz als Einzelelement in einer Antennengruppe eignet, zu entwickeln und anschließend daraus das quadratische Array aufzubauen.

Die einzelnen Arbeitsschritte sind dabei:

- Entwurf und Optimierung eines dual polarisierten, planaren Einzelstrahlers in Mikrostreifen- und Streifenleitungstechnik (*Triplate*),
- Entwurf und Optimierung eines 90° -Koppelhybrids für die zirkuläre Polarisation,
- Integration und Optimierung des Einzelstrahlers mit dem 90° -Koppelhybrid,
- Erweiterung zu einer linearen Gruppe mit fünf Elementen zur Charakterisierung der Verkopplungseffekte und
- Auslegung und Optimierung eines quadratischen Strahlerarrays mit 5×5 Elementen.

3.1.1 Einzelstrahler

Aus den bereits beschriebenen Möglichkeiten des Einzelstrahlerentwurfs wird die erste Realisierung eines Strahlers in Mikrostreifenleitungstechnik durchgeführt. Die Simulation und Optimierung [45] der vorwiegend planaren Strukturen wurde mit kommerziellen, auf der Momentenmethode basierenden Simulationswerkzeugen durchgeführt. Abb. 3.1 links zeigt das optimierte Layout des Einzelstrahlers. Der aperturgekoppelte quadratische Strahler wird in diesem Fall durch zwei asymmetrisch angeordnete Speiseleitungen angeregt. Durch Anregung der zwei orthogonalen Moden mit einer Phasenverschiebung von 90° wird eine zirkular polarisierte Welle abgestrahlt. Zum Erreichen einer möglichst hohen Polarisationsreinheit ist dabei eine möglichst große Isolation der Anregungen erforderlich. Auf der rechten Seite von Abb. 3.1 sind die berechneten S-Parameter des optimierten Strahlers gezeigt. Es wurde eine Bandbreite von ca. 18 MHz bei der Betriebsfrequenz 1.62 GHz erreicht, wobei die Isolation der beiden Anregungen nahezu über der gesamten Bandbreite auf unter 20 dB reduziert werden konnte.

Dieser vorhandene Aufbau wurde nun in die Streifenleitungstechnik übertragen. Die bislang nach hinten offenen Struktur bei der Mikrostreifenleitungstechnik wird über eine zusätzliche Substratschicht mit Massefläche abgeschlossen. Mit dieser Technik lässt sich die Rückstrahlung des Speisernetzwerkes in die dahinter angeordnete Elektronik weitgehend unterdrücken.

Da durch die zusätzliche Substratschicht die physikalischen Eigenschaften des Wellenleiters verändert werden, müssen mit dem dadurch veränderten Impedanzverhalten die Speiseleitungen neu angepasst werden. Die Koppelschlitze strahlen in das durch zwei Masseflächen abgeschlossene Speisesubstrat. Durch die entstehenden Zweiplattenmoden geht Energie verloren, außerdem verschlechtern die stärkeren Kopplungseffekte in einer Arraykonfiguration Antenneneigenschaften wie z.B. Wirkungsgrad und Gewinn. Die Parallelplattenmoden werden in der üblichen Technik durch zahlreiche Durchkontaktierungen zwischen den Masseflächen abgefangen, was hier durch gesteigerten Produktionsaufwand und Mehrkosten nicht durchführbar ist.

Da die einzelnen Koppelaperturen hauptverantwortlich für die Anregung der Parallelplattenmoden sind, wurde nach einer Möglichkeit gesucht, diesen Einfluss einfach zu unterbinden. Ein Verfahren, das für linear polarisierte Strahler in Streifenleitungstechnik etabliert ist, wurde auf den hier benötigten dual polarisierten Einzelstrahler erweitert. Abb. 3.2 links zeigt das optimierte Layout. Im Gegensatz zum vorhergehenden Aufbau wurde nun versucht, die Koppelschlitze kurz zu halten. Außerdem ist es möglich durch das Einfügen von zusätzlichen Stichleitungen direkt am Schlitz die Anregung der Parallelplattenmoden zu unterdrücken. Abb. 3.2 rechts zeigt, dass eine gute Impedanzanpassung erzielt werden kann. Auch die gemessenen S-Parameter in Abb. 3.3, sowohl die Rückflussdämpfungen, als auch die Isolation zeigen sehr gute Übereinstimmung mit den errechneten Ergebnissen. Die benötigte Strahlungsbandbreite von 20 MHz kann mit diesem Aufbau realisiert werden.

Die Position und Dimensionierung der beiden rechtwinklig angeordneten Koppelaperturen und der Speiseleitungen bestimmt die Eigenschaften der Antenne. Der wichtigste Optimierungsparameter ist neben einer guten Impedanzanpassung der Wirkungsgrad. Laut Spezifikation soll die Antenne rechts zirkular polarisierte Signale mit einer Kreuzpolarisationsunterdrückung von besser als 10 dB empfangen können. Mit dem bisherigen

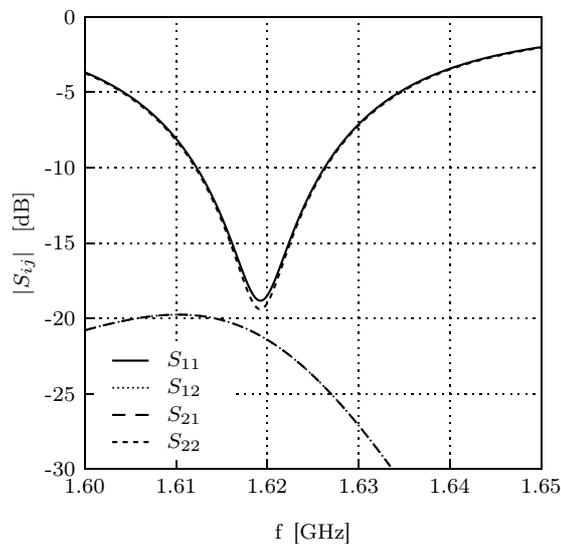
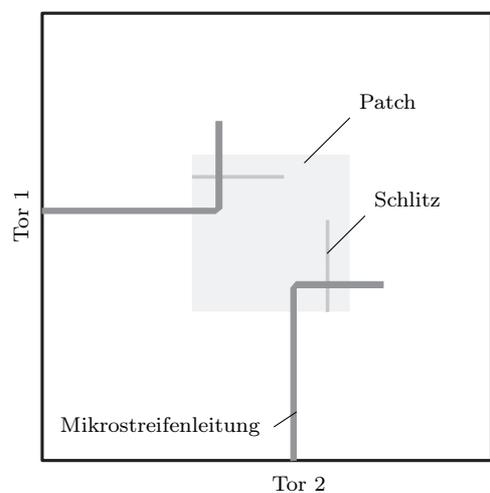


Abb. 3.1: Layout und Impedanzverhalten des Einzelstrahlers ohne 90°-Hybrid in Mikrostreifenleitungstechnik

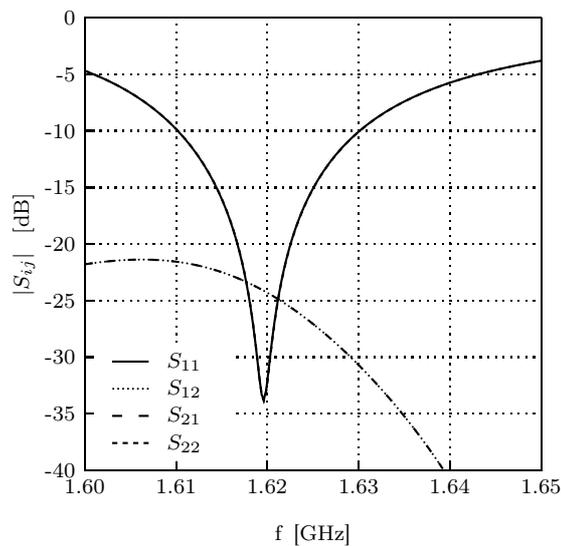
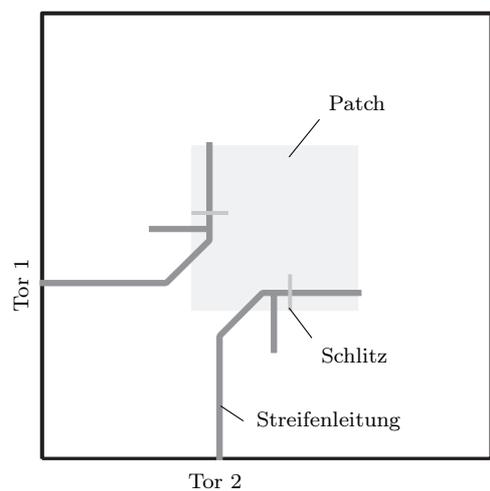


Abb. 3.2: Layout und Impedanzverhalten des Einzelstrahlers ohne 90°-Hybrid in Streifenleitungstechnik

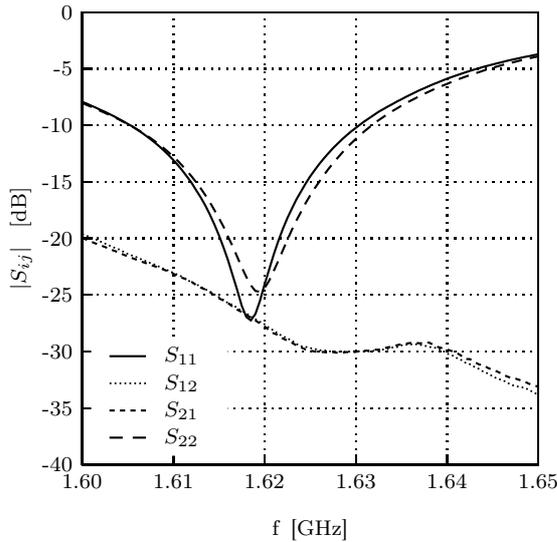


Abb. 3.3: Gemessenes Impedanzverhalten des Einzelstrahlers ohne 90° -Hybrid in Streifenleitungstechnik

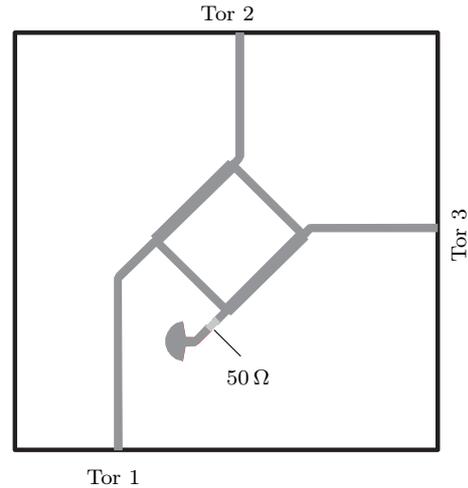


Abb. 3.4: Layout in Streifenleitungstechnik des 90° -Hybrides mit den Eingangstoren 2 und 3 und Ausgangstor 1

Entwurf des dualpolarisierten Strahlers werden jedoch alle aufgeführten Polarisationsarten im angepassten Frequenzband empfangen. Durch Einfügen eines 90° -Koppelhybrids zwischen Antennenausgang und dem Eingang des rauscharmen Vorverstärkers können zum einen die beiden Ausgänge des dual polarisierten Einzelstrahlers mit gleicher Gewichtung und guter Entkopplung zusammengelegt, zum anderen kann die 90° Phasendifferenz für die rechtszirkuläre Polarisation realisiert werden.

Die Simulation dieser komplizierteren Streifenleitungsstruktur wurde zunächst mit MDS (HP) ausgeführt. Die Optimierung des Hybrids erfolgte mit den Momentenverfahren. Abb. 3.4 zeigt das Layout des Koppelhybrids. Das Tor 4 ist mit $50\ \Omega$ abgeschlossen. Die Ergebnisse aus Simulation und Messung sind in Abb. 3.5 und Abb. 3.6 zusammengefasst. Im Optimum der Phasenaufteilung von 90° zeigt sich eine Anpassung besser als $-25\ \text{dB}$ am Tor 1 im Frequenzband ($1.621 - 1.626\ \text{GHz}$), wobei der Fehler der Phasenaufteilung sich auf ca. $\pm 5^\circ$ zwischen den Toren 2 und 3 beläuft. Die Isolation zwischen den Toren 2 und 3 ist besser als $25\ \text{dB}$. Der Pegelunterschied bei der für die zirkuläre Polarisation notwendigen $3\ \text{dB}$ -Leistungsaufteilung liegt bei weniger als $0.5\ \text{dB}$ bei der Arbeitsfrequenz $1.623\ \text{GHz}$. Mit den erreichten Ergebnissen können die geforderten Spezifikationen für die zirkuläre Polarisation erfüllt werden.

Im weiteren Vorgehen muss nun der dualpolarisierte Einzelstrahler mit dem 90° -Koppelhybrid in eine Struktur integriert werden. Folgende Punkte sind bei der Optimierung des vollständigen Einzelstrahlers wichtig:

- Geometrische Anpassung an die Lage der beiden Zweige des Strahlers,
- geringer Platzbedarf im Hinblick auf die Erweiterung zum 5×5 Array,
- geringe Wechselwirkung zwischen den Koppelschlitzten und dem Hybrid sowie
- maximaler Abstand zwischen den Koppelschlitzten und der Schnittstelle zum Empfänger.

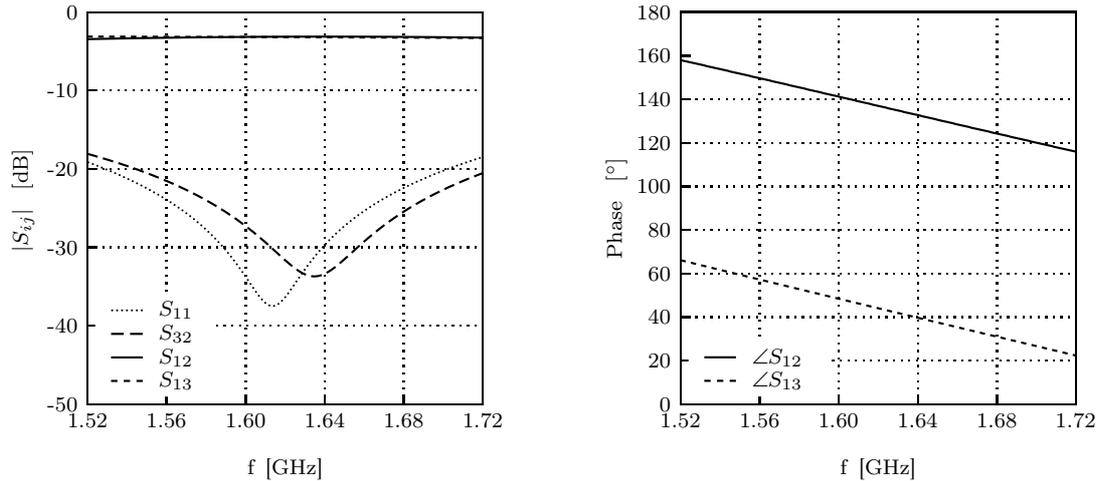


Abb. 3.5: Berechnete S-Parameter des Koppelhybrids in Streifenleitungstechnik

Das Ergebnis in Abb. 3.7 zeigt das Layout mit den geätzten Substratlagen. Im folgenden Abschnitt werden Simulations- und Messergebnisse für den Einzelstrahler mit integriertem 90°-Koppelhybrid vorgestellt. Dabei wurden die Messungen der Strahlungsdiagramme im Fernfeld auf einer Antennenmessanlage durchgeführt. Die Simulationen wurden weitgehend mit Momentenverfahren ausgeführt, bei der weiteren Feldanalyse wurde auf ein Finite-Elemente-Verfahren zurückgegriffen. Beim Vergleich von Simulation und Messung ist zu beachten, dass für die Modellierung mit der Momentenmethode unendlich ausgedehnte Substratschichten und Masseflächen angenommen werden. In der Realität führen die Oberflächenwellen innerhalb der Substratschichten zusätzlich zur Abstrahlung an den Substratkanten und Resonanzverschiebungen infolge der endlichen Masseflächen. Bei der Messung der Strahlungsdiagramme wurde deshalb die obere Massefläche künstlich vergrößert, wobei das Labormuster in eine quadratische Metallfläche mit 1.4 m Kantenlänge eingefasst wurde.

In Bild 3.8 sind die berechnete sowie die gemessene Rückflussdämpfung am Ausgang des Strahlers aufgezeichnet. Durch den Aufbau des über eine größere Bandbreite gut angepassten Hybrids wird auch eine Vergrößerung der Bandbreite des Strahlers erreicht. Eine Fehlanpassung der beiden Speiseleitungen des Strahlers kann dazu führen, dass

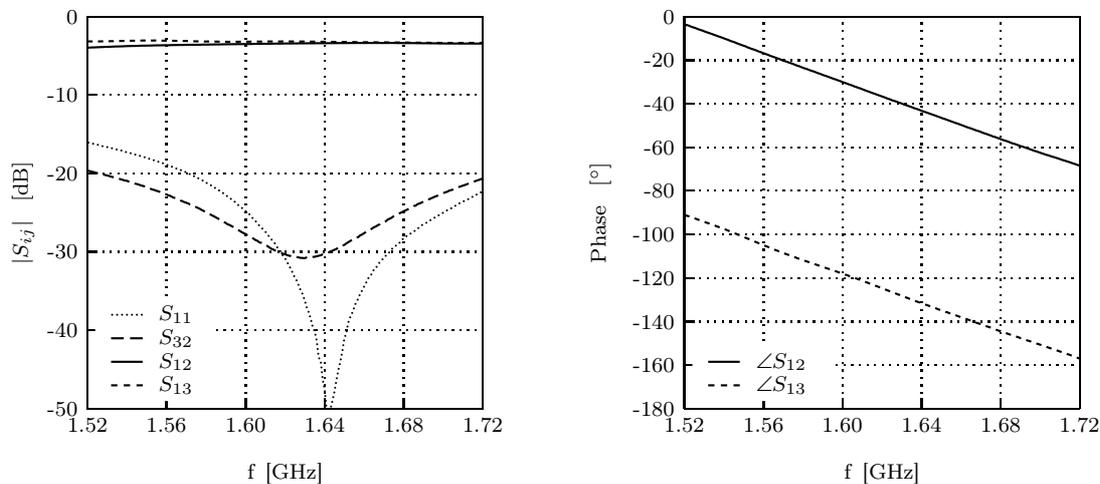


Abb. 3.6: Gemessene S-Parameter des Koppelhybrids in Streifenleitungstechnik

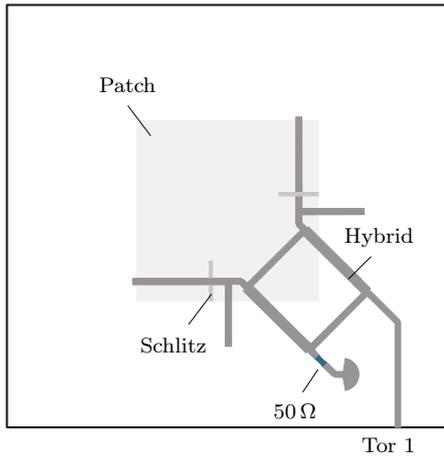


Abb. 3.7: Layout des Einzelstrahlers mit integriertem Koppelhybrid

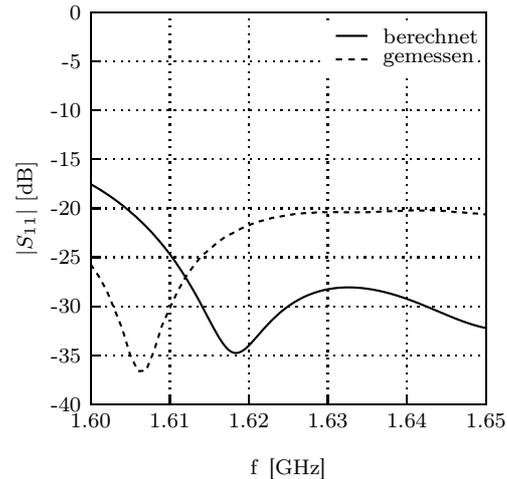


Abb. 3.8: Rückflussdämpfung des Einzelstrahlers mit integriertem Koppelhybrid

ein größerer Anteil der Empfangsleistung im $50\ \Omega$ Abschluss des Hybrids verschwindet. Das Messergebnis stimmt trotz einer leichten Frequenzverschiebung mit dem simulierten Resultat gut überein.

Im Strahlungsdiagramm von Abb. 3.9 entsprechen die gemessenen Komponenten für die linkszirkulare und für die rechtszirkulare Polarisation bei der Frequenz 1.62 GHz für die Schnittebene $\varphi = 0^\circ$ den theoretischen Erwartungen [45]. Im Gegensatz zur Simulation, in der bei Winkeln $|\varphi| > 90^\circ$ kein Feldwert erzeugt wird, sind im Experiment in diesen Bereichen Beiträge messbar. Diese sind, wie auch die symmetrischen Effekte in der rechtszirkularen Komponente, auf Beugungseffekte an der Metallplatte zurückzuführen.

3.1.2 Lineare Zeile mit fünf Elementen

Als Zwischenschritt vor dem Aufbau des kompletten Arrays wird, um die Strahlformungstauglichkeit im Arraygefüge zu prüfen, eine Strahlerzeile aufgebaut. Der Elementabstand ist mit einer halben Freiraumwellenlänge zu $\lambda/2 = 92.59\ \text{mm}$ festgelegt.

Für diesen Test wird eine lineare Zeile mit fünf Elementen aufgebaut und mit einem passiven Streifenleitungsnetzwerk mit gleicher Phase und Amplitude beschaltet. Das Verteilnetzwerk für gleiche Amplituden- und Phasenbelegung wird, wie der Hybrid, mit einem Momentenverfahren erstellt und optimiert.

In den Abb. 3.10 und 3.11 sind die berechneten Strahlungsdiagramme der linearen Zeile den auf der Antennenmessanlage gemessenen Diagrammen für die beiden Hauptschnitte $\varphi = 0^\circ$ und $\varphi = 90^\circ$ gegenübergestellt.

Im Vergleich des berechneten und des gemessenen Ergebnisses ist eine recht gute Übereinstimmung in den dargestellten Schnittebenen erkennbar. Im Unterschied zum berechneten Strahlungsdiagramm, zeigt sich in den beiden Schnittebenen bei der linkszirkularen Komponente ein Unterschied von ca. 4 dB, der auf den Einfluss des Messaufbaus zurückzuführen ist. Der gemessene Gewinn ist innerhalb der Messtoleranzen mit dem berechneten Gewinn von 11 dBiC vergleichbar.

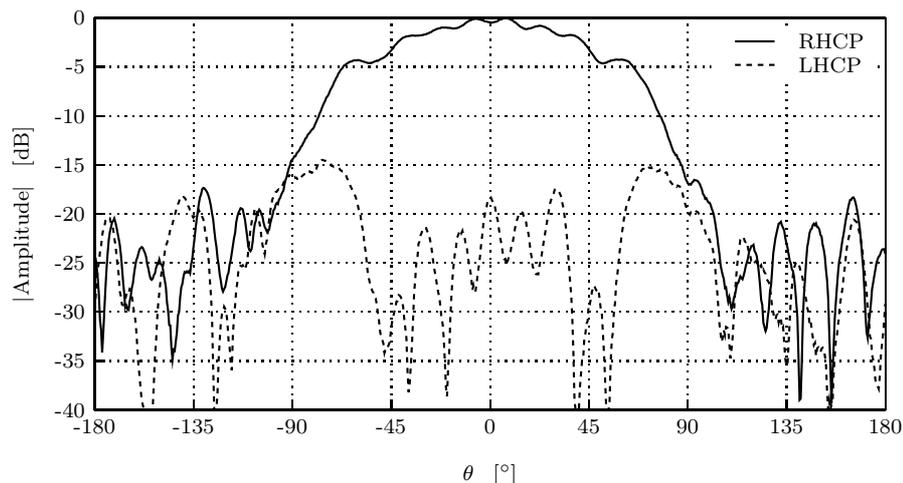


Abb. 3.9: Gemessenes Strahlungsdiagramm RHCP und LHCP für $\varphi = 0^\circ$ bei $f = 1.62$ GHz

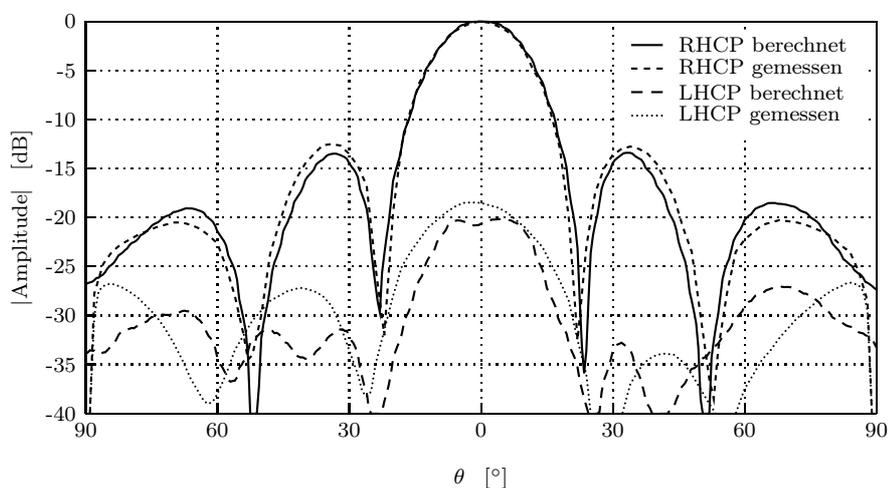


Abb. 3.10: Berechnete und gemessene Strahlungsdiagramme RHCP und LHCP der linearen Zeile für $\varphi = 0^\circ$ bei $f = 1.62$ GHz

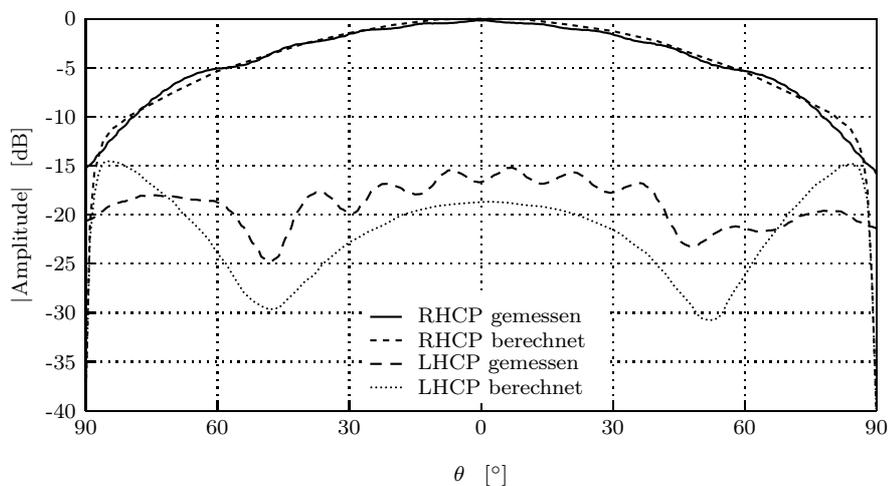


Abb. 3.11: Berechnete und gemessene Strahlungsdiagramme RHCP und LHCP der linearen Zeile für $\varphi = 90^\circ$ bei $f = 1.62$ GHz

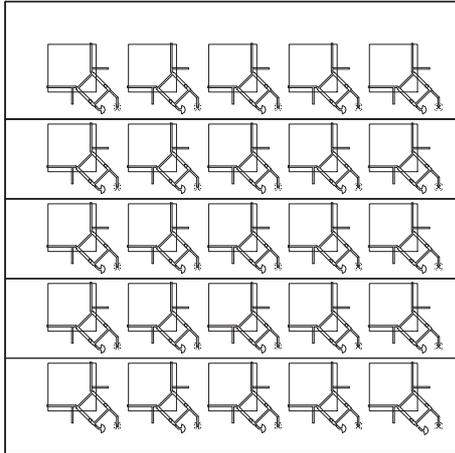


Abb. 3.12: Layout des Arrays

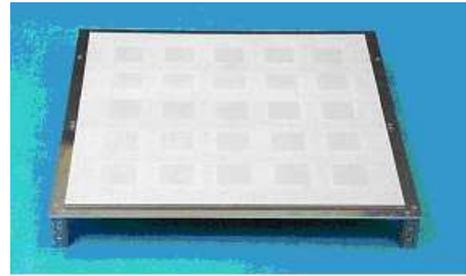


Abb. 3.13: Vorderansicht des gesamten Antennenarrays auf einer Trägerplatte

3.1.3 Array mit 5×5 Elementen

In den bisherigen Abschnitten wurden die Eigenschaften des Einzelstrahlers rechnerisch sowie messtechnisch untersucht. Im Aufbau einer einzelnen Zeile konnte das Verhalten des Strahlers im Array experimentell bestimmt werden, womit eine Abschätzung der im realen Aufbau unvermeidbaren Einflüsse der verschiedenen Verkopplungs- und Randeffekten ermöglicht wurde. Mit diesen Voruntersuchungen kann nun zur Erweiterung der Zeile auf das vollständige 5×5 -Array übergegangen werden.

Das endgültige Layout des Arrays zeigt Bild 3.12, und das gefertigte passive Array ist in Bild 3.13 dargestellt. Die einzelnen Strahler sind mit einem äquidistanten Abstand von $\lambda/2$ angeordnet. Es ergibt sich dadurch eine effektive quadratische Apertur von ca. 425 mm x 425 mm. Die Kantenlänge des Substrates wird auf 525 mm x 525 mm festgelegt, um die Randeffekte an den Substraten zu unterdrücken. Die quadratischen Strahler sind im optimierten Aufbau mit einer Kantenlänge von 55.2 mm ausgelegt, um das IRIDIUM-Frequenzband möglichst mittig bei 1.624 GHz zu treffen.

3.2 HF-Teil

Als HF-Teil des Systems werden im wesentlichen die 25 Empfangsketten bis ins Basisband, die erforderlichen LO-Verteilungsnetzwerke und die benötigten Generatoren zur Erzeugung der LO-Signale verstanden. Diese sind in den folgenden Abschnitten beschrieben.

3.2.1 Empfängermodule

Abb. 3.14 zeigt das Blockschaltbild des in Abb. 3.18 realisierten Empfängermoduls, das als Grundbaustein für das 25-Kanalsystem dient. Das Empfangssignal bei ca. 1.62 GHz wird nach rauscharmer Vorverstärkung und Filterung zunächst auf eine Zwischenfrequenz von 130.8 MHz umgesetzt. Daran schließen sich eine weitere Verstärkerstufe, ein SAW-Filter zu definierten Bandbreitenbegrenzung, ein regelbarer Verstärker und ein IQ-Mischer an. Damit ist entweder eine weitere Abwärtsmischung in ein Frequenzband im

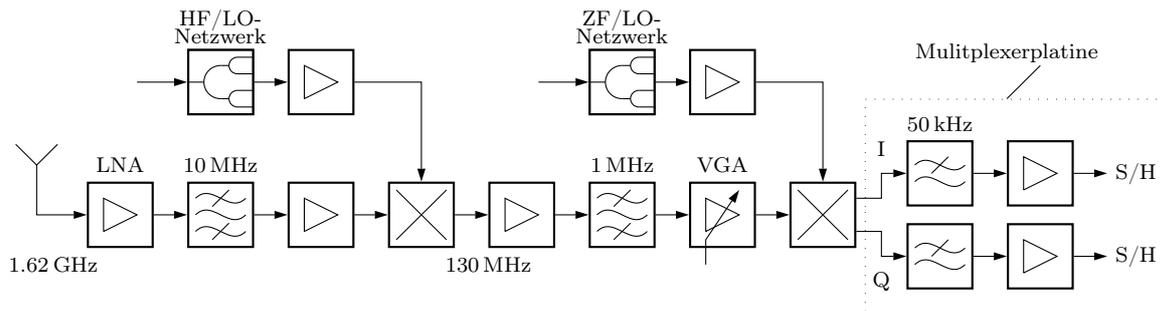


Abb. 3.14: Blockschaltbild eines Empfängermoduls

kHz-Bereich oder in Verbindung mit der außerdem realisierten Trägerrekonstruktion die erwünschte IQ-Demodulation für die QPSK modulierten Signale möglich. Auf der Multiplexerplatine werden die Basisbandsignale anschließend tiefpassgefiltert und verstärkt zur SH-Einheit geführt (s. Abschnitt 3.3.4). Um genügend Leistung für die Mischer zu erhalten, gelangen die von dem LO-Verteilnetzwerk zugeführten Lokaloszillator-Signale über je einen zusätzlichen Verstärker auf die Mischstufen. Der Leistungspegel kann mittels der eingebauten Dämpfungsglieder fest voreingestellt werden.

Das entwickelte Empfängermodul besitzt eine Leistungsaufnahme von ca. 1 W inklusive der Verstärkung für die LO-Signale. In Tab. 3.1 sind die erzielten Parameter des Empfängermoduls aufgelistet. Die Daten sind als Mittel über die realisierten Module zu verstehen. In der Realisierung des Systems ist vorgesehen, die Basisbandfilterung nicht mehr in den HF-Empfängermodulen vorzunehmen, sondern auf der Multiplexerplatine. Die Grenzpfeindlichkeit eines Einzelempfängersystems liegt damit bei durchschnittlich -119 dBm, bestimmt durch die Bandbreite der 50 kHz-Tiefpässe. Berechnet man aus der zu erwartenden Empfangsleistungsdichte für die Mitte der äußersten Satellitenzelle nach Tab. 1.1 die Empfangsleistung eines Einzelmoduls mit einem Antennengewinn von ca. 5 dBiC, erhält man einen Wert von -105 dBm. Damit liegt der minimal zu erwartende Störabstand bei ca. 14 dB.

Zur Verstärkungsabstimmung der Empfänger wird der AGC-Eingang des ZF-Mischers genutzt. Damit können die Signale jedes Moduls zwischen 50 und 95 dB in einer festen Einstellung verstärkt werden.

3.2.2 LO-Verteilung

Zur Bereitstellung der LO-Signale für die in jedem Modul vorhandenen zwei Frequenzumsetzer wurde ein LO-Verteilernetzwerk entwickelt. Es leistet eine Aufteilung der

Empfindlichkeit bei ZF-Bandbreite 1 MHz	-106 dBm
Rauschzahl	8 dB
Abstimmbereich der Verstärkung	50 – 95 dB
3 rd Order Intercept Point (Ausgang)	+10 dBm
Leistungsaufnahme (inkl. LO-Verstärker)	1 W

Tabelle 3.1: Eigenschaften eines HF-Empfängermoduls

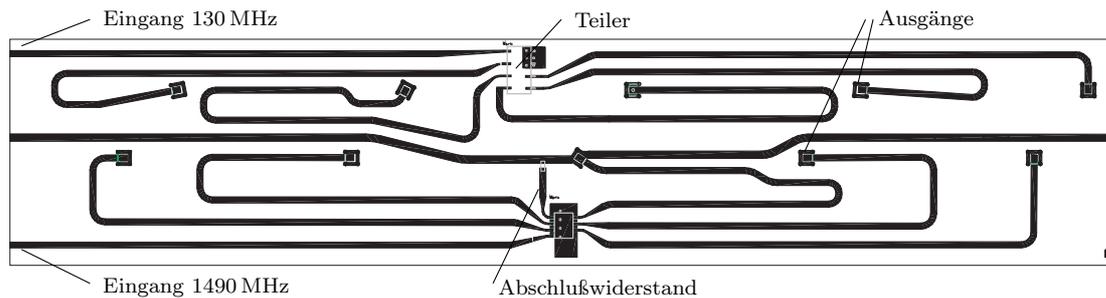


Abb. 3.15: Layout des kombinierten LO-Verteilungsnetzwerkes

LO-Signale bei circa 1.49 GHz und bei 130 MHz und deren räumliche Verteilung an die einzelnen Eingangsbuchsen von fünf in einer Reihe angeordneten Empfängermodulen in einer Schaltung. Abb. 3.15 zeigt das Layout des in Mikrostreifenleitungstechnik ausgeführten Netzwerkes, das realisierte LO-Verteilnetzwerk ist unter anderem in Abb. 3.19 dargestellt. Die eigentliche Aufteilung der beiden einzuspeisenden Signale erfolgt mittels konzentrierter, integrierter Bauteile in SMD-Technik, die Verteilung mit dem abgebildeten Netzwerk. Der Teilerbaustein für die hohe Frequenz ist aus Verfügbarkeitsgründen als 1:6-Leistungsteiler ausgeführt, der für die niedrige Frequenz ist ein 1:5 Leistungsteiler.

Die gemessenen Transmissionsdaten der so aufgebauten fünf Systemkomponenten mit jeweils zwei Netzwerken sind in Abb. 3.16 und Abb. 3.17 zusammengefasst. Die Zweige weisen eine sehr gute Symmetrie auf. Das Netzwerk für den 1. LO besitzt eine Einfügedämpfung von im Mittel etwa 1.5 dB über dem theoretischen Wert von ca. 7.8 dB für einen 1:6-Teiler. Der nicht genutzte sechste Ausgang ist mit einer in die Schaltung eingebauten Last abgeschlossen. In Tab. 3.2 sind die gemessenen Parameter des Verteilungsnetzwerkes angeführt.

3.2.3 LO-Generator für die erste Mischstufe

Wie im Systemkonzept vorgesehen, soll das Lokaloszillatorsignal auf der Empfangsstufe digital umschaltbar sein, um den Trägersprüngen aufgrund von Handover-Ereignissen folgen zu können. Es wird dazu ein integrierter, programmierbarer Synthesizer-Baustein, ein Referenzoszillator, ein Verstärker für den LO-Generator sowie ein 1:6-Leistungsteiler

Anpassung HF-Eingänge	ca. -20 dB
Anpassung HF-Ausgänge	ca. -15 dB
mittlere Einfügedämpfung des 1. LO	9.3 dB
mittlere Einfügedämpfung des 2. LO	7.6 dB
Anpassung ZF-Eingänge	ca. -19 dB
Anpassung ZF-Ausgänge	< -26 dB
Entkopplungsdämpfung zwischen Netzwerkausgängen	> 50 dB

Tabelle 3.2: Kenngrößen der LO-Verteilung

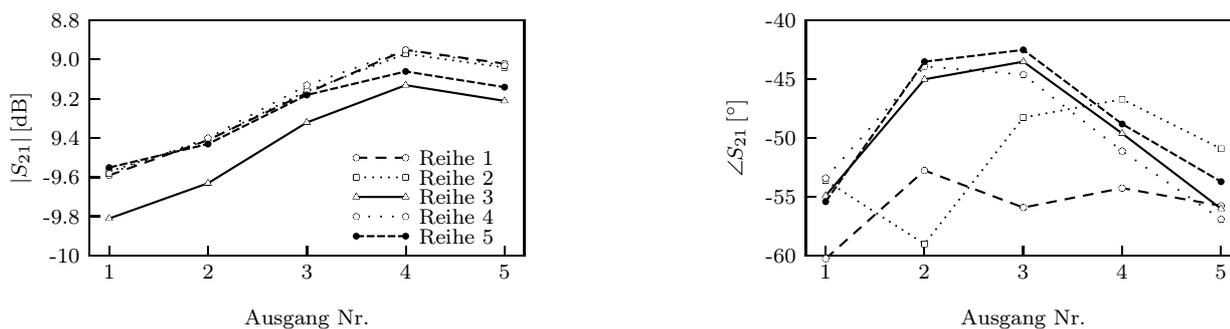


Abb. 3.16: Transmissionseigenschaften der Verteilernetzwerke für das 1.492 GHz-HF-Lokaloszillatorsignal

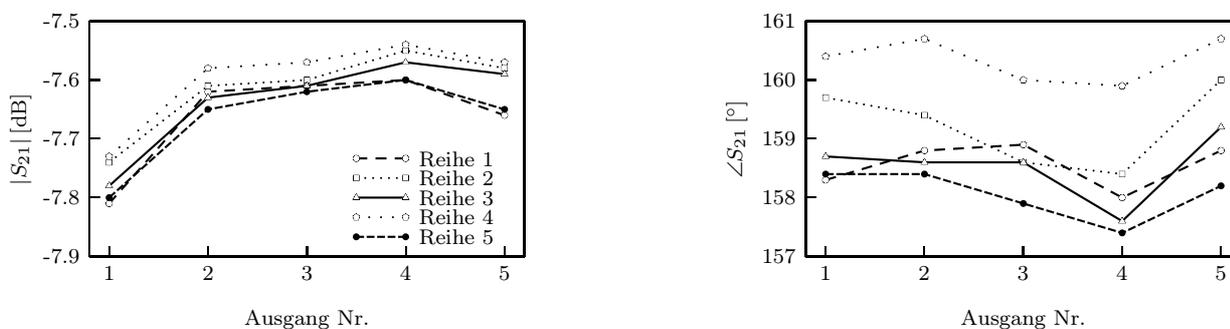


Abb. 3.17: Transmissionseigenschaften der Verteilernetzwerke für das 130 MHz-ZF-Lokaloszillatorsignal



Abb. 3.18: Einzelnes Empfängermodul

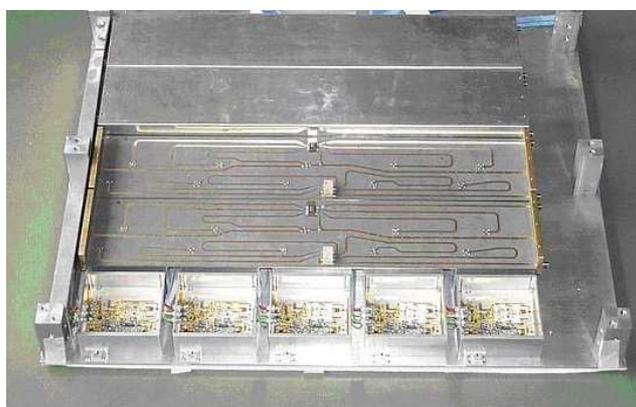


Abb. 3.19: LO-Verteilung und Empfängermodule

Ausgangsfrequenzbereich	ca. 1.3 – 1.7 GHz
Ausgangsleistung	7 – 8 dBm
Frequenzkonstanz (20 °C – 80 °C)	2 ppm
Phasenrauschen @ 100 kHz	< –96 dBc/Hz
Spurious Responses	< –58 dBc
Zweite Harmonische	< –60 dBc

Tabelle 3.3: Kenndaten des Synthesizers

zur Vorverteilung verwendet. Diese Einzelkomponenten wurden in ein gemeinsames Gehäuse integriert, damit eine LO-Versorgung für alle 5 Einzellinien des Antennensystems vorliegt. Der sechste Ausgang dient zu Testzwecken. Vom Steuerrechner aus kann eine Programmierung der Generatorausgangsfrequenz über eine RS-232-Schnittstelle erfolgen. In Tab. 3.3 sind die Kenndaten des Synthesizers zusammengefasst.

3.3 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung wurde zunächst so konzipiert, dass die aufgenommenen Datenmengen im Echtzeitbetrieb verarbeitet werden können. Um geringe Datenmengen zu erhalten, werden pro Symbol zwei Abtastwerte (Inphase- und Quadratursignal) eines jeden Einzelstrahlers aufgezeichnet. Dazu werden die Signale demoduliert, so dass sie im Basisband abgetastet werden können. Hier wurde die Demodulation mittels eines schaltungstechnisch analog bzw. digital rekonstruierten Trägers durchgeführt. Aus den bereits oben erwähnten Gründen wurde dies einer Variante mit rechnerischer Trägerrückgewinnung vorgezogen. Es kann damit erheblich an Rechenkapazität gespart werden, wodurch der Echtzeitbetrieb mit einer Prozessierung im PC erst ermöglicht wird. Die zur Demodulation notwendige Trägerfrequenz im ZF-Bereich von 130.8 MHz wird durch eine Regelschleife rekonstruiert. Eine weitere Voraussetzung ist, dass der Symboltakt (25 kHz) ebenfalls bekannt sein muss, damit zum Symbol synchron abgetastet werden kann. Dies bedeutet, dass pro Symbol nur ein Abtastwert in der Symbolmitte benötigt wird, um die Dateninformation zu erhalten. Es wurde dafür eine digitale Schaltung zur Symboltaktregenerierung entwickelt. Für die Steuerung der Signalverarbeitung wird außerdem ein zum Symboltakt synchroner Steuertakt (2.6 MHz) benötigt. Dieser wird durch eine PLL-Schaltung aus dem rekonstruierten Symboltakt erzeugt.

3.3.1 Grundaufbau

Der prinzipielle Aufbau der Datenerfassung ist in Abb. 3.20 dargestellt. Die Basisbandsignale, je 25 Inphase- und Quadratursignale, werden zunächst in 40 kHz-Tiefpassfilter, die die Bandbreite auf einen IRIDIUM-Kanal begrenzen, eingespeist. Für die Trägerrekonstruktion wird das Signalpaar eines bestimmten Verstärkers vorher abgenommen. Eine analoge Regelschleife erzeugt aus dem Vergleich der Phasenlage von Inphase- und Quadratursignal die Regelspannung für den VCO mit Mittenfrequenz 130.8 MHz. Als 2. LO gelangt das VCO-Signal zur ZF-LO-Verteilung und schließlich zum Quadraturmischer eines jeden Verstärkers, womit die Regelschleife über den Verstärker geschlossen ist,

von dem das Signalpaar stammt. LO-Verteilung und Quadraturmischer sind hier nicht eingezeichnet. Die für die Steuerung benötigten Steuertakte, der Symboltakt sowie der dazu synchrone, um den Faktor 104 vervielfachte Systemtakt, werden vorher durch digitale Schaltungen aus einem Inphase- oder Quadratursignal erzeugt. Die Steuerung wiederum erzeugt alle digitalen Takte für die Sample- und Hold-Einheit, den Multiplexer sowie die externen Steuertakte für den Wandler. Nach der Filterung durchlaufen die 50 Nutzsignale die Sample- und Hold-Einheit, die die Signale zeitlich synchron abtastet, damit die IQ-Daten vom selben Zeitpunkt nacheinander vom Multiplexer auf zwei Datenströme verteilt werden können. Anschließend werden diese von der sich im PC befindlichen AD-Wandlerkarte digitalisiert.

3.3.2 Taktrückgewinnung

Entsprechend einer Symboldauer von $80 \mu\text{s}$ liegt die Grundfrequenz des verwendeten Inphase- oder Quadratursignals bei maximal 12.5 kHz. Die Taktrückgewinnung erzeugt aus dieser maximalen Grundfrequenz eine stabile 25 kHz-Symboltaktfrequenz. Dazu wird das I- bzw. Q-Signal nach der Digitalisierung mittels Komparator in eine 16-bit Statusmaschine gespeist. Realisiert ist die Statusmaschine in einem GAL-Baustein, der benötigte 800 kHz Steuertakt wird von einem Quarzoszillator abgeleitet. Abb. 3.21 zeigt das zugehörige Prinzipschaltbild der Anordnung. Um die Funktionsweise der Statusmaschine zu verdeutlichen, ist das Timing-Diagramm in Abb. 3.23 abgebildet. Ohne Änderung des Eingangssignals wird ein 25 kHz-Signal mit einem Schieberegister (Q0 - Q4) erzeugt. Jede Änderung des Eingangs erzeugt einen kurzen Impuls, mit dem die Statusmaschine neu getriggert wird. Das höchstwertigste Bit Q4 des Schieberegisters erzeugt den Symboltakt, der mit einer maximalen Verzögerung von $1/800 \text{ kHz} = 1.25 \mu\text{s}$ dem Eingangssignal folgt.

Um aus dem Symboltakt einen synchronen Steuertakt bei 2.6 MHz zu erhalten, wird eine digitale PLL nachgeschaltet. Der Phasendetektor dieser PLL vergleicht den Symboltakt mit dem durch den Faktor 104 geteilten Steuertakt und regelt den VCO entsprechend nach.

3.3.3 Trägerrekonstruktion

Wie oben erwähnt, ist zur Umsetzung der Signale ins Basisband eine Rückgewinnung des Trägersignals notwendig. Die Rückgewinnung soll aus Rechenaufwandsgründen analog erfolgen. Eine Möglichkeit zur Trägerrekonstruktion eines QPSK modulierten Signals ist die Costas-Schleife [52]. In den Abb. 3.24 und 3.25 werden zwei verschiedene Varianten der Schleife gezeigt. Diese Regelschleifen werden entsprechend Abb. 3.22 nach der Theorie der linearen PLL [6] behandelt. Sie unterscheiden sich von den meisten PLL-Anwendungen durch den komplizierteren Aufbau des Phasendetektors. Das QPSK-Signal wird zunächst mit Hilfe eines Quadraturmischers demoduliert. Die beiden Ausgänge (Inphase / Quadratur) werden tiefpassgefiltert. Der Phasenkomparator, der sowohl analog mit 4-Quadrant Multiplizierern oder auch als digitale Schaltung durch XOR-Gattern realisiert werden kann, setzt die Phasendifferenz aus Eingangssignal und VCO-Signal in eine Regelspannung um, die nach Schleifenfilterung den VCO ansteuert.

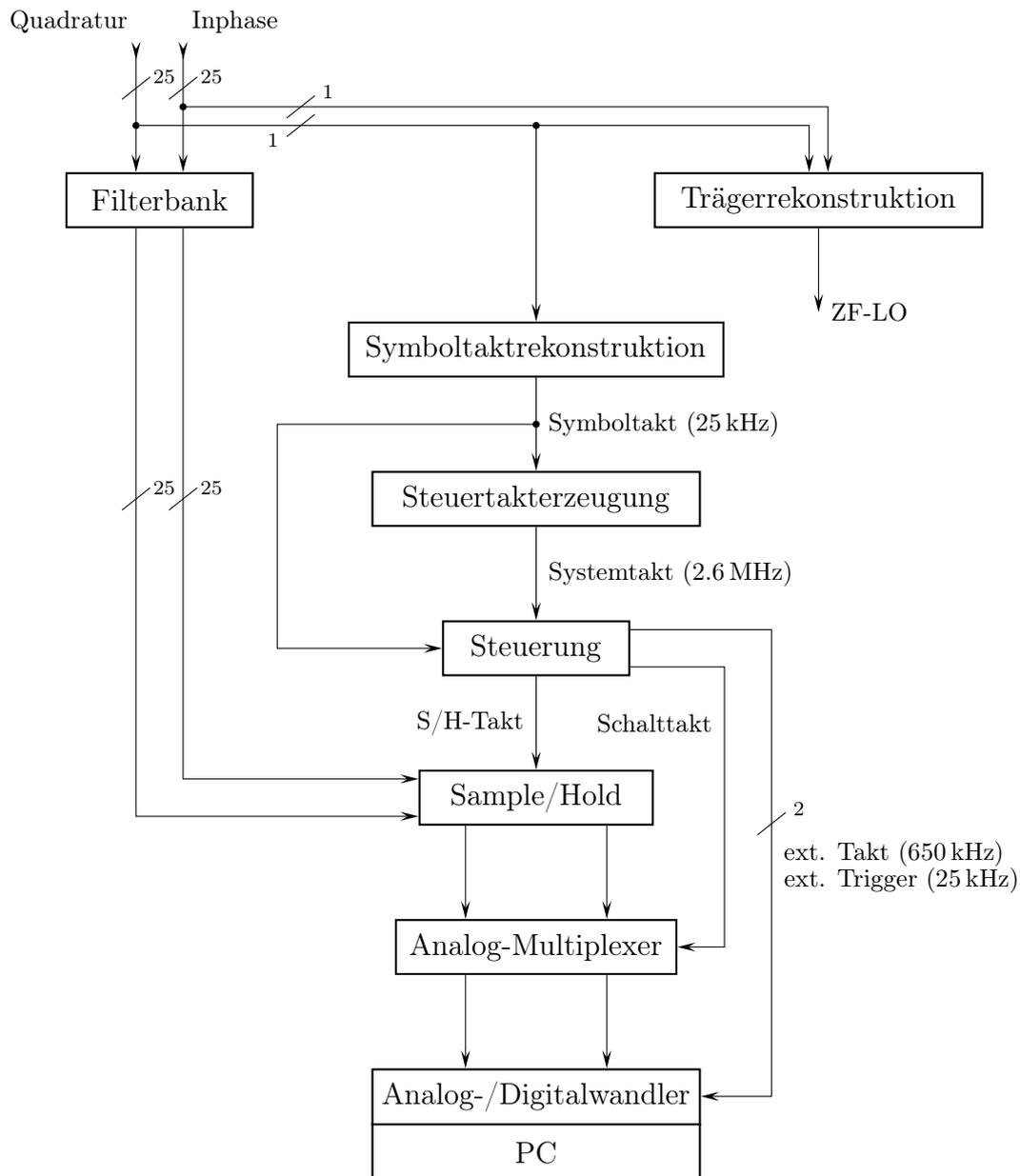


Abb. 3.20: Aufbau der Datenerfassung

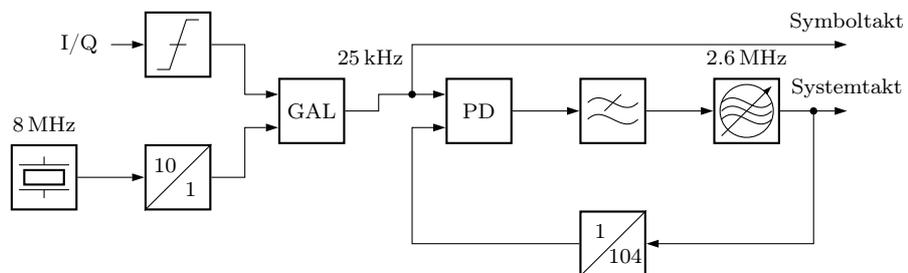


Abb. 3.21: Blockschaltbild der Taktrückgewinnung

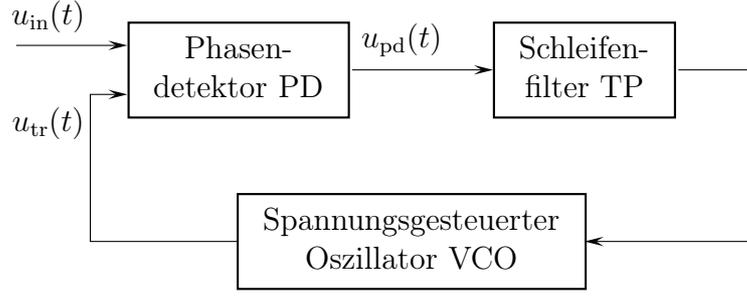


Abb. 3.22: Blockdiagramm des PLL

Phasendetektoren

Beide Costas-Schleifen (Abb. 3.24, 3.25) verwenden zur Umsetzung des QPSK modulierten Eingangssignales einen Quadraturmischer. Es wird ein Eingangssignal der Art

$$u_{\text{in}}(t) = U_0 \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (3.1)$$

angenommen, wobei φ die Phase des Eingangssignals widerspiegelt. Der LO-Eingang des Quadraturmischers wird mit

$$u_{\text{LO}}(t) = U_{\text{tr}} \sin(\omega_2 t)$$

betrieben. Damit ergeben sich die zur Mischung verwendeten internen LO-Signale des IQ-Mischers zu

$$\begin{aligned} u_{\text{LO}_1}(t) &= U_{\text{tr}} \sin(\omega_2 t) \quad \text{und} \\ u_{\text{LO}_Q}(t) &= -U_{\text{tr}} \cos(\omega_2 t). \end{aligned}$$

Der Ausgang des IQ-Mischers kann somit beschrieben werden durch

$$\begin{aligned} u_I(t) &= u_{\text{in}}(t) u_{\text{LO}_1}(t) \\ &= \frac{U_0 U_{\text{tr}}}{2} \left(\cos((\omega_1 - \omega_2)t - \varphi) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi) \right) \quad \text{und} \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} u_Q(t) &= u_{\text{in}}(t) u_{\text{LO}_Q}(t) \\ &= -\frac{U_0 U_{\text{tr}}}{2} \left(\sin((\omega_1 - \omega_2)t - \varphi) + \sin((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi) \right). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Die Anteile mit der Summenfrequenz werden durch die anschließende Tiefpassfilterung eliminiert. Im folgenden wird die Differenz $\omega_1 - \omega_2$ mit $\Delta\omega$ ersetzt. Die demodulierten Signale werden mit Hilfe eines Komparators digitalisiert, so dass die beiden begrenzten Signale $u_{\text{I}_{\text{limit}}}$ und $u_{\text{Q}_{\text{limit}}}$ als

$$\begin{aligned} u_{\text{I}_{\text{limit}}} &= K \operatorname{sgn}(u_I(t)) \quad \text{und} \\ u_{\text{Q}_{\text{limit}}} &= K \operatorname{sgn}(u_Q(t)) \end{aligned}$$

zu beschreiben sind. Gemäß Abb. 3.24 werden die beiden Signale $u_I(t)$ und $u_Q(t)$ jeweils mit den auf ihr Vorzeichen begrenzten Signalen $u_{\text{I}_{\text{limit}}}$ und $u_{\text{Q}_{\text{limit}}}$ multipliziert.

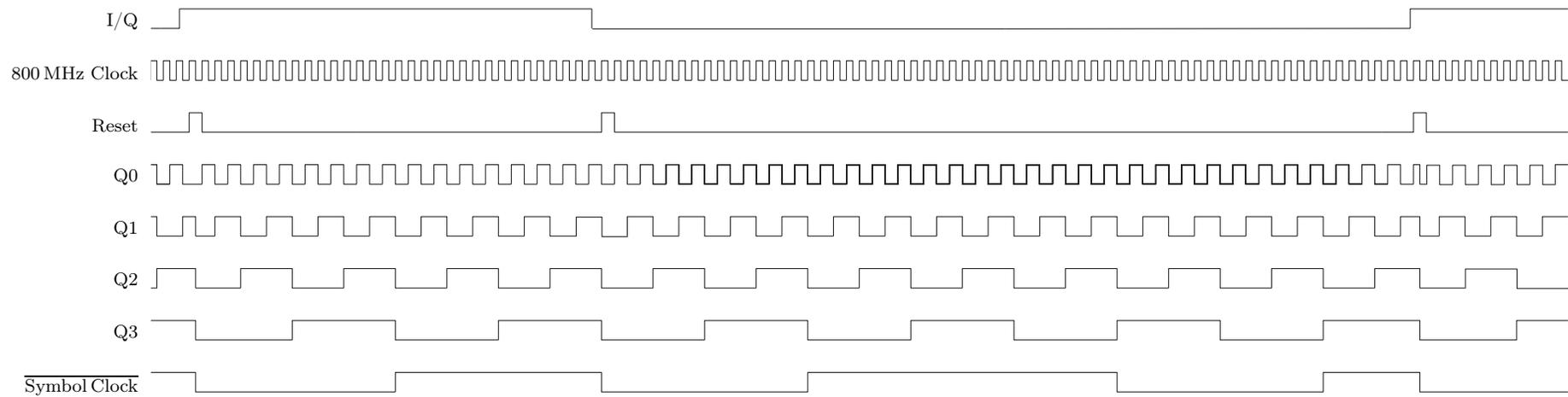


Abb. 3.23: Zeitablauf der Symboltaktrekonstruktion

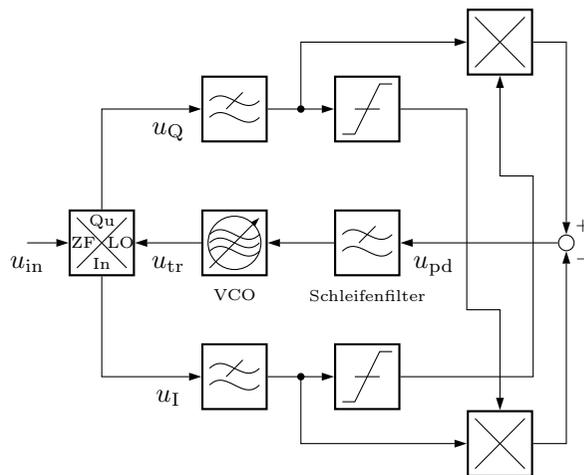


Abb. 3.24: Analoge Costas-Schleife

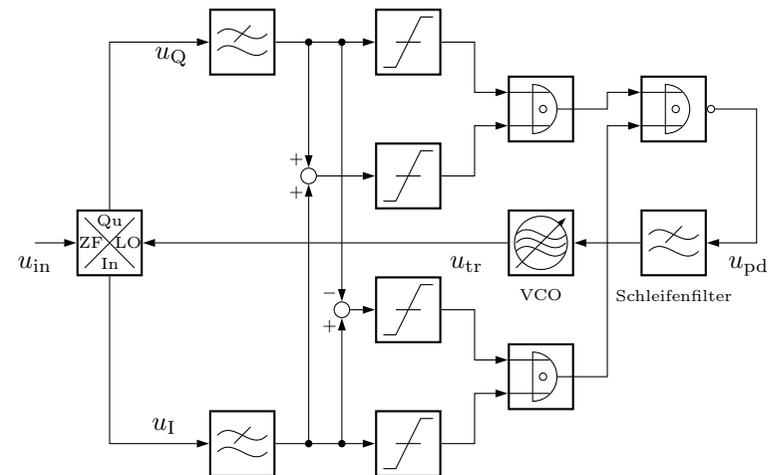


Abb. 3.25: Digitale Costas-Schleife

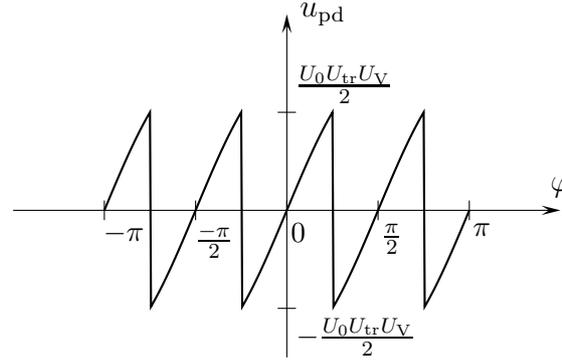


Abb. 3.26: Kennlinie des analogen Phasendetektors

Da die Begrenzung der Signale u_I und u_Q mit Hilfe von Komparatoren erfolgt, kann die Amplitude K der begrenzten Signale $u_{I\text{limit}}$, $u_{Q\text{limit}}$ in der Praxis näherungsweise durch den Betrag der symmetrischen Versorgungsspannung $\pm U_V$ der Komparatoren mit $K = U_V$ angegeben werden. Nach anschließender Subtraktion der beiden Teilsignale erhält man am Ausgang des analogen Phasendetektors

$$\begin{aligned} u_{\text{pd}}(t) &= K u_I(t) \cdot \text{sgn}(u_Q(t)) - K u_Q(t) \cdot \text{sgn}(u_I(t)) \\ &= \frac{U_0 U_{\text{tr}} U_V}{2} \left(\sin(\Delta\omega t - \varphi) \cdot \text{sgn}(\cos(\Delta\omega t - \varphi)) \right. \\ &\quad \left. - \cos(\Delta\omega t - \varphi) \cdot \text{sgn}(\sin(\Delta\omega t - \varphi)) \right). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Der Wertebereich innerhalb der äußeren Klammer von Gl. 3.4 erstreckt sich von -1 bis $+1$, d.h. die Amplitude des Ausgangssignals ist damit $\frac{U_0 U_{\text{tr}} U_V}{2}$. In Bild 3.26 ist das Ausgangssignal u_{pd} des analogen Phasendetektors in Abhängigkeit von der Phase φ des Eingangssignals u_{in} gegenüber des Trägersignals u_{tr} dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die $\frac{\pi}{2}$ -Periodizität der PD-Kennlinie wie sie zur Regelung einer Schleife notwendig ist, die durch ein QPSK-Signal gesteuert ist.

Die Steigung der Kurve bestimmt den Verstärkungsfaktor K_d des Phasendetektors. Nimmt man als Näherung die Steigung der Gl. 3.4 abschnittsweise als konstant an, so ergibt sich für den analogen Phasendetektor

$$K_d = \frac{2 U_0 U_{\text{tr}} U_V}{\pi} \quad [\text{V/rad}]. \quad (3.5)$$

Die Amplitude von u_{pd} hängt vom Pegel des Eingangssignals U_0 ab, wenn man annimmt, dass die Versorgungsspannung U_V und die VCO-Amplitude U_{tr} konstant sind. Das Regelverhalten der Schleife wird direkt durch die Größe K_d beeinflusst. Stark schwankende Eingangspegel können daher unterschiedliches Einschwingverhalten der Costas-Schleife verursachen. Da dies, wenn man auf eine Pegelregelung (AGC) verzichten möchte, für die Praxis unbrauchbar ist, erscheint es sinnvoll, auf einen Phasendetektor überzugehen, der unempfindlich für schwankende Eingangsamplituden ist.

Eine Lösung ist die Verwendung eines digitalen Phasendetektors nach Abb. 3.25 mit XOR-Gattern. Es werden zunächst die aus dem Eingangssignal demodulierten Inphase- und Quadratursignale, sowie deren Summen- und Differenzsignal von Komparatoren auf die Versorgungsspannung begrenzt. XOR-Gatter verknüpfen jeweils zwei Teilsignale

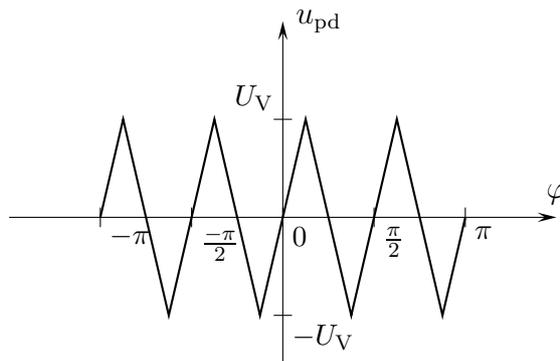


Abb. 3.27: Ausgangssignal des digitalen Phasendetektors

und anschließend die Ausgänge der ersten beiden XOR-Gatter. Damit sich die richtige Polarität für das Stellsignal ergibt, wird ein weiteres Gatter zur Invertierung angehängt. Für das Korrektursignal ergibt sich

$$u_{\text{pd}}(t) = -U_V \left((\text{sign}(u_I(t)) \oplus \text{sign}(u_{I(t)} + u_Q(t))) \oplus (\text{sign}(u_Q(t)) \oplus \text{sign}(u_{I(t)} - u_Q(t))) \right). \quad (3.6)$$

Die Korrekturspannung u_{pd} springt zwischen den Versorgungsspannungen, wobei sich die Differenzphase von Eingangs- und Trägersignal im Tastverhältnis widerspiegelt. Im eingeschwungenen Zustand ist das Tastverhältnis symmetrisch und mittelt sich zu 0, im Gegensatz zum analogen Fall, bei dem $u_{\text{pd}} = 0$ ohne Mittelung gilt. Bild 3.27 zeigt das gemittelte Ausgangssignal u_{pd} des digitalen Phasendetektors über der Differenzphase von Eingangs- und Trägersignal. Anders als beim analogen Fall ist hier der Verstärkungsfaktor des Phasendetektors K_d ausschließlich abhängig von der Versorgungsspannung.

Die Konstante des Phasendetektors lässt sich mit

$$K_d = \frac{8 U_V}{\pi} \quad [\text{V/rad}] \quad (3.7)$$

für symmetrische Versorgung $\pm U_V$ angeben, andernfalls halbiert sich der Wert.

Betrachtet man in einem IQ-Konstellationsdiagramm die Polarität der Regelspannung u_{pd} in Abhängigkeit der Phase φ von QPSK- und Trägersignal, d.h. des Symbolzustandes, ergibt sich die Darstellung in Abb. 3.28. Es gibt insgesamt 8 Teilbereiche, wobei die Polarität von einem zum nächsten Teilbereich wechselt. Für ein positives u_{pd} steigt die Frequenz bzw. die Phase des gesteuerten Oszillators wird beschleunigt, ein negatives u_{pd} bewirkt das Gegenteil. Weiterhin ist die aus der Korrekturspannung resultierende Phasendrehrichtung eingezeichnet. Es ist festzustellen, dass die Pfeile zu den Winkelhalbierenden der Quadranten zeigen, wo sich die korrekt demodulierten Zustände eines vierphasenmodulierten Signals befinden müssen. Aufgrund der Periodizität der PD-Kennlinie ist es möglich, dass sich im eingerasteten Zustand vier Phasenlagen von Trägersignal zu Eingangssignal einstellen können, d.h. die Phasenlagen sind mehrdeutig. Durch Übertragung eines bekannten Phasensynchronwortes oder durch Verwendung der Phasendifferenzkodierung (DQPSK) wie es bei IRIDIUM der Fall ist, ist dies irrelevant.

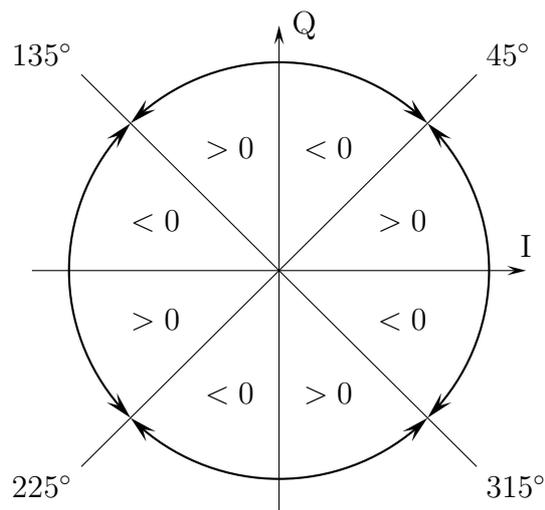


Abb. 3.28: Polarität der Korrekturspannung $u_{pd}(t)$ und resultierende Phasendrehrichtung der Costas-Schleife

VCO

Ein weiteres Element, das für die Regelschleife benötigt wird, ist der spannungsgesteuerte Oszillator. Dieser soll auf der Zwischenfrequenz 130.8 MHz betrieben werden. Da die Regelschleife zur Demodulation der mit einer maximalen Dopplerfrequenz von ca. ± 37.5 kHz behafteten IRIDIUM-Signale dimensioniert werden muss, sollte der VCO mit einer Regelspannung im Bereich $\pm U_V$ in der Lage sein diese Regelbandbreite auszusteuern. Es wurde ein eigener VCO aufgebaut, der den Anforderungen einer hier geeigneten VCO-Konstante von ca. 100 kHz/V genügt. Das dazugehörige Schaltbild ist in Abb. 3.29 dargestellt. In einer Addierstufe wird zuerst die durch das Schleifenfilter gemittelte Regelspannung u_{pd} einer einstellbaren Grundspannung u_0 , die die Mittenfrequenz des VCO bestimmt, aufaddiert. Als frequenzbestimmendes Element folgt ein LC-Schwingkreis, der mittels Kapazitätsdiode verstimmbar ist. Nachgeschaltet werden schließlich zwei weitere Verstärkerstufen, um eine Leistung bis zu +10 dBm für das Ausgangssignal des VCO u_{VCO} zu ermöglichen.

Regelschleife

Im folgenden soll das Verhalten der Regelschleife allgemein im Frequenzbereich betrachtet werden. Dazu wird die Laplace-Transformation verwendet, unter der Voraussetzung,

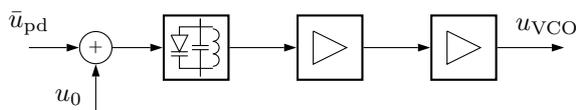


Abb. 3.29: Blockschaltbild des VCO

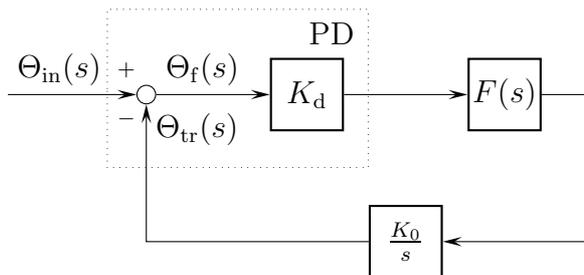


Abb. 3.30: Lineares Ersatzschaltbild des PLL

dass das Netzwerk linear ist. Bild 3.30 zeigt das lineare Ersatzschaltbild der PLL von Bild 3.22 für den Laplace-Bereich. Sie besteht aus den drei Hauptblöcken

- Phasendetektor mit dem Verstärkungsfaktor K_d ,
- Schleifenfilter mit Übertragungsfunktion $F(s)$ und
- VCO mit Verstärkungsfaktor K_0 und Übertragungsfunktion $\frac{1}{s}$.

Nachdem der Phasendetektor nur mit dem Faktor K_d modelliert wird, gelten folgende Überlegungen sowohl für den analogen als auch digitalen Phasendetektor der Costas-Schleife. Zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens wird die Phasenübertragungsfunktion der geschlossenen Schleife betrachtet. Mit der Fehlerphase

$$\Theta_f(s) = \Theta_{in}(s) - \Theta_{tr}(s) \quad (3.8)$$

ergibt sich für die Phase des VCO-Ausgangssignals

$$\Theta_{tr}(s) = \Theta_f(s) K_d F(s) \frac{K_0}{s} = (\Theta_{in}(s) - \Theta_{tr}(s)) \frac{K_d F(s) K_0}{s}, \quad (3.9)$$

und man erhält für die Phasenübertragungsfunktion $H(s)$

$$H(s) = \frac{\Theta_{tr}(s)}{\Theta_{in}(s)} = \frac{K_d K_0 F(s)}{s + K_d K_0 F(s)}. \quad (3.10)$$

Zur genaueren Bestimmung von $H(s)$ ist die Übertragungsfunktion des Schleifenfilters $F(s)$ einzubeziehen. In den meisten Fällen genügt es, einen Tiefpass erster Ordnung zu

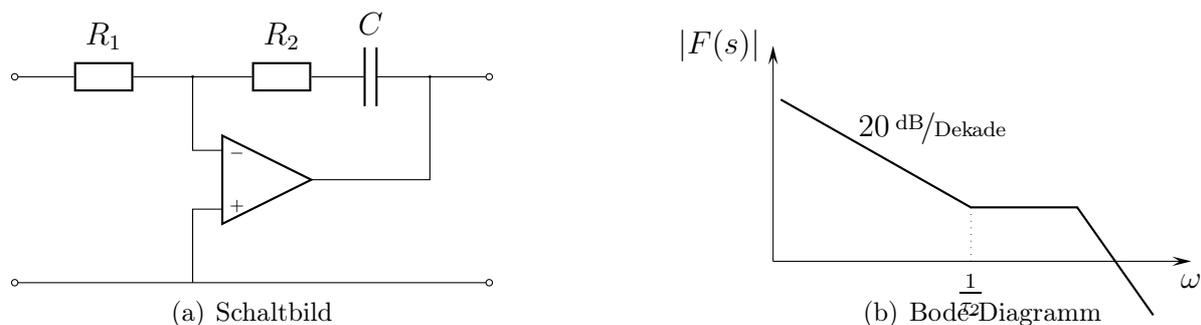


Abb. 3.31: Schleifenfilter

verwenden. Bei Filtern höherer Ordnung bedeutet jede Polstelle eine zusätzliche Phasenverschiebung, was ein Beibehalten der Stabilität erschwert. Die Bilder 3.31(a) und 3.31(b) zeigen Schaltbild und Übertragungsfunktion des hier verwendeten aktiven PI-Tiefpasses (PI: *proportional + integral*). Der PI-Tiefpass hat eine Polstelle bei $s = 0$ und verhält sich wie ein Integrator. Er wurde ausgesucht, da der Haltebereich und Ziehbereich der Schleife mit diesem Filter theoretisch gegen ∞ gehen kann. Praktisch wird dieser Bereich aber durch den Durchstimmbereich des VCO begrenzt. Unter Verwendung eines Schleifenfilters 1. Ordnung erhöht sich die Ordnung der Regelschleife auf 2, da zusätzlich zum Filter auch der VCO als Phasenintegrator eine Polstelle bei $s = 0$ aufweist. Mit $\tau_1 = R_1C$ und $\tau_2 = R_2C$ lautet die Übertragungsfunktion des Schleifenfilters

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s}. \quad (3.11)$$

Setzt man Gl. 3.11 in Gl. 3.10 ein, ergibt sich

$$H(s) = \frac{\frac{K_d K_0 \tau_2}{\tau_1} s + \frac{K_d K_0}{\tau_1}}{s^2 + \frac{K_d K_0 \tau_2}{\tau_1} s + \frac{K_d K_0}{\tau_1}}. \quad (3.12)$$

Durch die Substitutionen

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_0}{\tau_1}} \quad \text{und} \quad (3.13)$$

$$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2} \quad (3.14)$$

kann Gl. 3.12 auf folgende normierte Form

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.15)$$

gebracht werden. ω_n und ζ sind dabei die Resonanzfrequenz bzw. Dämpfung des Regelkreises. Das Produkt $K_d K_0$ bezeichnet die Schleifenverstärkung mit Dimension einer Kreisfrequenz $1/s$. Zusätzlich zur Phasenübertragungsfunktion wird die Fehlerübertragungsfunktion

$$\begin{aligned} H_f(s) &= \frac{\Theta_f}{\Theta_{in}} \\ &= 1 - H(s) \\ &= \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

definiert. Sie erlaubt es, den Verlauf des Phasenfehlers $\theta_f(t)$ aus dem gegebenen Phasensignal am Eingang $\theta_{in}(t)$ zu berechnen.

Die Darstellung im Zeitbereich für θ_f erhält man durch Rücktransformation aus dem Laplace-Bereich. In diesem Fall ist die Sprungantwort $s(t)$ von Interesse, da in der Praxis Phasen- bzw. Frequenzsprünge des Eingangssignals auftreten können. Bevor nun die Rücktransformation erfolgt muss die Übertragungsfunktion mit dem Faktor $1/s$ als Pendant eines idealen Sprunges im Frequenzbereich multipliziert werden.

$$S(s) = \frac{1}{s} H_f(s)$$

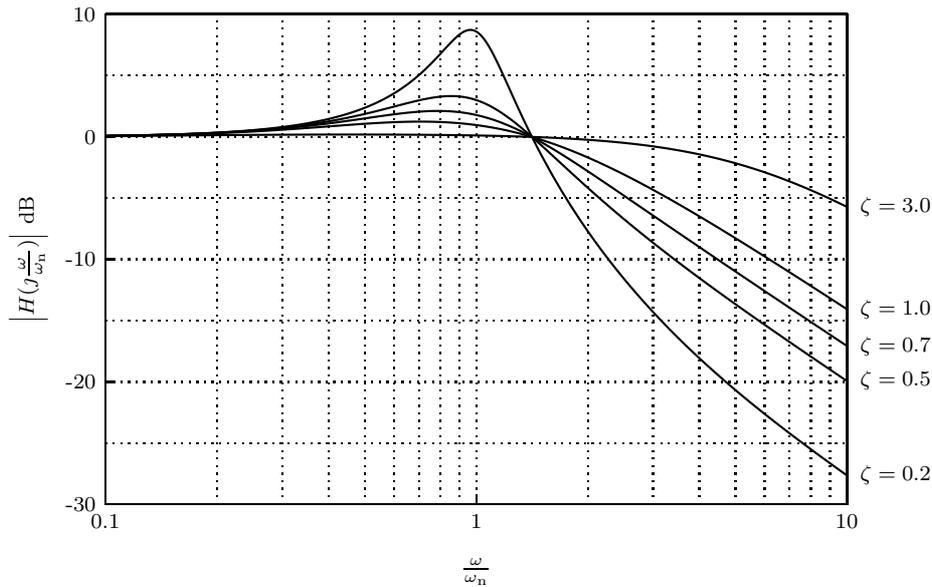


Abb. 3.32: Bode-Diagramm der Phasenübertragungsfunktion

Für die Sprungantwort $s(t) = \theta_f(t)$ des Phasenfehlers ergibt sich

$$\theta_f(t) = \exp^{-\zeta\omega_n t} \left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right) - \cos\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right) \right). \quad (3.17)$$

Abb. 3.32 zeigt die Phasenübertragungsfunktion der Schleife in Abhängigkeit der auf die Resonanzfrequenz ω_n normierten Kreisfrequenz und mit dem Dämpfungsfaktor ζ als Parameter. Die PLL weist ein Tiefpassverhalten auf. Sie hat für Frequenzanteile des Eingangssignals im Bereich $0 < \omega < \omega_n$ in etwa die Verstärkung 1, d.h. heißt das Ausgangssignal kann dem Eingangssignal folgen. Ist das Frequenzspektrum des Eingangssignals wesentlich größer als ω_n , dann ist die Verstärkung der Regelschleife sehr gering, was bedeutet, dass das System die Phasenänderung am Eingang nicht mehr ausregeln kann.

Von großer Bedeutung für die Stabilität und das Einschwingverhalten der Schleife ist der Dämpfungsfaktor ζ . Für Dämpfungsfaktoren, die sehr klein sind (z.B. $\zeta = 0.2$) ist eine große Resonanzüberhöhung in Bild 3.32 festzustellen. Betrachtet man bei gleichem Dämpfungsfaktor den Phasenfehler in Abb. 3.33, ist ein großes Überschwingen festzustellen, wenn man einen Phasensprung am Eingang anlegt. Für $\zeta > 1$ wird das Einschwingverhalten aperiodisch, die Überschwinger verschwinden. Allerdings schwingt sich das System sehr langsam ein. Ein guter Kompromiss zwischen schnellem Einschwingverhalten, geringem Überschwingen und kleiner Rauschbandbreite wird bei einem Dämpfungsfaktor $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ erreicht [6, 64], weshalb dieser Wert bei der weiteren Dimensionierung verwendet wird.

Stabilität

In diesem Abschnitt soll nun auf die Stabilität des dynamischen Systems eingegangen werden. Grundvoraussetzung ist zunächst die asymptotische Stabilität des Systems, die

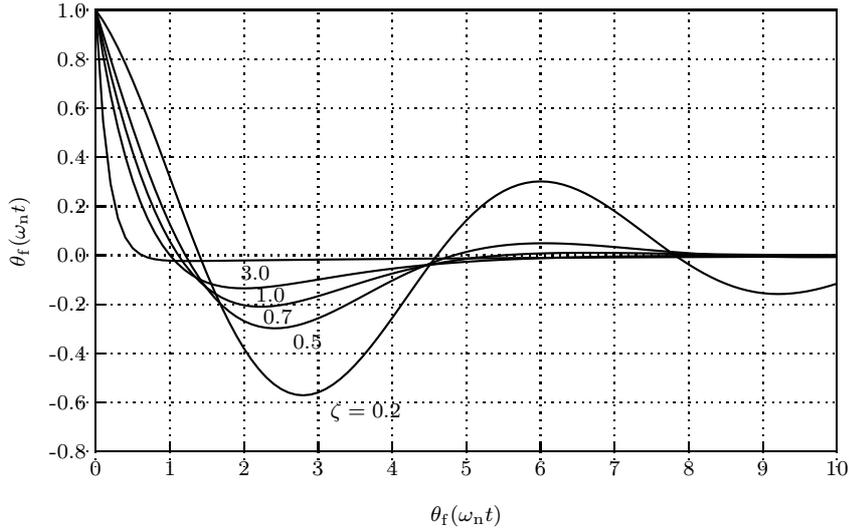


Abb. 3.33: Phasensprungantwort

dadurch definiert ist, dass die Eigenwerte der Gl. 3.15

$$\lambda_{1/2} = -\omega_n \zeta \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.18)$$

einen negativen Realteil aufweisen. Der Realteil der Eigenwerte wird nur negativ, wenn die Dämpfungskonstante ζ positiv ist, d.h. die Impulsantwort der Schleife ist abklingend.

Eine genauere Betrachtung der Stabilitätsverhältnisse ist mit dem Nyquist-Verfahren möglich, bei dem ausgehend vom Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion $H_0(j\omega)$ der aufgeschnittenen Regelschleife eine Stabilitätsaussage zum geschlossenen Regelkreis gemacht werden kann [64]. Für den offenen Regelkreis errechnet sich die Übertragungsfunktion

$$H_0(s) = -K_d F(s) \frac{K_0}{s} = -K_d K_0 \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s^2}. \quad (3.19)$$

Substituiert man τ_1 durch Gl. 3.13 und τ_2 durch Gl. 3.14 erhält man für $s = j\omega$

$$H_0(j\omega) = -\frac{1 + j \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}. \quad (3.20)$$

Die Stabilitätsbedingung besagt nun, dass der Phasenrand φ_R (Phasenreserve), definiert durch die Phasendifferenz von π und der Phase der Übertragungsfunktion $H_0(j\omega)$ bei der Amplitudendurchtrittsfrequenz ω_A , positiv sein muss. Die Amplitudendurchtrittsfrequenz ist diejenige Frequenz, bei der

$$|H_0(j\omega_A)| = 1 \quad (3.21)$$

gilt. Die Lösung (positive Wurzel) der aus der Definitionsgleichung Gl. 3.21 sich ergebende quadratische Gleichung für die Amplitudendurchtrittsfrequenz lautet

$$\frac{\omega_A}{\omega_n} = \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1}}. \quad (3.22)$$

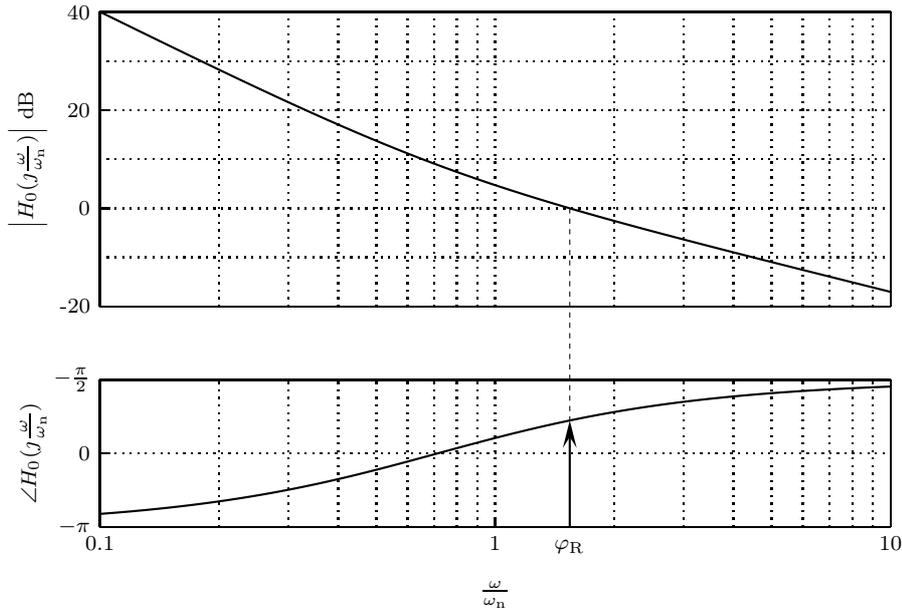


Abb. 3.34: Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion $H_0(j\omega)$ der offenen Regelschleife für $\zeta = 0.7$

Die Phase ergibt sich aus Gl. 3.20 und ist für ω_A

$$\varphi = \arctan \left(2\zeta \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1}} \right) - \pi,$$

die Phasenreserve φ_R wird damit zu

$$\varphi_R = \arctan \left(2\zeta \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1}} \right). \quad (3.23)$$

Die Phasenreserve ist ein Maß für die Dämpfung von Einschwingvorgängen. Nach [64] sollte für ein überschwingungsarmes Verhalten $50^\circ < \varphi_R < 70^\circ$, für aperiodisches Verhalten $\varphi_R > 80^\circ$ angestrebt werden. Für $\zeta = 0.7$ ergibt sich $\varphi_R = 65.2^\circ$. Da dieser Wert positiv ist, gilt damit der geschlossene Regelkreis als stabil. In Abb. 3.34 ist das Bode-Diagramm für diesen Dämpfungsfaktor dargestellt.

Rauschen

Alle bisherigen Betrachtungen berücksichtigen nicht das Rauschverhalten. Folgender Abschnitt soll nun kurz die für die weitere Auslegung des Regelkreises wichtigen Rauscheinflüsse nach [6, 20, 26] erläutern.

Nehmen wir zunächst weißes Rauschen am Eingang des PLL an. Das rauschfrei angenommene Eingangssignal hat die Bandbreite B_{in} , welche durch ein Vorfilter, bzw. hier durch das ZF-Filter, gegeben ist. Durch Überlagerung des Eingangssignals mit einem Rauschsignal verschieben sich die Nulldurchgänge des Gesamtsignals, es entsteht ein zusätzliches Phasenrauschen bzw. Phasenjitter θ_{rin} . Nach [20] berechnet sich der Effektivwert des Phasenrauschens am Eingang der Schleife umgekehrt proportional zum Störabstand am Eingang:

$$\overline{\theta_{rin}^2(t)} = \frac{1}{2 SNR_{in}}. \quad (3.24)$$

Da das Rauschen über die Bandbreite B_{in} gleichverteilt ist, kann man das Phasenrauschen $\overline{\theta_{\text{rin}}^2}$ auch als Produkt einer konstanten spektralen Rauschleistungsdichte $\overline{\Theta_{\text{rin}}^2}$ und der Bandbreite $B_{\text{in}}/2$ betrachten [6]. Die Rauschleistungsdichte

$$\overline{\Theta_{\text{rin}}^2} = \frac{\overline{\theta_{\text{rin}}^2}}{B_{\text{in}}/2}, \quad (3.25)$$

wird eingeführt um den Einfluss des Regelkreises im Frequenzbereich mit Hilfe der Übertragungsfunktion der geschlossenen Schleife $H(j\omega)$ einfacher darstellen zu können.

Die Phasenrauschleistung $\overline{\theta_{\text{ra}}^2}$ am Ausgang der Schleife erhält man, wenn man die Phasenrauschdichte am Eingang mit dem Betragsquadrat der Übertragungsfunktion der Regelschleife multipliziert und das Produkt aus dem Spektralbereich rücktransformiert

$$\overline{\theta_{\text{ra}}^2(t)} = \overline{\Theta_{\text{rin}}^2} \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df, \quad (3.26)$$

wobei das Integral die Rauschbandbreite B_{s} der Schleife definiert:

$$B_{\text{s}} = \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df,$$

Führt man das Integral für eine PLL 2. Ordnung mit aktivem PI-Filter (Gl. 3.15) aus, ergibt sich die Rauschbandbreite zu

$$B_{\text{s}} = \frac{\omega_{\text{n}}}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right). \quad (3.27)$$

Anstelle von Gl. 3.26 kann man

$$\overline{\theta_{\text{ra}}^2} = \overline{\Theta_{\text{rin}}^2} B_{\text{s}} \quad (3.28)$$

schreiben und analog zu Gl. 3.24 für den Ausgang der Schleife

$$\overline{\theta_{\text{ra}}^2} = \frac{1}{2 SNR_{\text{s}}} \quad (3.29)$$

definieren. Setzt man nun die Gln. 3.28 und 3.29 gleich, ersetzt die Rauschleistungsdichte $\overline{\Theta_{\text{rin}}^2}$ durch Gl. 3.25 und $\overline{\theta_{\text{ra}}^2}$ durch Gl. 3.24, erhält man als Ausdruck für den Signal-Rausch-Abstand der Regelschleife

$$SNR_{\text{s}} = SNR_{\text{in}} \frac{B_{\text{in}}}{2 B_{\text{s}}}. \quad (3.30)$$

Dies besagt, dass die Schleife den SNR am Eingang um den Faktor $B_{\text{in}}/2 B_{\text{s}}$ verbessert. Damit ist es vorteilhaft eine möglichst kleine Rauschbandbreite B_{s} zu wählen. Nach [6] ist mindestens ein Störabstand $SNR_{\text{s}} > 6$ dB am Schleifenausgang notwendig, damit ein stabiles Arbeiten des Regelkreises möglich ist.

Dimensionierung

Zur Dimensionierung wird zunächst der gewünschte Fangbereich $\Delta\omega_1$ (*Lock Range*) der Schleife festgelegt. Durch die hohe Geschwindigkeit der auf niedriger Umlaufbahn fliegenden Iridium-Satelliten (785 km), ist mit einer nicht unerheblichen Dopplerverschiebung der empfangenen Signale von ca. ± 37.5 kHz zu rechnen. Der Fangbereich der Schleife wird auf

$$\Delta\omega_1 = \pm 100 \text{ kHz} \quad (3.31)$$

festgelegt, da man zur Dopplerverschiebung zusätzlich den Temperaturgang des VCO mit einer Verschiebung der Mittenfrequenz $\omega_0 = 2\pi \cdot 130.8$ MHz um ± 30 kHz einbeziehen muss. Der Fangbereich ist mit dem maximalen Frequenzsprung $\Delta\omega_f$ des Eingangssignals definiert, für den die Schleife innerhalb eines Schwingungszuges der Differenzfrequenz von Eingangs- und Ausgangssignal einrastet [6]. Dazu muss die Verstärkung der offenen Regelschleife genauso groß sein wie die Differenzfrequenz.

$$\Delta\omega_f = K_0 K_d |F(j\Delta\omega_f)| \quad (3.32)$$

Da in der Praxis der Fangbereich immer größer ist als die Eckfrequenz des Filters $1/\tau_2$, gilt als Näherung für die Übertragungsfunktion des Filters

$$|F(j\omega)| \approx \frac{\tau_2}{\tau_1}. \quad (3.33)$$

Ersetzt man in Gl. 3.32 K_0 und K_D aus den Gl. 3.13 und 3.14, sowie $|F(j\omega)|$ durch Gl. 3.33 ergibt sich

$$\Delta\omega_1 \approx 2\zeta\omega_n. \quad (3.34)$$

Die Dauer des Fangvorgangs, die Fangzeit T_1 , (*Lock-in Time*) beträgt ungefähr eine Periode der gedämpften Schwingung,

$$T_1 \approx \frac{2\pi}{\omega_n}. \quad (3.35)$$

Der Dämpfungsfaktor ζ wird zu 0.7 gewählt, so dass die PLL eine möglichst schnelle Reaktion auf Phasen- oder Frequenzsprünge des Eingangssignals und geringes Überschwingen zeigt. Da mit Gl. 3.34 die Resonanzfrequenz bestimmt werden kann, können mit den Gl. 3.13 und Gl. 3.14 die Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 des Schleifenfilters bestimmt werden. Mit den bekannten Verstärkungsfaktoren K_0 und K_D ist mit den Zeitkonstanten die PLL dimensioniert.

Zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens sind weitere Parameter von Interesse. Als Haltebereich $\Delta\omega_h$ (*Hold Range*) der PLL wird derjenige Abstand der Eingangsfrequenz von der Ruhfrequenz ω_0 angesehen, bei dem der Phasenfehler ϑ_f im eingeschwungenen Zustand maximal, d.h. für den digitalen Phasendetektor $\pi/8$ wird. Die Definitionsgleichung ist analog [6]

$$\Delta\omega_h = K_d K_0 F(0) \frac{\pi}{8}. \quad (3.36)$$

Ruhefrequenz	ω_0	130.8 MHz
Phasendetektor-Verstärkung	K_d	30.6 V/rad
VCO-Verstärkung	K_0	70 kHz/V
Dämpfungskonstante	ζ	0.7
Phasenrand	φ_R	65.2°
Eigenfrequenz der Schleife	ω_n	70 kHz
Eckfrequenz des Schleifenfilters	$1/\tau_2$	50 kHz
Eingangsbandbreite	B_{in}	100 kHz
Eingangsstörabstand	SNR_{in}	11 dB
Rauschbandbreite der Schleife	B_s	37 kHz
Störverhältnis der Schleife	SNR_s	12.3 dB
Fangbereich	$\Delta\omega_1$	±100 kHz
Fangzeit	T_1	90 μs

Tabelle 3.4: Eigenschaften der Costas-Schleife

Die Gleichspannungsverstärkung $F(0)$ des aktiven PI-Schleifenfilters (s. Gl. 3.11) geht durch den Pol bei $s = 0$ gegen Unendlich, womit auch für den Haltebereich theoretisch

$$\Delta\omega_h \rightarrow \infty.$$

gilt. Wie bereits erwähnt ist der Haltebereich in der Realität durch den Abstimmbereich des spannungsgesteuerten Oszillators begrenzt. Wenn der Frequenzoffset zwischen Eingangs- und VCO-Signal größer ist als der Fangbereich, jedoch kleiner ist als der Ziehbereich $\Delta\omega_p$ (*Pull-in Range*), rastet die PLL nach vielen Schwingungszügen der Differenzfrequenz von Eingangs- und VCO-Frequenz, die sich langsam zur Eingangsfrequenz hochzieht, ein. Nach [6] gilt für den Ziehbereich für das aktive PI-Filter durch dessen unendliche Gleichsignalverstärkung

$$\Delta\omega_p \rightarrow \infty,$$

die Dauer des Ziehvorganges (*Pull-in Time*) wird näherungsweise mit

$$T_p \approx \left(\frac{8}{\pi}\right)^2 \frac{\Delta\omega_0^2}{\zeta\omega_n^3} \quad (3.37)$$

angeben, wobei $\Delta\omega_0$ den Frequenzoffset von Eingangs- und Referenzsignal bezeichnet.

In Tabelle 3.4 sind die gewählten, gegebenen und die aus obigen Formeln errechneten Parameter der Costas-Schleife für den digitalen Phasendetektor aufgelistet.

3.3.4 Multiplexer

Die Multiplexereinheit in Abb. 3.35 besteht zunächst aus einer Filterbank mit Switched-Capacitor-Tiefpässen für jedes Inphase- und Quadratursignal. Die Grenzfrequenz ist durch einen veränderbaren Steuertakt der Filter von 12.5 kHz bis 50 kHz einstellbar. Auf die Filterung folgt für jedes Signal ein Sample- und Hold- Glied. Die SH-Glieder werden parallel von einem Takt angesteuert, d.h. die Werte aller Signale werden zum

selben Zeitpunkt gehalten und später abgetastet, was Vorteile in der Signalverarbeitung bringt, da die Zeitverschiebung bei einer sequentiellen Abtastung der einzelnen Elemente rechnerisch nicht mehr berücksichtigt werden muss.

Für die Analog-/Digitalwandlung wird eine kommerzielle Wandlerkarte mit 2 parallelen Wandlereingängen, sowie externen Trigger- und Takteingang verwendet. Es liegt daher nahe, die vom Multiplexer hintereinander umgeschalteten 25 Inphase- und 25 Quadratursignale parallel auf die 2 Wandlerkanäle zu verteilen. Als Umschalter werden 4 Video-Crosspoint-Switch-Bausteine mit jeweils 16 Eingängen, die auf einen Ausgang programmiert sind, verwendet. Die Verteilung der je 25 Signale auf die Eingänge der Bausteine erfolgt für I und Q symmetrisch, so dass die Steuersignale für die Schalterbausteine ebenfalls symmetrisch verzweigt werden können.

Alle Steuersignale für SH-Glieder, Schalterbausteine und AD-Wandlerkarte werden von einem CPLD-Baustein erzeugt. Das CPLD kann mit Hilfe der Hardware-Programmiersprache VHDL und entsprechender Programmierleitungen zum Baustein auf der Platine programmiert werden.

Eingänge der CPLD-Steuerung sind Symboltakt und Systemtakt. Der Steuerablauf nach Abb. 3.36 ist so angelegt, dass innerhalb eines Symbols die Messdaten der Einzelstrahler in der Mitte des Symbols, d.h. bei fallender Flanke des Symboltaktes, die den SH-Impuls auslöst, gehalten werden. Darauf werden die gehaltenen Signale, sobald sie am Ausgang der SH-Glieder fest anliegen, sequentiell in der Zeitdauer des restlichen Symbols sowie der 1. Hälfte des folgenden Symbols von den Schaltern zum Wandler durchgeschaltet und digitalisiert. Damit am Wandler die Werte vor der Digitalisierung fest anliegen, ist der Wandlertakt zum Umschalttakt zeitlich versetzt.

Umschalt- bzw. Wandlertakt haben mit 650 kHz die 26fache Symbolfrequenz, da 25 reelle Antennen und eine virtuelle Antenne durchgeschaltet werden. Die virtuelle 26. Antenne ist aus der Gray-Codierung einer Statusmaschine im CPLD entstanden. Im Gray-Code wechselt immer nur ein Bit, wodurch ein fehlerhafter Zwischenzustand (*Glitch*) durch das zeitlich versetzte Umschalten von mehreren Bits vermieden wird. Die Gray-Codierung ist nur bei gerader Elementzahl möglich. Für die virtuelle Antenne wurden die entsprechenden Eingänge an den Schalterbausteinen auf Masse gelegt. Dies hat den Vorteil, dass im Datenstrom das Ende eines Schaltzyklus an der Stelle erkannt werden kann, an der in beiden Wandlerkanälen zum selben Zeitpunkt die Werte 0 sind, was bei der Zuordnung der Daten zur entsprechenden Antenne in der Prozessierung wichtig ist. Der Systemtakt wurde mit dem 4fachen der Schaltfrequenz realisiert, damit zeitliche Verschiebungen, z.B. zwischen Schalt- und Wandlertakten erzeugt werden können. Die Triggerung der Wandlerkarte erfolgt im Abtasttakt vor der ersten Antenne A1, d.h. kurz nachdem die virtuelle Antenne vom vorausgehenden Symbol abgetastet wurde.

3.4 Benutzeroberfläche

Zur Bedienung des Antennensystems, besonders für Messungen im Labor und am Antennenmessstand, wurde eine Benutzeroberfläche (Abb. 3.38) in MATLAB entwickelt, von der aus Rohdaten sowie einfach prozessierte Daten der Gruppenantenne gleichzeitig visualisiert werden können. Zusätzlich einzustellen sind Parameter der Wandlerkarte,

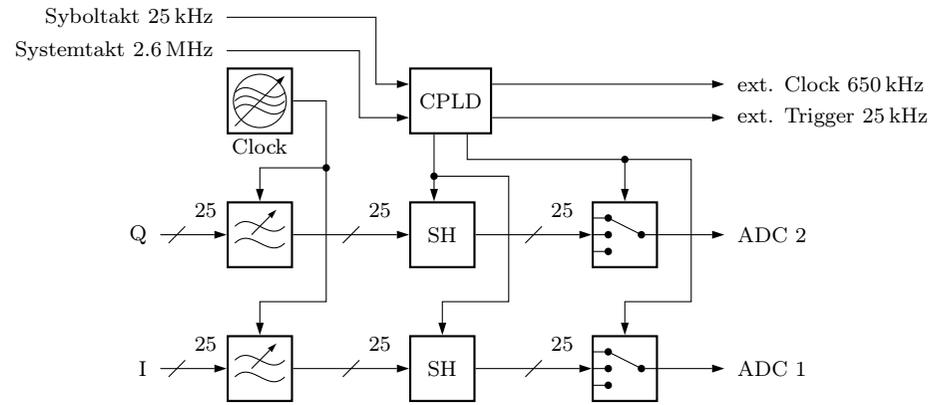


Abb. 3.35: Systemschaltbild des Multiplexers

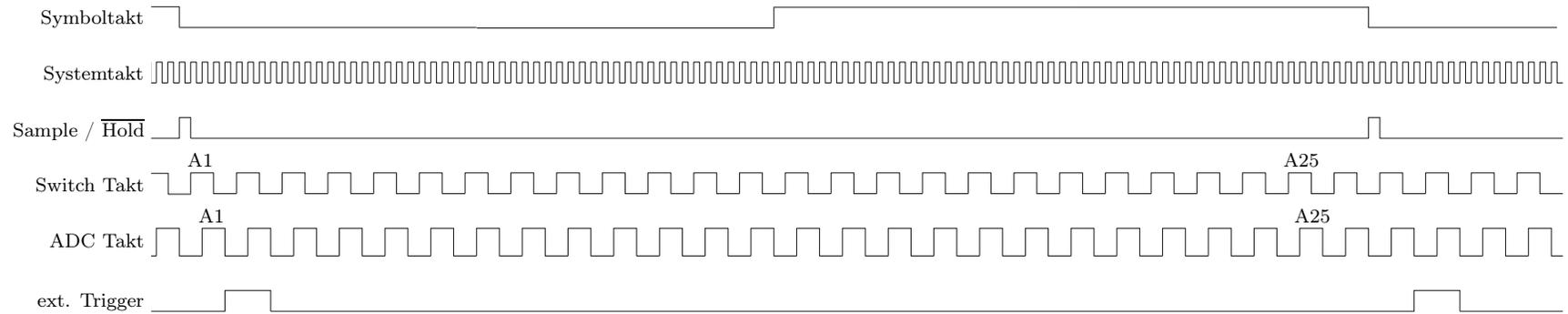


Abb. 3.36: Zeitablauf der Multiplexer-Steuerung

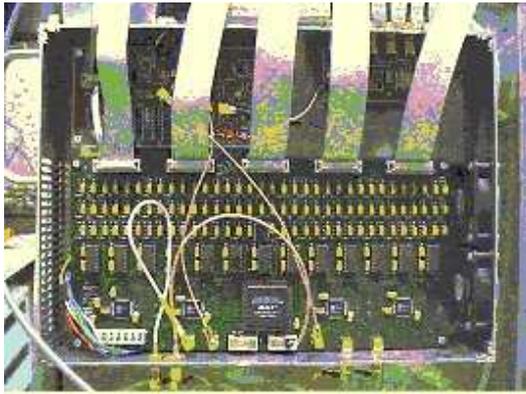


Abb. 3.37: Multiplexer

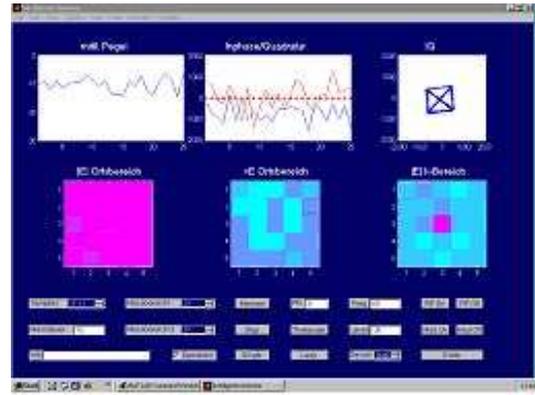


Abb. 3.38: Benutzeroberfläche

wie Messbereich und Anzahl der gewandelten Daten. Weiter gesteuert werden können der Signalgenerator für das Sendesignal und der Antennendrehstand über IEC-Bus.

3.5 Mechanischer Aufbau und Stromversorgung

Mechanischer Aufbau

Bei der Integration müssen die Systemteile passives Array, Empfänger, LO-Verteilung und Signalerfassung neben den elektrischen Verknüpfungen auch eine mechanische Verbindung eingehen. Es soll dabei ein möglichst kompakter Aufbau erfolgen, der aber eine ausreichend mechanische Stabilität garantiert. Außerdem sollten die einzelnen Systemteile zur Wartung leicht erreichbar sein.

Abb. 3.40 zeigt die Explosionszeichnung des realisierten Aufbaus. Als oberste Schicht sind die 5 Substratstreifen, auf denen die Strahler unter einem Radom liegen, dargestellt. Das Substrat wird durch die darunterliegende Metallplatte, welche zusätzlich durch lange Anpressfedern die Masseverbindung der Substratstreifen sicherstellt, mechanisch stabilisiert. Die Platte enthält weiterhin Bohrungen für die Steckverbindungen Strahler - Empfänger. Direkt unter der Metallplatte werden die Empfänger platziert. Jeder Empfänger liegt unter dem zugehörigen Strahlerelement. Die Empfängergehäuse sind durch Abstandshalter untereinander, und mit Winkelementen an der oberen Metallplatte befestigt. Die durch Metallplatten verstärkten Platinen der LO-Verteilungen werden, gehalten durch die Steckverbindungen, auf jeweils eine Empfängerzeile gesteckt. Die vorletzte abgebildete Schicht sind die Gehäusedeckel für die LO-Verteilung. Die untere Metallplatte wird mit der oberen Metallplatte mit Abstandshaltern verschraubt. Damit wird der nötige Anpressdruck für die Steckverbindungen der LO-Verteilungen zu den Empfängern erreicht. Auf der unteren Metallplatte können nun alle weiteren Schaltungsteile wie Spannungsversorgung und Signalverarbeitung angebracht werden. Vorteil dieser Aufbauweise ist die modulare Zusammensetzung der einzelnen Systemteile und eine gute mechanische Stabilität.

Einheit	Spannung	Strom	Anzahl	Leistung
Empfänger	+9 V	100 mA	25	22.5 W
LO-Generator	+15 V	50 mA	1	2.25 W
Multiplexer	+12 V	350 mA	1	4.2 W
	-12 V	350 mA	1	4.2 W
	+5 V	1.75 A	1	8.75 W
	-5 V	1.3 mA	1	6.5 W
Trägerrekonstruktion und VCO	+12 V	50 mA	1	0.6 W
	-12 V	15 mA	1	0.18 W
	+5 V	50 mA	1	0.25 W
Gesamtleistung				ca. 49.4 W

Tabelle 3.5: Energieverbrauch

Stromversorgung

Für das Gesamtsystem ist ein Netzteil erforderlich, das die in den einzelnen Systemteilen benötigten Spannungen bereitstellt. Wesentliche Anforderungen an die Versorgung sind zum einen ein kompakter, möglichst kleiner Aufbau und zum anderen ein hoher Wirkungsgrad, um die Wärmeentwicklung in Grenzen zu halten. Diese Forderungen können mit einem Schaltnetzteil erfüllt werden. In Tabelle 3.5 sind die für das Gesamtsystem erforderlichen Daten der Versorgungseinheit aufgelistet.

Um die Vielzahl der erforderlichen Spannungswerte zu erzeugen, kommt die im Blockschaltbild Abb. 3.39 dargestellte Kombination aus Netzteil und zusätzlicher Reglerschaltung zum Einsatz. Mit Hilfe eines Schaltnetzteils werden aus der Primärversorgung die vier Gleichspannungen +12 V, -12 V, +5 V und -5 V erzeugt. Nach einer zusätzlichen Filterung zur Unterdrückung der von dem Schaltnetzteil erzeugten beträchtlichen Stör-Wechselspannungen, werden diese entweder direkt den entsprechenden Systemteilen zugeführt, oder durch zusätzliche Schaltungsteile in den erforderlichen Spannungswert gewandelt.

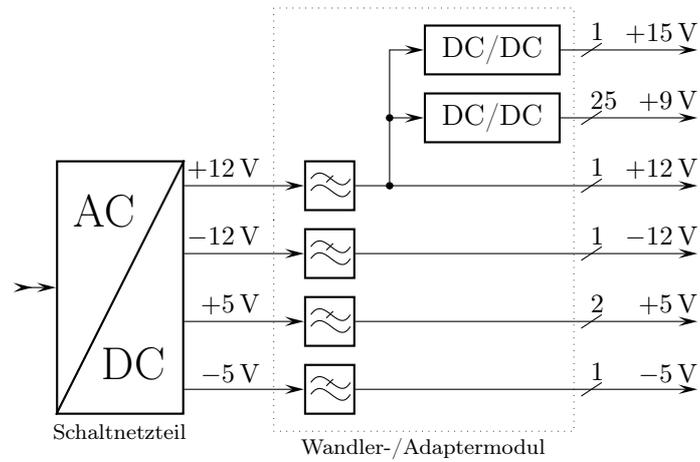


Abb. 3.39: Blockschaltbild der Spannungsversorgung für das Gesamtsystem

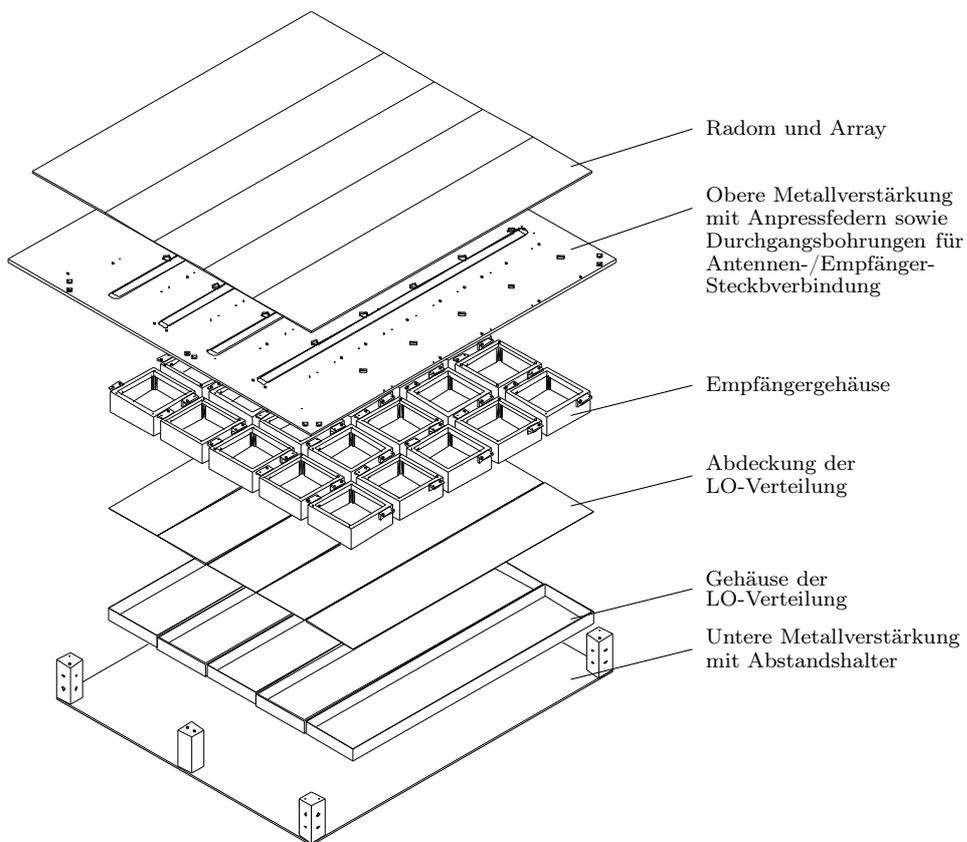


Abb. 3.40: Explosionszeichnung des mechanischen Aufbaus

4 Systemeigenschaften

Nach der Integration der vorausgehend beschriebenen Einzelkomponenten zu einem Gesamtsystem, wird im folgenden die Vermessung und Charakterisierung der Antenneneigenschaften des passiven Arrays und des aktiven Demonstrators beschrieben. Weiterhin werden Dynamikbereich und Stabilitätseigenschaften der einzelnen Empfängermodule, des Empfängersystems und schließlich die Demodulationsqualität anhand von definierten Demodulationsfehlern genauer untersucht. Grundlage dazu sind eine Reihe von praktischen Versuchen, die zum einen auf einer Zweiturm-Antennenmessanlage im Freien und zum anderen im Labor vorgenommen wurden.

4.1 Antennendiagramme

Um Einflüsse des gewählten segmentierten Aufbaus und der sich daraus ergebenden Nachteile bei der späteren Strahlformung zu untersuchen, wurde vor der Integration mit den aktiven Komponenten die Strahlungscharakteristik des passiven Antennenarrays gemessen [45]. In Abb. 4.1 ist das während der Messung verwendete Koordinatensystem, bezogen auf die Gesamtantenne, definiert.

Zur Anpassung der SMS-Miniaturstecker des passiven Arrays an den SMA-Standard der Antennenmessanlage wurden eigens dafür produzierte Adapterstücke verwendet. In Abb. 4.2 sind die Amplituden für die rechtszirkulare Komponente der einzelnen Strahler für die Koordinate φ in 5° -Schritten, sowie für ϑ in 2.5° -Schritten dargestellt. Es wurde jeweils auf das Maximum des jeweiligen Einzelstrahlers normiert.

Eine andere Darstellung der Messergebnisse von Abb. 4.2 zeigt Bild 4.3 mit Schnitten von φ in 20° -Schritten. Aus den beiden Bildern ist eine deutliche Abhängigkeit der Strahler von der Position im Array erkennbar. Die erste Reihe liefert dabei die besten Ergebnisse, was auf eine weitere Entfernung der Schnittkanten der Substrate vom Strahler zurückzuführen ist. Rand- und Verkopplungseffekte wirken sich auf die anderen Strahler wesentlich stärker aus.

Ein weiterer wichtiger Nachweis der Funktionsfähigkeit des Antennenarrays, sowie dessen Charakterisierung ist der Test der Antennensegmente. Die Gruppendiagramme der einzelnen Zeilen sowie des gesamten Arrays wurden aus der Messung des aktiven Arrays auf dem Antennenmessstand gewonnen, bei der alle Empfangszweige gleichzeitig erfasst werden. Die Ergebnisse sind in Bild 4.4 dargestellt, die Amplitude 0 dB bezieht sich auf das Maximum des Gesamtdiagramms. Im Vergleich zeigen die Diagramme der einzelnen Zeilen eine leichte Streuung des Hauptkeulenpegels sowie eine Variation der Nebenkeulen. Weiterhin dargestellt ist das gemittelte Diagramm der Einzelstrahler. Der

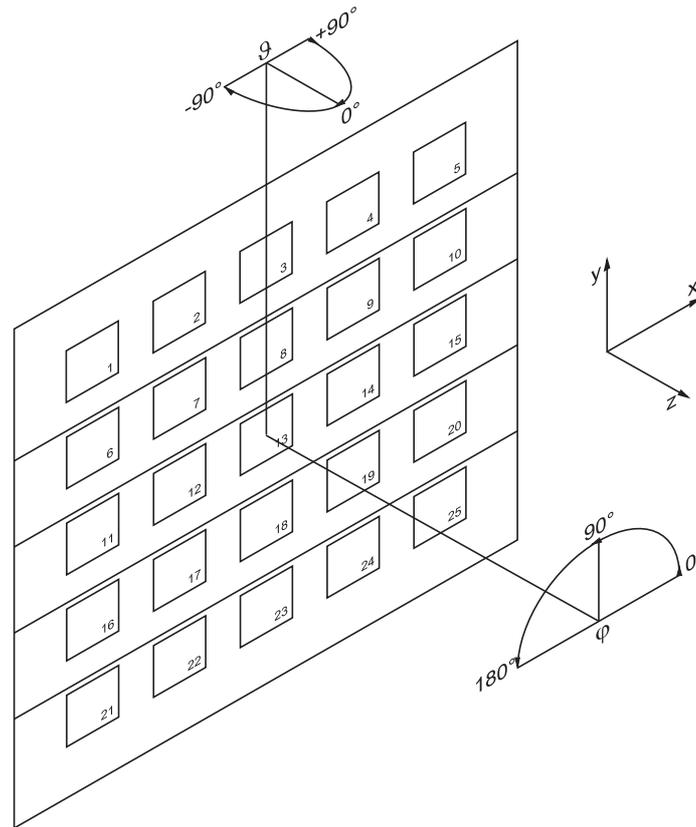


Abb. 4.1: Koordinatensystem für die Vermessung des Arrays

Gewinn des Arrays bezogen auf den gemittelten Einzelstrahler beträgt erwartungsgemäß ca. 28 dB

4.2 Eigenschaften der aktiven Systemkomponenten

4.2.1 Stabilität

Das aktive Antennenarray wurde auf der Antennenmessanlage ebenfalls vermessen, wobei sich die Aufnahme von Azimutschnitten in zwei Teilmessungen bzw. Teilrastern auf zwei Tage erstreckte. In der ersten Teilmessung wurde der Azimutwinkel von -90° bis $+90^\circ$ in 10° -Schritten, im der zweiten von -85° bis $+85^\circ$ mit derselben Schrittweite verändert. Dabei lag die Abdeckung des Elevationswinkelbereich von -70° bis $+70^\circ$ in 5° -Schritten. Die Messdauer eines Teilrasters betrug bei Außentemperaturen von ca. $2 - 13^\circ\text{C}$ etwa 4 Stunden, wobei ein Teil der Azimutschnitte des zweiten Teilrasters am zweiten Tag erfolgte. Abb. 4.5 zeigt den Verlauf der Empfangsamplitude für den Schnitt $\vartheta = 0^\circ$ und 5 unterschiedliche Empfangszweige, wobei jeder Empfangszweig auf sein Maximum normiert wurde. Der Verlauf der Kurven ist ähnlich, die maximale Abweichung beträgt ca. 4 dB. Diese relativ hohe Abweichung kann nicht durch die Antennendiagramme erklärt werden, da bei einem Elevationswinkel von 0° keine Azimut-Abhängigkeit und damit relativ konstante Werte über φ erwartet werden. Mit der Annahme, dass Temperatureinflüsse auf die Verstärker eine Ursache sind, kann das

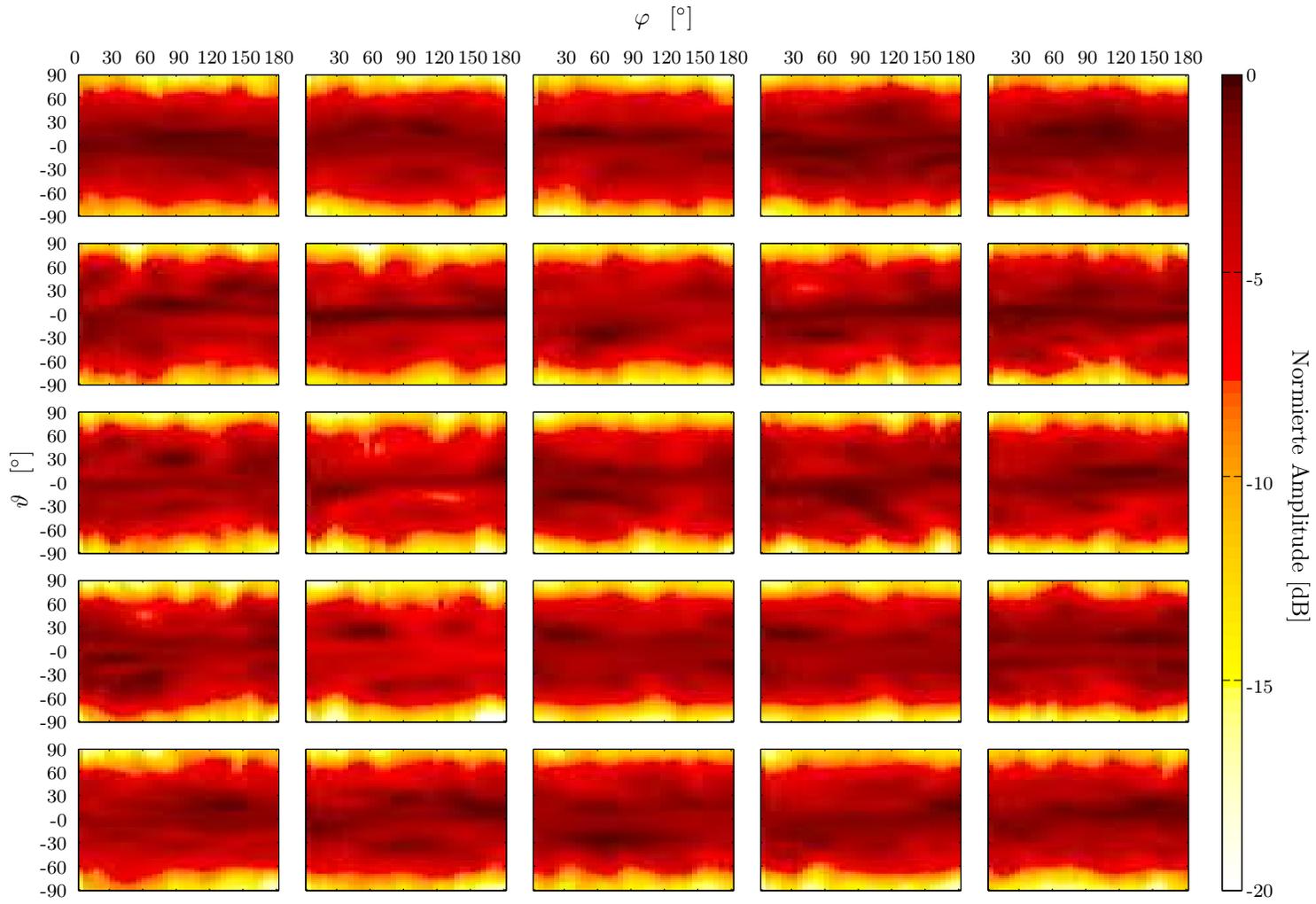


Abb. 4.2: Gemessene 3-D Fernfeldigramme der Einzelstrahler

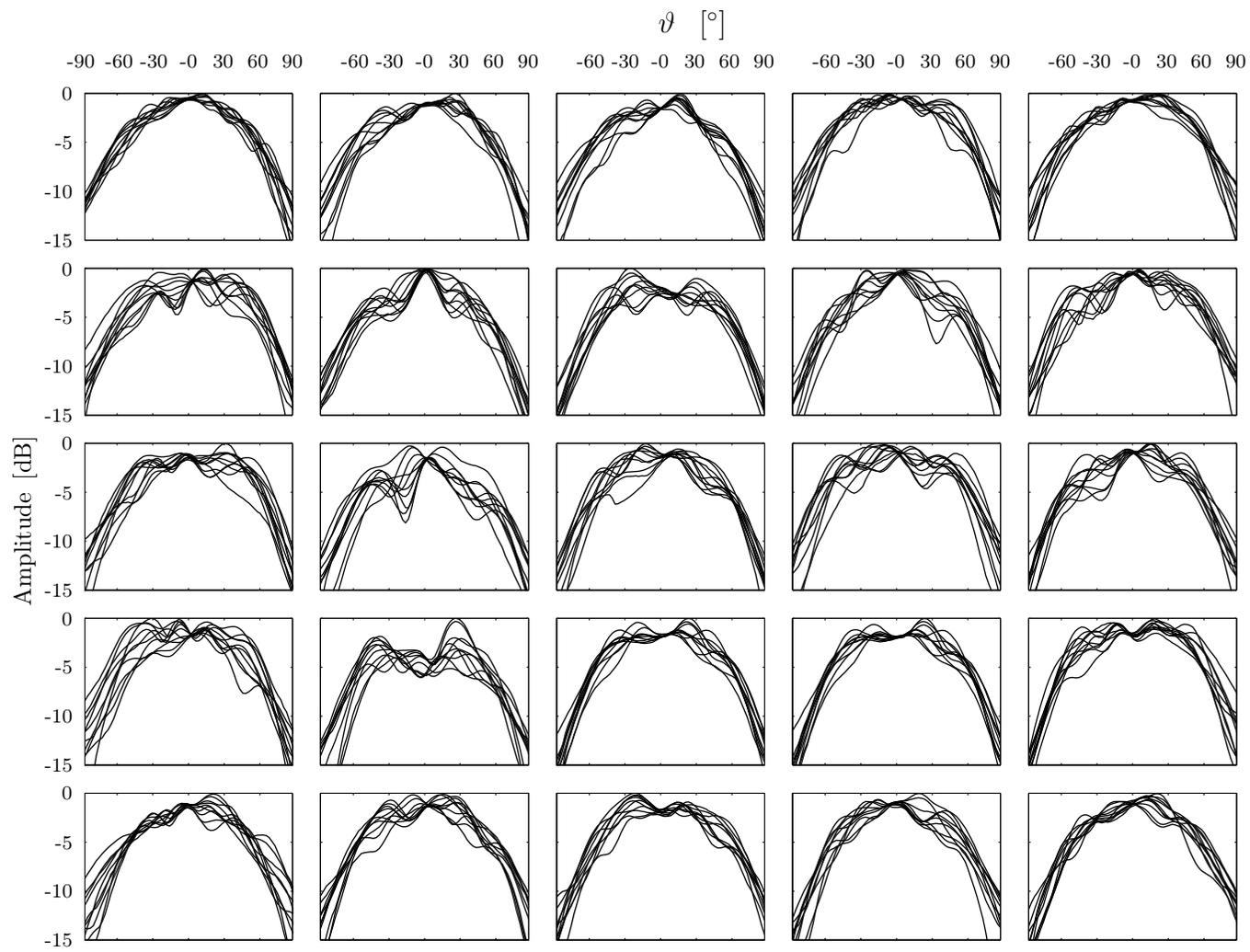


Abb. 4.3: Gemessene 3-D Fernfeld diagramme der Einzelstrahler, Schnitte $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ in 20° -Schritten

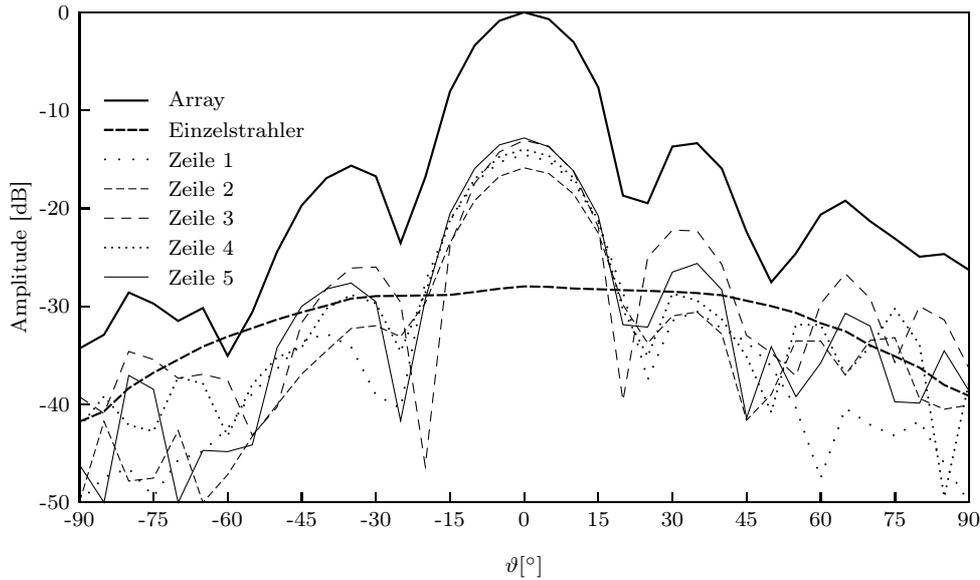


Abb. 4.4: Fernfeld diagramme RHCP der aktiven Gesamtantenne, der einzelnen Zeilen, sowie des gemittelten Einzelstrahlers im Schnitt $\varphi = 0^\circ$

zunächst schnelle Absinken der Werte mit dem Einfluss der niedrigen Außentemperatur auf das Array zurückgeführt werden. Der darauf folgende Anstieg der Werte wird durch die Selbsterwärmung der Verstärker beeinflusst.

Um diese Annahmen zu verifizieren, wurden unter Laborbedingungen mehrere Stabilitätsmessungen über 6 Stunden durchgeführt. Die schwarze Kennlinie in Abb. 4.6 zeigt das Ergebnis einer Labormessung mit konstanter Umgebungstemperatur. Dabei wurde die Trägerrekonstruktion durch einen externen Synthesizer ersetzt, der phasenstarr mit dem HF-Lokaloszillatorsignal und dem Messsender gekoppelt war. Bei fast allen Kanälen ist ein langsames Driftverhalten in der ersten Aufwärmphase zu erkennen, die nach ca. 2 Stunden abgeschlossen ist. Das Sprungverhalten der Kanäle 7, 14, 16 und 19 ist auf nicht intakte Kontaktierungen zurückzuführen. Insgesamt zeigt sich allerdings eine gute Systemstabilität, die nicht annähernd mit dem Verhalten des Systems auf der Messanlage vergleichbar ist. Ein weiterer Versuch mit HF-LO und Costas-Schleife bei konstanter Umgebungstemperatur führte auf ähnliche Ergebnisse und lässt den Schluss zu, dass die Pegeländerungen auf temperaturabhängige Verstärkungsschwankungen der einzelnen Kanäle zurückzuführen ist.

Um diesen Temperatureinfluss auf die Verstärkung im Rahmen der Möglichkeiten des Laborbetriebes deutlicher sichtbar zu machen, wurde die Umgebungstemperatur durch Öffnen und Schließen der Fenster nach 1 bzw. 2 Stunden verändert. Dabei wurde neben der Raumtemperatur die Temperatur an einem Empfängergehäuse ermittelt und dabei Temperaturunterschiede von bis zu 10°C erzielt. Die roten Kennlinien in Abb. 4.6 zeigen zunächst das Driftverhalten wie bei der Messung mit konstanter Umgebungstemperatur. Nach einer Stunde wurden die Fenster geöffnet und die Verstärkung der meisten Module nimmt ab, bei Schließen der Fenster nach zwei Stunden setzt wieder die übliche Driftphase der Aufwärmzeit ein. Nach weiteren 2 Stunden sind die Pegel wie bei der 1. Messung stabil. Das Verhalten bei der Messung auf der Antennenmessanlage konnte somit nachvollzogen werden.

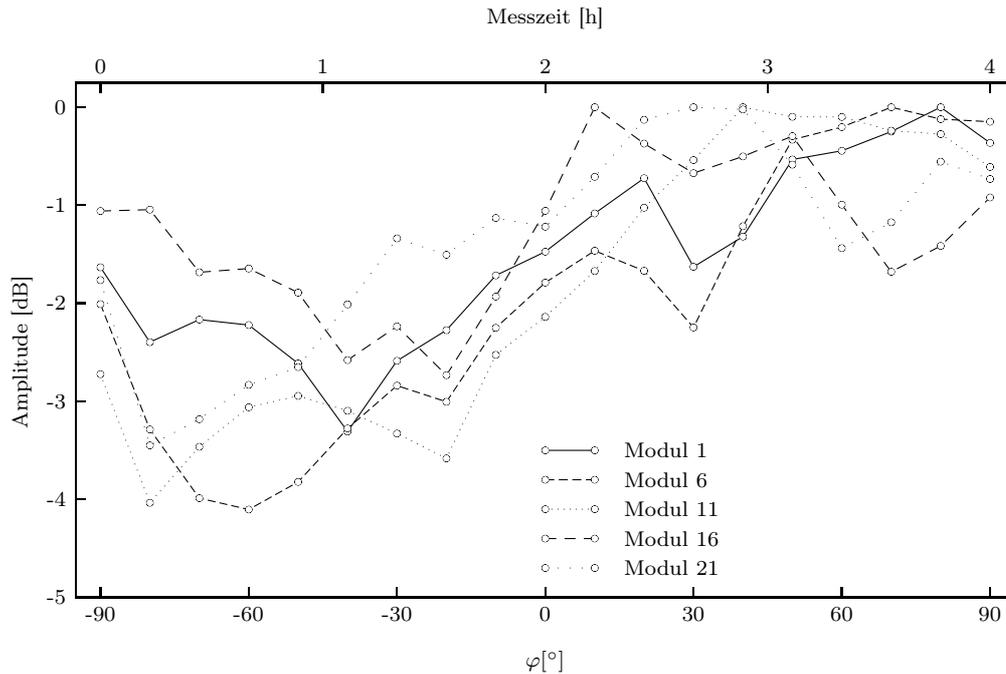


Abb. 4.5: Verlauf des Schnitts $\vartheta = 0^\circ$ unter Betracht der Messzeitpunkte für 5 unterschiedliche Empfangszweige mit Normierung auf das Maximum der jeweiligen Empfangszweiges

Die Ergebnisse zeigen, dass bei konstanter Umgebungstemperatur nach Ablauf der Aufwärmzeit in den einzelnen Zweigen stabile Endzustände erreicht werden. Eine Abmilderung des Temperatureinflusses auf die Verstärkung kann daher durch thermische Isolation und Konstanthaltung der Gehäuseinnentemperatur erreicht werden, z.B. durch eine Kunststoffhaube, die die Rückseite des Arrays gegen schnelle Außentemperaturänderungen schützt.

Eine wesentlich elegantere Lösung dieses Problems könnte ein internes Kalibrierungsnetzwerk liefern, wobei in alle Empfangskanäle ein Testsignal eingespeist wird. Dies wurde aus Aufwandsgründen nicht realisiert. Mit einer derartigen internen Kalibrierungsmethode für die Übertragungsfunktionen der Einzelkanäle könnte in regelmäßigen Abständen eine Temperaturkompensation durchgeführt werden, und so ein sehr konstantes Systemverhalten auch bei größeren Temperaturschwankungen erzielt werden.

4.2.2 Dynamikbereich

Der Aussteuerbereich einer analogen Empfangskette wird bestimmt durch die Rauschgrenze und den 1dB-Kompressionspunkt. Aus Rauschzahl (siehe Abschnitt 3.2) und der Basisband-Bandbreite 50 kHz ergibt sich für die theoretische Rauschgrenze der Empfänger ca. -119 dBm, der 1 dB-Kompressionspunkt liegt durchschnittlich bei -71 dBm. Damit erreicht der Dynamikbereich einen Wert von ca. 48 dB.

Für den dynamischen Bereich des n-bit AD-Wandlers ist sein Quantisierungsfehler ausschlaggebend. Die Rauschleistung ergibt sich aus dem Effektivwert der sägezahnförmigen Fehlerkurve der Quantisierung, deren Maximum eine halbe Quantisierungsstufe

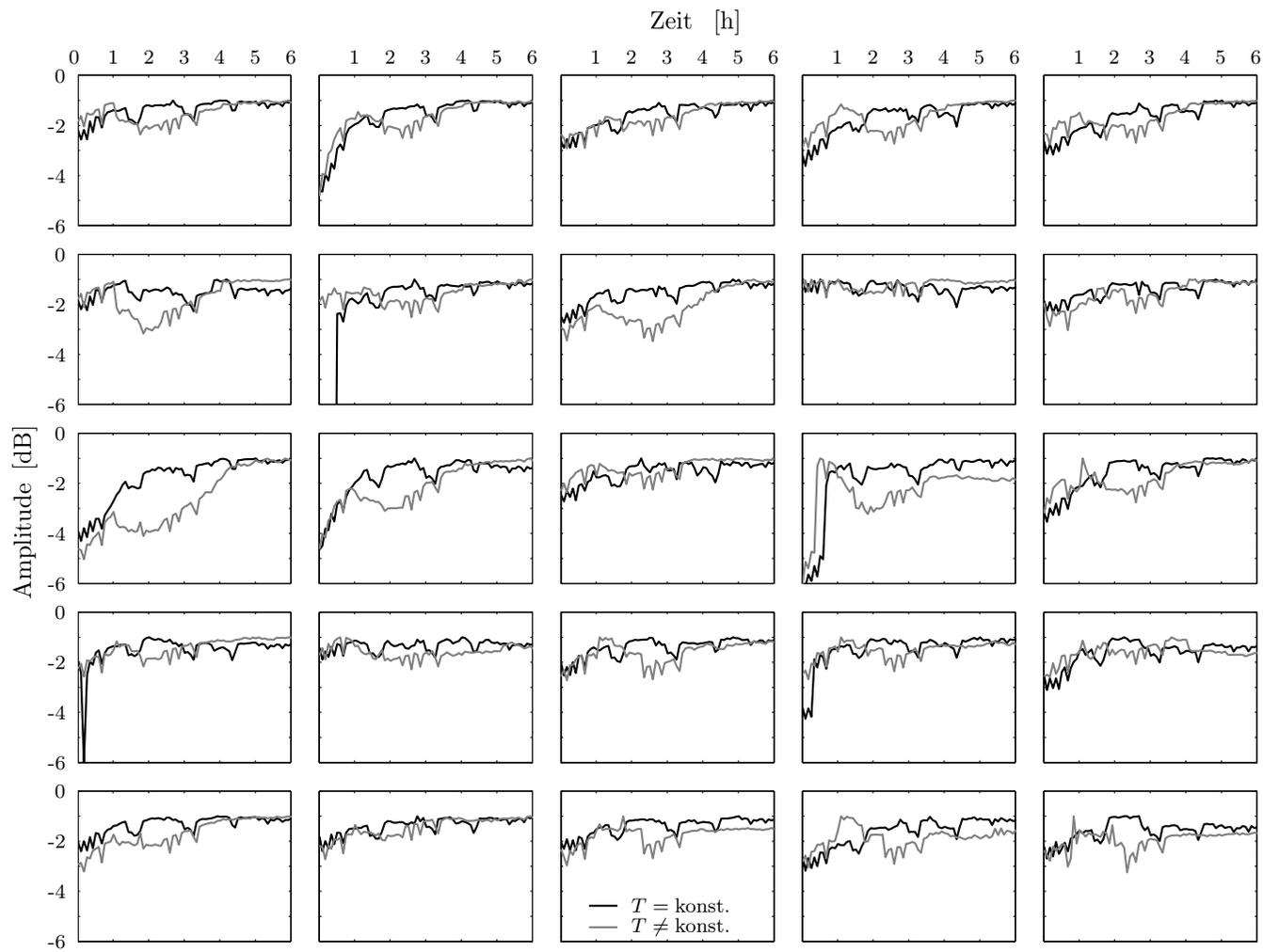


Abb. 4.6: Stabilitätsmessung mit konstanter und nichtkonstanter Umgebungstemperatur

beträgt:

$$N_{\text{eff}} = \left(\frac{1}{2} \frac{\hat{U}}{2^{n-1} \sqrt{3}} \right)^2. \quad (4.1)$$

Mit der effektiven Signalleistung

$$S_{\text{eff}} = \frac{1}{2} \hat{U}^2 \quad (4.2)$$

erhält man für das Signal-Rausch-Verhältnis bzw. den Dynamikbereich des Wandlers

$$\frac{S_{\text{eff}}}{N_{\text{eff}}} = 2^{2(n-1)} \cdot 6 \quad (4.3)$$

$$D = 10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{N_{\text{eff}}} \quad (4.4)$$

$$\approx (6.02 n + 1.76) \text{ dB}. \quad (4.5)$$

Bei einer Quantisierungstiefe $n = 12$ hat der verwendete AD-Umsetzer einen Dynamikbereich von 74 dB.

Betrachten wir nun die gemessenen Rauschleistungen der Empfänger nach der Digitalisierung. Aus einer Messung ohne Eingangssignal werden die Rauschleistungen der einzelnen Empfangszweige aus den Diagonalelementen der Kovarianzmatrix errechnet. Der Effektivwert der Aussteuergrenze des Wandlers gibt die maximal mögliche Signalleistung vor. Abb. 4.7 zeigt die sich daraus ergebenden maximalen Signal-Rausch-Abstände bzw. den realen Dynamikbereich der Empfangszweige. Die Werte variieren um etwa 13.0 dB, der Mittelwert liegt bei ca. 38 dB. Es fallen hier besonders 3 Module mit einem erheblich geringeren Dynamikbereich auf. Diese Module wiesen bei genauerer Untersuchung im System eine Schwingneigung auf, die je nach Empfänger bei unterschiedlichen HF-LO-Leistungen auftrat.

Nachdem die LO-Signale zentral verteilt sind, und somit mit einer zentralen Quelle in festem Bezug zueinander stehen, muss eine optimale zentrale HF-LO-Leistung gewählt werden, bei der die geringste Schwingneigung aller Verstärker auftritt. Da sich diese von der ursprünglichen Leistung unterscheidet, treten Verstärkungsunterschiede der Empfänger wegen einer relativ hohen Empfindlichkeit der HF-Mischer auf Pegelunterschiede des Lokaloszillatorsignals auf.

Ein Abgleich der Verstärkungsunterschiede ist durch Ändern der fest einstellbaren Verstärkungssteuerung der ZF-Mischstufe möglich. Der Abgleich wurde im Labor mit dem kompletten System, inklusive passiven Array, unter Nahfeldbedingungen einschließlich der Reflexionen im Raum abgeglichen, wodurch ein maximaler Verstärkungsunterschied der Empfänger untereinander von 8 dB erreicht wurde. Ein idealer Abgleich mit dem passivem Array hätte unter Fernfeldbedingungen auf dem Antennenmessstand erfolgen müssen, was aus technischen Gründen aber nicht möglich war. Die Verstärkungen können im Gesamtsystem durch eine Messung am Antennenmessstand bei $\vartheta = 0^\circ$ durch Vergleich der Signalleistungen wie in Abb. 4.8 dargestellt, ermittelt werden.

Durch diese verbleibenden Verstärkungsunterschiede ΔV ändert sich der maximal mögliche Dynamikbereich der Empfangszweige im System. Der maximale Signalpegel bezieht

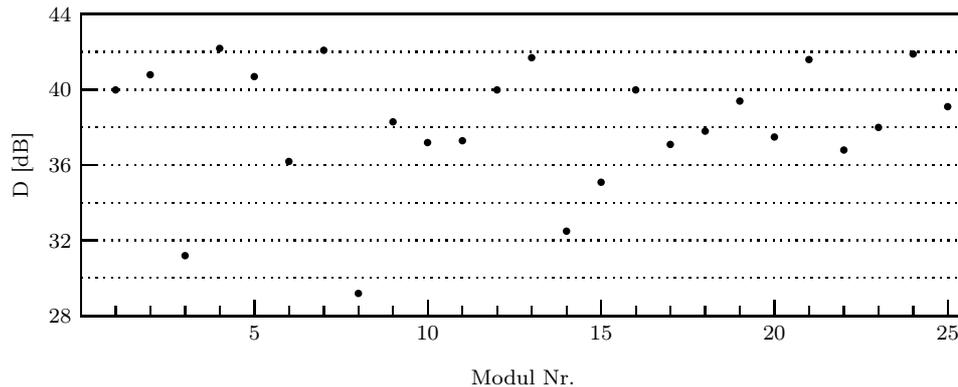


Abb. 4.7: Maximaler Dynamikbereich der einzelnen Verstärker

sich jetzt auf das Modul mit der größten Verstärkung. Die anderen Module haben eine dem Verstärkungsunterschied entsprechend niedrigeren Signalleistung. Damit ergeben sich die im System maximal erreichbaren Werte für den Dynamikbereich in Abb. 4.9. Die Werte differieren hier um 15.9 dB, der Mittelwert liegt bei ca. 34.5 dB.

Vergleicht man nun die errechneten und gemessenen Aussteuerbereiche, ist festzustellen, dass der theoretische Dynamikbereich des Wandlers durch den Dynamikbereich der Empfänger eingeschränkt wird. Zwischen dem Dynamikbereich der analogen Empfänger und den durchschnittlichen Werten für die komplette Empfangskette besteht ein Unterschied von ca. 10 dB. Diese Differenz ist dadurch zu erklären, dass die Empfänger bei der oberen Aussteuergrenze, wobei der durchschnittliche 1 dB-Kompressionspunkt der Empfänger bei -71 dBm liegt, den AD-Wandler übersteuern. Die Aussteuergrenze des Wandlers liegt bei ca. -80 dBm am Empfängereingang. Vergleicht man diesen Wert mit der thermischen Rauschgrenze von ca. -119 dBm, erhält man einen realen Dynamikbereich von 39 dB.

Bei Empfang von IRIDIUM-Signalen in der äußersten Satellitenzelle nach Tab. 1.1 steht ein minimaler Signalpegel von -105 dBm am Verstärkereingang zur Verfügung, wenn man mit einem durchschnittlichen Gewinn der Antennenlemente von 5 dBiC rechnet. Nimmt man denselben Gewinn der Satellitenantenne für die mittlere Zelle an, wäre eine Empfangsleistung von ca. -99 dBm zu erwarten. Damit liegt bei Satellitenbetrieb der maximal mögliche Signal-Rausch-Abstand bei etwa 20 dB.

4.3 Demodulationsfehler

Im folgenden Abschnitt soll auf die Demodulation der empfangenen Signale mit dem vorhandenen System eingegangen werden. Demodulationsfehler, die von unterschiedlichen Baugruppen des gesamten Empfängers verursacht werden, vermindern die Qualität des empfangenen Datenstroms, was eine höhere Bitfehlerrate zur Folge hat.

4.3.1 Definitionen

Um zu schätzen, welches Symbol gesendet wurde, ist ein komplexer Abtastwert pro empfangenen Symbol ausreichend. Der Abtastzeitpunkt ist am besten in der Symbolmitte

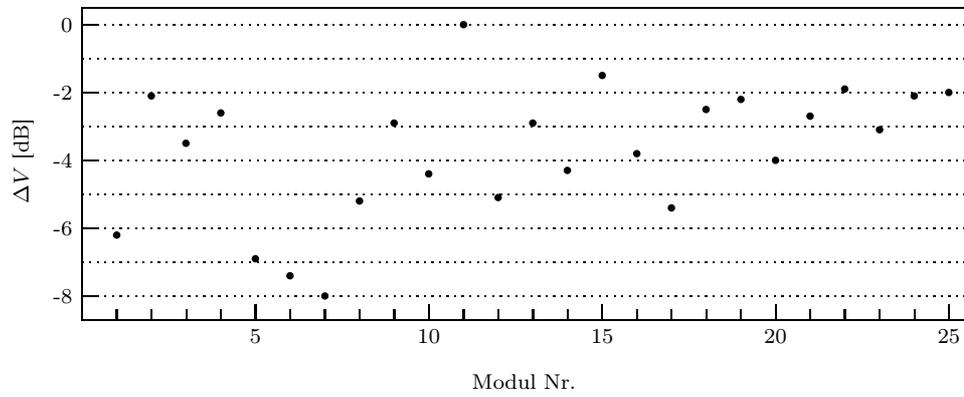


Abb. 4.8: Verstärkungsdifferenz bei maximalen Empfangspegel der Verstärker

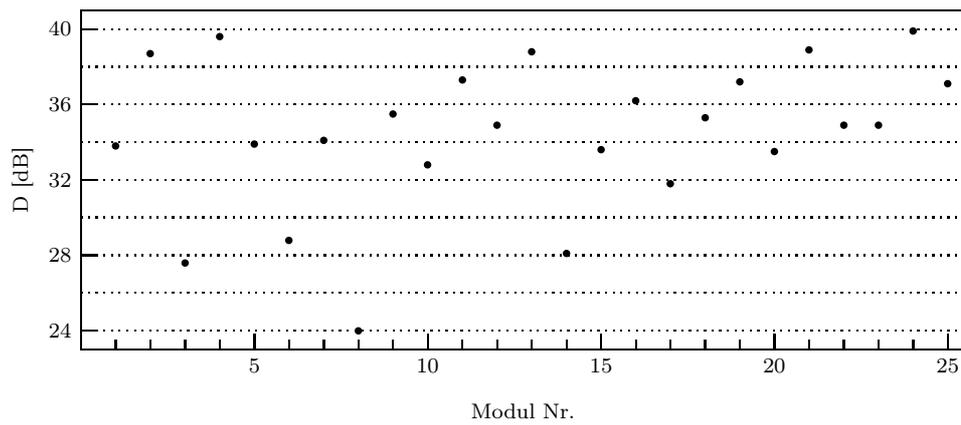


Abb. 4.9: Dynamikbereich der einzelnen Verstärker im System

zu wählen, da hier das Signal-Rausch-Verhältnis am größten ist. Die symbolmittige Abtastung wird durch die Systemsteuerung, wie in Abschnitt 3.3.4 beschrieben, gewährleistet. Stellt man die abgetasteten Kanäle eines Empfängers $s_I(nT_{\text{Sym}})$ und $s_Q(nT_{\text{Sym}})$ in der IQ-Ebene dar, ergeben sich im idealen Fall, wie in Abb. 4.10(a) dargestellt, für die Modulationsart QPSK vier Punktehaufen. Die abgetasteten Symbole sind um Ihre Schwerpunkte normalverteilt und streuen sich gemäß dem Signal-Rausch-Verhältnis um diese Punkte. Alle Schwerpunkte haben den gleichen Betrag und liegen auf den Winkelhalbierenden der IQ-Ebene.

Sind Gleichspannungsanteile vorhanden, die z.B. von einem Trägerrest durch einen nicht im Mischer vollständig unterdrückten LO herrühren können, verschieben sich alle Werte um diesen Offsetwert nach Abb. 4.10(b) im Konstellationsdiagramm. Eine unterschiedlich hohe Verstärkung des I- und Q-Zweiges führt von einer quadratischen zu einer rechteckförmigen Anordnung der Konstellationspunkte in Abb. 4.10(c). Ähnliche Verzerrungen von großen Amplituden können auftreten, wenn der Arbeitspunkt der Verstärker im nichtlinearen Bereich liegt. Die komplexe Verzerrung in Abb. 4.10(d) resultiert aus einer nicht exakten Orthogonalität zwischen dem I- bzw. Q-Trägersignal.

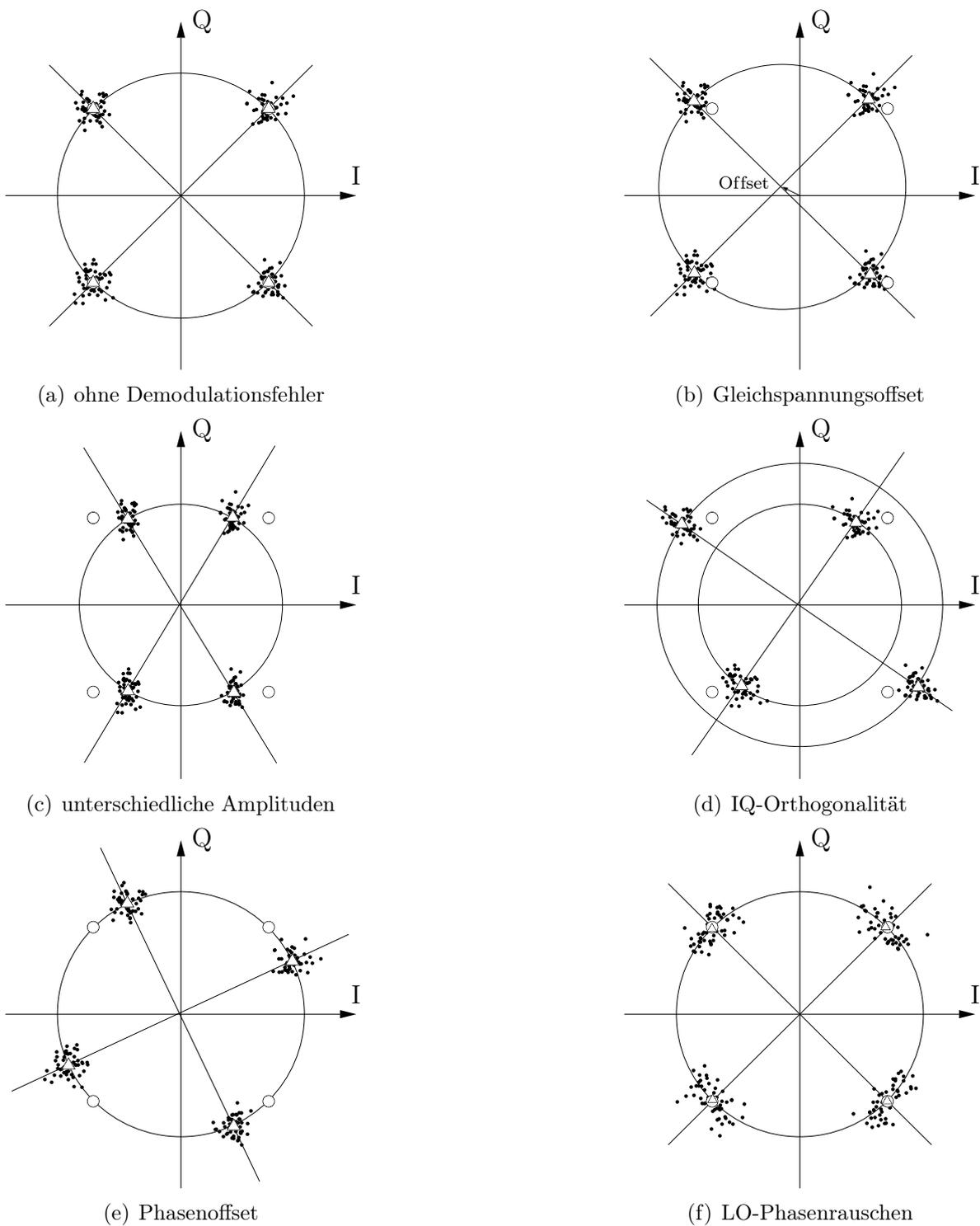
Abb. 4.10(e) zeigt eine konstante Phasenverschiebung der gemessenen Symbole zum idealen Konstellationspunkt. Da bei dem Antennendemonstrator die Trägerrückgewinnung nur auf einen Empfangszweig zugreift, die anderen Empfänger aber mit diesem regenerierten Träger demoduliert werden, entsteht aufgrund unterschiedlicher elektrischer Leitungslängen und Bauteiltoleranzen für jeden Empfänger ein unterschiedlicher, konstanter Phasenoffset. Bei zu gering gewählter Schleifenverstärkung (kleine Regelbandbreite) weist der rekonstruierte Träger aufgrund des Phasenrauschens der VCOs einen Jitter auf. Als Resultat verwischen sich die Symbole kreisförmig wie in Abb. 4.10(f) dargestellt.

Alle diese unterschiedlichen Fehler treten nicht alleine auf, sondern überlagern sich. Sie führen zu einer Verschiebung des Symbols in der komplexen IQ-Ebene. Diese Verschiebung wird durch einen Fehlervektor zwischen idealem und gemessenen Konstellationspunkt beschrieben. Um festzustellen, welchem Symbol ein Messpunkt zuzuteilen ist, werden bei QPSK die 4 Quadranten der IQ-Ebene herangezogen. Ist der Fehlervektor eines gemessenen Symbols so groß, dass der Vektor in einen anderen Quadranten zeigt, wird der Messwert dem falschen Symbol zugewiesen, wodurch ein Symbolfehler und damit mindestens ein Bitfehler entsteht.

Zur quantitativen Erfassung der beschriebenen Fehler, die nicht immer getrennt bewertet werden können, sind folgende Definitionen üblich [35]. Abb. 4.11 stellt die in den folgenden Gleichungen definierten Größen zur Quantifizierung der Abweichung eines gemessenen Symbols von seinem Idealwert graphisch dar. Die folgenden Betragsfehler werden als Relativwerte in % angegeben. Als Bezugsgröße wird dabei der Betrag der idealen Symbole verwendet. Der Betragsunterschied zwischen idealem Symbolvektor und Messvektor (*Magnitude Error*) definiert sich wie folgt:

$$ME = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (|S_i| - |S_{\text{ref}}|)^2}}{|S_{\text{ref}}|} \% \quad (4.6)$$

Der zugehörige Phasenfehler (*Error Signal Phase*) wird ebenfalls als Effektivwert ange-



- gemessenes Symbol
- △ idealer Konstellationspunkt
- Schwerpunkt der gemessenen Symbole

Abb. 4.10: Konstellationsdiagramme

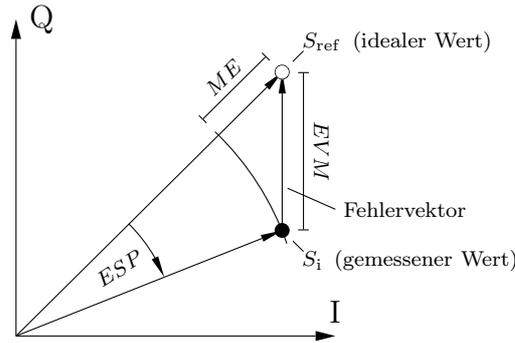


Abb. 4.11: Fehlervektor

geben.

$$ESP = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\angle S_i - \angle S_{\text{ref}})^2} \text{ rad} \quad (4.7)$$

Die gebräuchlichste Definition ist der Betrag des Fehlervektors (*Error Vector Magnitude*):

$$EVM = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |S_i - S_{\text{ref}}|^2}}{|S_{\text{ref}}|} \% \quad (4.8)$$

Sind keine wie oben beschriebenen systematischen Fehler vorhanden, hängt *EVM* allein vom Signal-Rausch-Abstand ab. Bildet man ein reelles QPSK-Signal nach, bestehen sowohl das Inphase- als auch das Quadratursignal aus einem Signal- und Rauschanteil. Das Rauschen wird gaußverteilt und mittelwertfrei angenommen, die Varianz des Signals über n_{max} Rechenpunkten ist 1. In Abhängigkeit vom linearen Signal-Rausch-Abstand v_{SNR} kann das komplexe Signal Z nun wie folgt beschrieben werden:

$$Z(v_{\text{SNR}}) = Z_{\text{sig}} + \frac{Z_{\text{noise}}}{v_{\text{SNR}}} \quad (4.9)$$

Für den Betrag des Fehlervektors ergibt sich

$$EVM(v_{\text{SNR}}) = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{n_{\text{max}}} \sum_{i=1}^{n_{\text{max}}} |Z(v_{\text{SNR}}) - Z_{\text{sig}}|^2}}{|Z_{\text{sig}}|} = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{n_{\text{max}}} \sum_{i=1}^{n_{\text{max}}} \left| \frac{Z_{\text{noise}}}{v_{\text{SNR}}} \right|^2}}{|Z_{\text{sig}}|}. \quad (4.10)$$

Abb. 4.12 zeigt diese Abhängigkeit für das logarithmische Signal-Rausch-Verhältnis *SNR* von 0 – 40 dB und $n_{\text{max}} = 1000$. Der Fehlerbetrag sinkt um eine Zehnerpotenz bei einer Zunahme des *SNR* um 20 dB. Für durchschnittlich 34 dB *SNR* unter Ausnutzung des maximalen Dynamikbereiches des Systems bestenfalls, d.h. ohne systematische Fehler, ist ein Betrag des Fehlervektors von ca. 2.1 % für einen Empfangszweig erreichbar. Die Verbesserung des Fehlerbetrags durch den 5×5 -Arraygewinn stellt die gestrichelte Kurve im selben Bild dar. Damit kann das Array die *EVM* des Einzelzweiges auf 0.4 % verringern. Bei Empfang von IRIDIUM-Signalen bewegt sich das zu erwartende *SNR* nach Abschnitt 4.2.2 zwischen 19 dB und 25 dB, was in Abb. 4.12 einer *EVM* von 11 % bzw. 6 % für den einzelnen Empfangszweig entspricht.

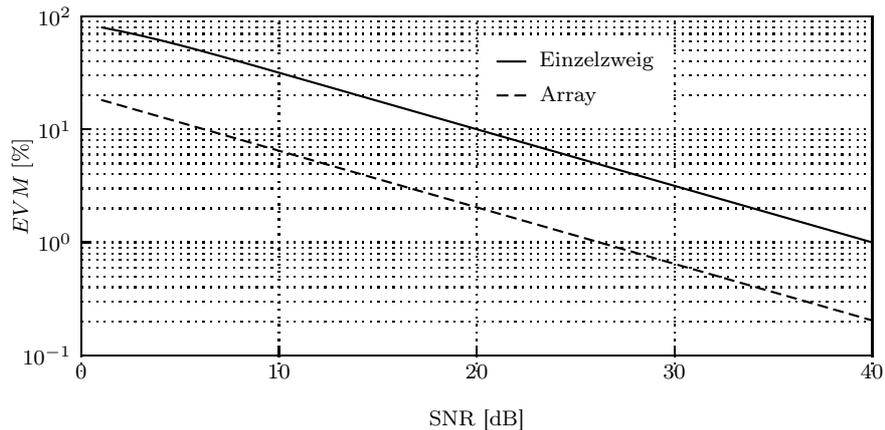


Abb. 4.12: Betrag des Fehlervektors in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand

4.3.2 Beurteilung der Empfangszweige

Im folgenden werden die 25 Empfängermodule nach den oben definierten Demodulationsfehlern klassifiziert.

Zur Beurteilung der Fehler wurden Datensätze aus dem Labor verwendet. Die beiden LO-Quellen des Systems, d.h. DCO und VCO wurden durch Synthesizer ersetzt und zusätzlich mit der Signalquelle phasenstabil verbunden. Grund dafür ist eine zusätzlich unsymmetrische Verzerrung, die die Regelschleife mit einer festen Datenfolge verursacht. Da dieses Verhalten nicht mit den vorausgehenden Fehlerdefinitionen beschrieben werden kann, wurde der Messaufbau mit den Synthesizern gewählt. Damit ist es möglich, die oben beschriebenen Fehler unabhängig von dieser Verzerrung erfassen. Die Datenerfassung erfolgte hierbei mit einem digitalem 2-Kanal-Oszilloskop, das die Signale mit einer wesentlich höheren Datenrate als die Symbolrate abtastet.

Das Sendesignal besteht aus einer sich wiederholenden, mittelwertfreien Datenfolge von 32 Symbolen. Tab. 4.1 listet die Ergebnisse der Demodulationsfehler aller Empfangszweige auf. Die Aussteuerbereich der AD-Wandlerkarte liegt bei ± 2 V. Die erste und zweite Spalte von Tab. 4.1 zeigt die Offset-Werte aller Inphase- und Quadraturzweige. Der Offset wurde durch Mittelwertbildung des Messdatensatzes ermittelt. Für alle Empfangszweige sind die Beträge im Bereich 0 – 20 mV in etwa vergleichbar, wobei sie im Quadraturzweig etwas niedriger liegen.

Nach Abzug des Offsets des Inphase- bzw. Quadraturzweiges wurde der Phasenoffset der Empfangszweige untereinander berechnet. Dieser Offset bezieht sich auf den Referenzweig 5. Teils erhebliche Phasenunterschiede entstehen durch Phasendifferenzen in der LO-Verteilung, Bauteiltoleranzen in den LO-Vorverteilungen sowie durch die Verbindungskabel zwischen LO-Vorverteilung und LO-Hauptverteilung. Nachdem Phasenoffset und auch IQ-Offset bei einer Kalibrierung herausfallen, tragen sie nicht zur Erhöhung der Demodulationsfehler bei.

Nach Beseitigung aller Offsetfehler kann die Orthogonalität von Inphase- und Quadratursignalen der jeweiligen Empfänger bestimmt werden. Der mittlere Orthogonalitätsfehler liegt bei ca. 2.9° . Im Durchschnitt weichen die Amplituden von Inphase- und Quadraturzweig der jeweiligen Empfänger um 4.3% voneinander ab. Der Phasenjitter P_{jit}

Modul	Offset- Inphase I_{of} [mV]	Offset Quadratur Q_{of} [mV]	Offset Phase P_{of} [°]	Orthogo- nalität IQ Δ_{orth} [°]	Amplituden- verhältnis IQ Δ_{amp}
1	-11	-8	-40	1.0	0.95
2	-11	-7	-73	1.1	1.05
3	-16	-6	-78	4.1	0.93
4	-15	-6	-133	3.4	1.03
5	-5	-9	0	4.9	0.97
6	-13	-8	-17	3.5	1.08
7	-10	-12	29	4.7	1.04
8	-18	-7	-136	2.2	0.93
9	-19	-8	-110	2.4	0.97
10	-8	-7	137	1.6	1.08
11	-13	-4	-66	-1.0	1.09
12	-12	-9	-17	-0.5	1.02
13	-6	2	-133	0.9	0.91
14	-15	-9	-97	5.9	1.00
15	0	-5	80	-1.3	1.06
16	-12	-6	1	0.4	0.99
17	-12	-6	-78	1.2	1.06
18	-15	-11	-98	0.7	0.99
19	-14	-9	-84	2.1	1.03
20	-6	-1	109	1.7	1.03
21	-13	-16	-28	-1.0	1.06
22	-10	-7	-120	6.3	1.01
23	-10	-7	-150	2.3	0.91
24	-9	5	123	1.4	0.95
25	-12	-5	105	0.5	1.05

Tabelle 4.1: Demodulationsfehler der 25 Empfänger

nach Abb. 4.10(f) der Trägerregenerierung wurde aus Datensätzen mit Costas-Schleife als zweitem LO zu einem Wert von $\pm 7.1^\circ$ bestimmt.

Um nun Auswirkungen von systematischen Fehlern auf den Fehlerbetrag EVM zu untersuchen, wurden die durch die Amplitudenverhältnisse und Orthogonalitätsfehler der 25 Empfangszweige, sowie durch den gemessenen Phasenjitter des LO veränderten Datenfolgen rechnerisch nachgebildet. Im Gegensatz zu Gl. 4.9 ist das komplexe Signal eines jeden Empfängermoduls mit den in Tabelle 4.1 aufgeführten Demodulationsfehlern behaftet.

$$I = \left(I_{\text{sig}} + \frac{I_{\text{noise}}}{v_{\text{SNR}}} + I_{\text{of}} \right) \cdot \Delta_{\text{amp}} \cdot e^{j\Delta_{\text{orth}}} \quad (4.11)$$

$$Q = Q_{\text{sig}} + \frac{Q_{\text{noise}}}{v_{\text{SNR}}} + Q_{\text{of}} \quad (4.12)$$

$$Z = (I + jQ) \cdot e^{jP_{\text{jit}}} \quad (4.13)$$

Den Betrag des Fehlervektors erhält man wiederum nach Gl. 4.10. Dieser wurde wie in Abb. 4.12 in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Verhältnis berechnet. Das Ergebnis

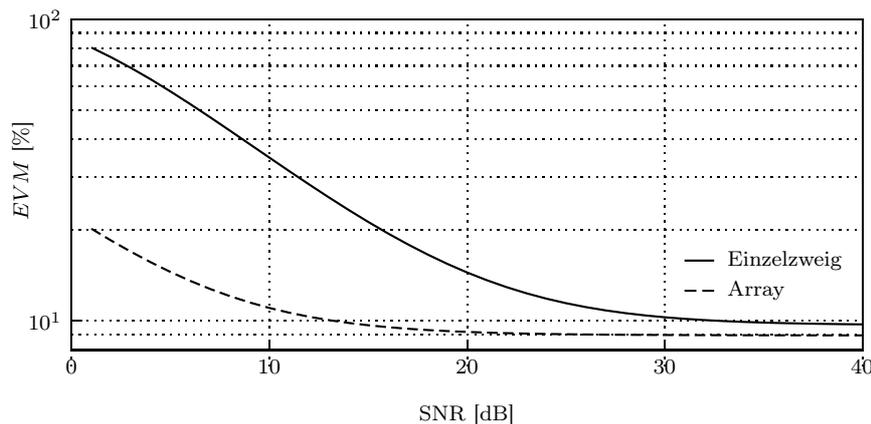


Abb. 4.13: Betrag des Fehlervektors in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand mit den Demodulationsfehlern der Empfänger

für die gemittelten Einzelzweige ist in 4.13 durchgezogen, und für das Array gestrichelt dargestellt. Es zeigt sich, dass sich der Fehlerbetrag durch die systematischen Fehler mit wachsendem SNR einem Grenzwert annähert. Mit dem maximal möglichen Systemdynamikbereich von 34.5 dB wird für den gemittelten Einzelstrahler ein EVM -Wert von 9.9% und für das Array 9.0% erreicht.

Gegenüber der Betrachtung ohne systematische Fehler in Abb. 4.12 verringert sich hier für ein steigendes SNR der Abstand des Fehlervektorbetrags von Einzelweig zum Array. Bei niedrigem SNR überwiegen die Fehleranteile, die aus dem Rauschen der einzelnen Empfängermodule resultieren. Da das Rauschen für alle Empfängermodule unkorreliert ist, kann durch das Array die erwartete Verbesserung des Fehlervektorbetrages erreicht werden. Sinkt der Rauschanteil, wird der Einfluss der Demodulationsfehler stärker. Bei näherer Betrachtung zeigt sich, dass der Gleichspannungsoffset kaum eine Auswirkung hat, das Amplitudenverhältnis von Inphase- und Quadraturkanal bewirkt erst ab $SNR > 25$ dB ein asymptotisches Verhalten beider Kurven, wobei deren Abstand gleich bleibend ist. Der Orthogonalitätsfehler und vor allem der LO-Phasenjitter, der einen korrelierten Demodulationsfehler aller Kanäle hervorruft, lassen den erwarteten Gewinn im Fehlervektorbetrag durch das Array erheblich schrumpfen.

Um die errechneten Fehlerbeträge mit realen Messdaten, bei denen sich das SNR verändert, zu vergleichen, wurde ein Messdatensatz im Schnitt $\varphi = 0^\circ$ und $-70^\circ < \vartheta < 80^\circ$ in 5° -Schritten verwendet. In diesem Messbereich variiert das durchschnittliche Signal-Rausch-Verhältnis der Empfangszweige infolge des Antennendiagramms von 36.6 dB bei $\vartheta = 0^\circ$ bis 28.2 dB bei $\vartheta = 80^\circ$. Abb. 4.14 zeigt die EVM -Werte für diesen Schnitt, wobei die durchgezogene Kurve die Durchschnittswerte der Empfangszweige und die gestrichelte Linie die Werte für den Gewinn durch das Array darstellen. Im Nutzbereich des Arrays $-60^\circ < \vartheta < 60^\circ$ wird der Fehlerbetrag der einzelnen Empfangszweige um ca. 1% durch das Array verbessert. Diese relativ kleine Verbesserung erklärt sich durch den relativ hohen Störabstand von über 28 dB in diesem Messbereich. Nach Abb. 4.13 liegt die theoretische Differenz von Einzelstrahler- und Array-Fehler für diesen Bereich zwischen 1.6% und 0.9%. Zur besseren Gegenüberstellung der Messung mit den simulierten Fehlerbeträgen wurden durch das Antennendiagramm bedingte SNR -Werte bei den einzelnen Messpositionen in die Simulation einbezogen. Abb. 4.15 zeigt die Ergebnisse. Der EVM -Gewinn liegt im mittleren Bereich vergleichbar mit der realen Messung

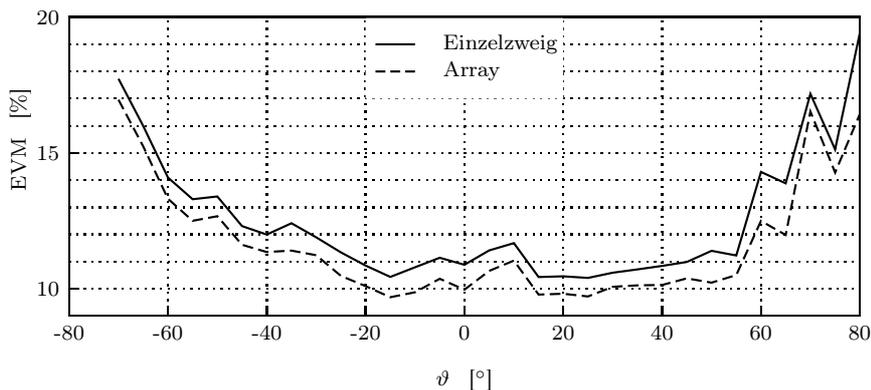


Abb. 4.14: Fehlerbetrag bei der Messung auf dem Antennenmessstand für den Schnitt $\varphi = 0^\circ$ und $-70^\circ < \vartheta < 80^\circ$

bei ca. 1%. Auffällig ist jedoch, dass bei der Messung die Werte in den Außenbereichen $|\vartheta| > 50^\circ$ wesentlich steiler ansteigen.

Ein Grund dafür ist, dass bei der Simulation der Einfluss eines mit sinkendem SNR steigendem LO-Phasenrauschen nicht einbezogen wurde, bzw. ein konstantes Phasenrauschen mit 7.1° angenommen wurde. Das Phasenrauschen bei der Messung änderte sich nach Abb. 4.16 jedoch im Bereich von 7.1° bis 16.5° .

Bezieht man nun auch die unterschiedlichen Phasenrauschwerte in die Simulation ein, ergeben sich in Abb. 4.17 sehr ähnliche Verhältnisse wie bei der Messung Abb. 4.14. Es ist festzustellen, dass der Fehlerbetrag sehr stark auf Änderungen des Phasenrauschens reagiert, was vor allem an den Spitzen bei den Diagrammen der Messung und der Simulation zu erkennen ist. Weiterhin ist keine Verbesserung des Fehlerbetrags durch eine Ausmittlung im Array in Bezug auf das Phasenrauschen zu erwarten, da dies durch die LO-Verteilung in jedem Einzelweig gleich bzw. ähnlich ist und somit als systematischer Fehler auftritt.

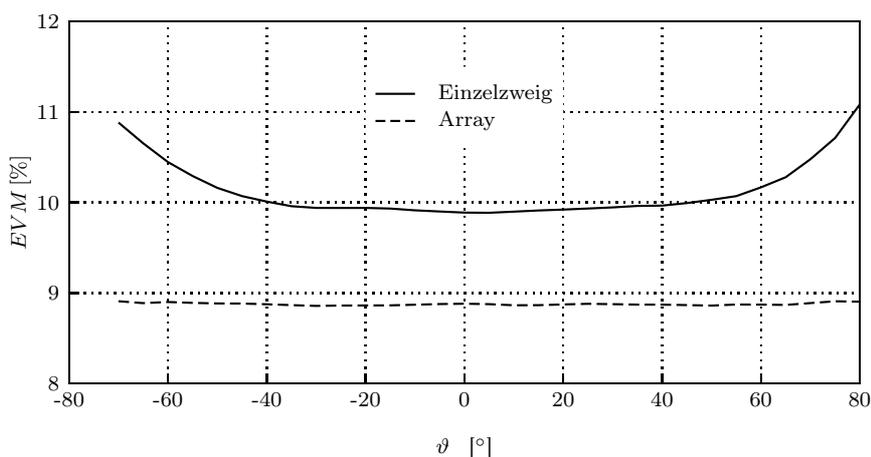


Abb. 4.15: Simulation des Fehlerbetrags bei $\varphi = 0^\circ$

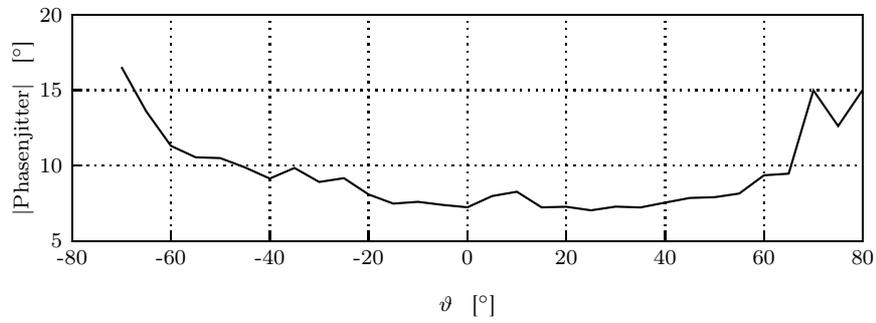


Abb. 4.16: Phasenjitter der Messung am Antennenmessstand für den Schnitt $\varphi = 0^\circ$

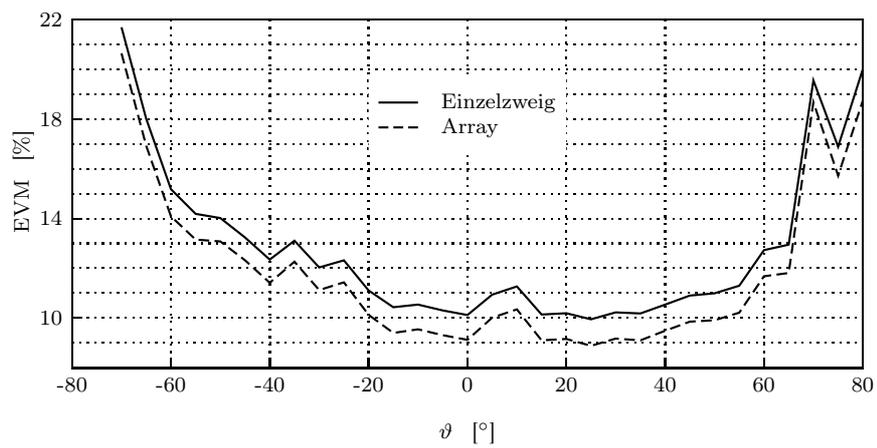


Abb. 4.17: Simulation des Fehlerbetrags unter Berücksichtigung des Phasenjitters bei $\varphi = 0^\circ$

5 Signalverarbeitung

Mit dem bislang realisierten System wurde die Voraussetzung geschaffen, die Feldverteilung eines IRIDIUM-Signals an einem 5×5 -Array digital zu erfassen. Um überhaupt eine sinnvolle Richtungsschätzung durchführen zu können, muss zunächst die Eliminierung von systematischen Fehlern durch die Kalibrierung erfolgen.

Da auf eine Kalibrierungsfunktion der Hardware aus Aufwandsgründen verzichtet wurde, muss diese Funktion als erster Schritt in der Signalverarbeitungseinheit mit den Rohdaten erfolgen. Im ersten Abschnitt werden zwei unterschiedlich aufwendig Kalibrierungsmöglichkeiten vorgestellt und später anhand realer Messdaten verglichen.

Der zweite Abschnitt befasst sich mit der zur Strahlformung notwendigen Richtungsschätzung. Es wird zunächst ein kurzer Überblick über die drei implementierten Verfahren zur Richtungsbestimmung gegeben. Um die Leistungsfähigkeit der Algorithmen allein abschätzen zu können, werden zunächst synthetische Daten herangezogen. Zum Vergleich wird dann die Leistungsfähigkeit der Richtungsschätzer im Array mit den gewonnenen Messdaten am Antennenmessstand bestimmt. Abschließend werden zur Demonstration der Strahlbildung und Störerunterdrückung zwei unterschiedliche Algorithmen implementiert und wiederum auf Messdaten angewandt.

5.1 Kalibrierung

Die Abbildung einer auf das Antennenarray einfallenden Welle auf die Empfangsspannungen in den Empfängern enthält mehrere unbekannte Größen, die sich durch die Art des Aufbaus ergeben. Darunter sind zunächst die unbekannt komplexen Übertragungsfunktionen von den Klemmen der Antennenelemente zu den Eingängen der AD-Wandler. Zum einen sind daran die Empfängerschaltungen mit unbekannt Verstärkungen, bedingt durch Verstärker, Mischer und Filter, und Leitungen mit verschiedenen Längen und Dämpfungen sowie Steckverbindungen beteiligt. Zum anderen wird durch elektromagnetische Verkopplung zwischen den einzelnen Antennenelementen eine merkliche Veränderung der Strahlungscharakteristik verursacht. Weil die Entfernung zwischen den Elementen in der Größenordnung einer Wellenlänge liegt, erzeugt der Strom in einem Antennenelement nicht allein einen Beitrag zur Klemmenspannung des gleichen Elementes, sondern auch zu den Klemmenspannungen aller anderen Elemente. Dieser Vorgang kann als linear betrachtet werden, was eine Beschreibung durch eine Koppelmatrix ermöglicht.

Die Ströme in den Antennenelementen werden durch eine einfallende Welle eingepägt. Ihre komplexen Amplituden sind daher proportional zu den komplexen Amplituden des

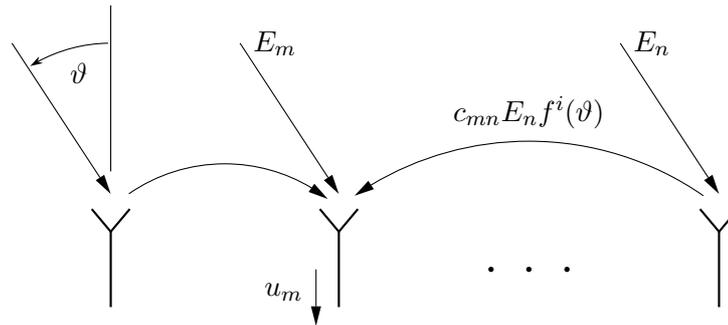


Abb. 5.1: Empfangssignal u_m am Element m einer Strahlergruppe

einfallenden Wellenfeldes an den Orten der einzelnen Antennenelemente. Wegen der Verkopplung stellt jede Klemmenspannung eine Linearkombination aller Antennenströme dar. Die an den Klemmen der Antennen auftretenden Empfangsspannungen repräsentieren nicht mehr die Amplitudenverteilung der einfallenden Welle. Eine äquivalente Sichtweise ist, alle Antennen der Gruppe als Streuer in der Umgebung jedes einzelnen Antennenelementes aufzufassen. Jedes Antennenelement empfängt außer der direkt auf es einfallenden Welle auch alle Anteile der einfallenden Welle, die an den übrigen Gruppenmitgliedern gestreut werden.

Um eine Schätzung der Einfallsrichtung überhaupt durchführen zu können, müssen alle unbekanntes Größen, die zu einer veränderten Strahlungscharakteristik führen, bestimmt werden. Sind diese Größen bekannt, so kann anhand der gemessenen Spannungen, die Verkopplung und Verstärkungsfaktoren beinhalten, auf die Antennenstrombelegung in der Antennengruppe zurückgerechnet werden. Damit liegen erst örtliche Abtastwerte der komplexen Feldstärke der einfallenden Welle nach tatsächlichem Betrag und Phase vor, die dann als Eingangsdaten für einen beliebigen Richtungsschätzalgorithmus verwendet werden können.

5.1.1 Beschreibung der Verkopplung durch eine Koppelmatrix

Zur theoretischen Behandlung der Verkopplung in Antennengruppen existieren mehrere Techniken [24, 31, 41, 58, 59, 71, 73], die von ihrem Informationsgehalt her äquivalent sind. Die Beschreibung der Verkopplung durch eine Koppelmatrix ist allen gemein. Je nach Art der Problemformulierung finden sie entweder Anwendung bei der Keulenformung im Sendefall oder bei der Richtungsschätzung im Empfangsfall. Die Auffassung der Gruppenmitglieder als elektromagnetische Streuer erklärt, dass sich durch die Einfügung eines Antennenelementes in eine Antennengruppe sein Strahlungsdiagramm verändert. Wegen der Verkopplung fließen bei Anregung eines einzelnen Elementes Ströme in allen anderen Gruppenmitgliedern, auch wenn diese an ihren Klemmen ohne Erregung bleiben. Sie tragen ebenfalls zum abgestrahlten Wellenfeld bei, das Sendesignal eines jeden Elements wird an den übrigen Elementen gestreut.

In [73] wird beispielsweise die Koppelmatrix einer Strahlergruppe für den Empfangsfall beschrieben. Es werden die in Abbildung 5.1 gezeigten Anteile des Empfangssignals u_m am Element m auf eine Strahlergruppe mit M gleichartigen Elementen erweitert. u_m

kann dann wie folgt angegeben werden:

$$u_m(\vartheta) = c_{mm}E_m f^i(\vartheta) + \sum_{n=1, n \neq m}^M c_{mn}E_n f^i(\vartheta) = \sum_{n=1}^M c_{mn}E_n f^i(\vartheta) \quad (5.1)$$

Das aus der Richtung ϑ auf das Element m einfallende Feld E_m prägt in diesem Element einen Strom mit der Amplitude $E_m f^i(\vartheta)$ ein, wobei $f^i(\vartheta)$ dem Strahlungsdiagramm eines einzelnen Elementes im ungestörten Fall, d.h. bei Abwesenheit aller anderen Elemente, entspricht. Dieser Strom erzeugt am Ausgang des Elementes die Spannung $c_{mm}E_m f^i(\vartheta)$ mit c_{mm} als Kopplung von der Apertur zur Ausgangsklemme deselben Elementes. Der Einfluss der benachbarten Elemente wird durch den Koeffizienten c_{mn} beschrieben, der die Kopplung von der Apertur des Elementes n zum Ausgang des Elementes m beinhaltet. Mit der Schreibweise

$$u_{0n}(\vartheta) = E_n f^i(\vartheta) \quad (5.2)$$

wird die ungestörte Abbildung der einfallenden Welle an der Apertur des Elementes n dargestellt. Sind zusätzlich die Elemente einer Gruppe äquidistant im Abstand d angeordnet, gilt

$$u_{0n}(\vartheta) = E_0 e^{jnk d \sin \vartheta} f^i(\vartheta) \quad (5.3)$$

mit E_0 als Amplitude der aus der Richtung ϑ einfallenden Welle. Aus den Gln. 5.1 und 5.2 erhält man in Matrixschreibweise die Beziehung zwischen den durch Kopplung verzerrten Element-Ausgangssignalen \mathbf{u} und der ungestörten Abbildung des Eingangssignals \mathbf{u}_0 über die Koppelmatrix \mathbf{C}

$$\begin{pmatrix} u_1(\vartheta) \\ \vdots \\ u_M(\vartheta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1} & \cdots & c_{MM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{01}(\vartheta) \\ \vdots \\ u_{0M}(\vartheta) \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

bzw. $\mathbf{u} = \mathbf{C} \mathbf{u}_0$. Die Koppelmatrix \mathbf{C} ist dabei richtungsunabhängig, da die Einzelstrahler als monomodig angenommen werden.

Wegen der nachfolgenden Übertragung durch die Empfänger ist jede dieser Elementspannungen noch mit der ebenfalls unbekanntenen komplexen Verstärkung des zugehörigen Empfängers zu multiplizieren. Dies entspricht einer linksseitigen Multiplikation mit der Diagonalmatrix

$$\mathbf{V} = \text{diag}(v_1, \dots, v_M)$$

der Verstärkungen. Insgesamt ergeben sich die Empfangsspannungen zu

$$\mathbf{u} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{u}_0 = \mathbf{K} \cdot \mathbf{u}_0, \quad (5.5)$$

wobei \mathbf{u}_0 das für die Richtungsschätzung entscheidende Amplitudenbild der einfallenden Welle ist.

Alternativ kann nach [31] eine Koppelmatrix ebenfalls entwickelt werden, wenn man die M -elementige Strahlergruppe mit einer einfallenden Wellenfront als lineares $M + 1$ -Tor nach Abb. 5.2 modelliert. Es wird angenommen, dass alle Elemente mit der

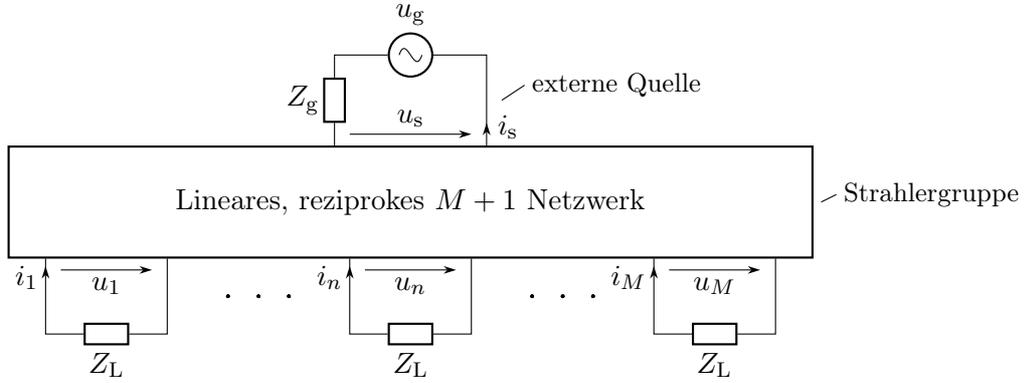


Abb. 5.2: Strahlergruppe als $M + 1$ -Netzwerk

bekannten Lastimpedanz Z_L abgeschlossen sind. Die Anregung der Strahlergruppe durch das einfallende Signal wird als Generator mit Leerlaufspannung u_g und Innenwiderstand Z_g dargestellt. Die Spannung u_n am Tor n der Strahlergruppe ergibt sich bei diesem $M + 1$ -Tor über die Z -Charakteristik zu

$$u_n = \sum_{m=1}^M i_m Z_{mn} + i_s Z_{ns}. \quad (5.6)$$

Z_{mn} bezeichnet dabei die Koppelimpedanz zwischen den Toren bzw. Strahlerelementen m und n . Sind nun alle Elemente im Leerlauf bzw. ungestört, ergibt sich kein zusätzlicher Beitrag zur Torspannung durch die Verkopplung zu den anderen Elementen. In diesem Fall gilt

$$i_n = 0, \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (5.7)$$

Für Gl. 5.6 erhält man dann

$$u_n = u_{0n} = i_s Z_{ns}. \quad (5.8)$$

Mit der Beziehung zwischen Lastimpedanz und Strom am jeweiligen Tor

$$i_n = -\frac{u_n}{Z_L}, \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (5.9)$$

und Gl. 5.8 ergibt sich

$$u_n = -\sum_{m=1}^M u_m \frac{Z_{mn}}{Z_L} + u_{0n}. \quad (5.10)$$

In Vektorschreibweise lässt sich daraus

$$\begin{pmatrix} u_{01} \\ \vdots \\ u_{0M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \cdots & \frac{Z_{1M}}{Z_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{M1}}{Z_L} & \cdots & 1 + \frac{Z_{MM}}{Z_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_M \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

bzw. $\mathbf{u}_0 = \mathbf{Z}_0 \mathbf{u}$ umformulieren. Durch invertieren der auf Z_L normierten Impedanzmatrix \mathbf{Z}_0 erhält man die Ausgangsspannungen der Strahlergruppe schließlich zu

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{u}_0. \quad (5.12)$$

Dabei entspricht \mathbf{Z}_0^{-1} der Koppelmatrix \mathbf{C} aus Gl. 5.4. Die Leerlaufspannungen \mathbf{u}_0 sind durch die ungestörte Abbildung der einfallenden Welle für die äquidistante Anordnung gleichartiger Strahler nach Gl. 5.3 definiert.

Ziel der Kalibrierung ist es, die Koppelmatrix \mathbf{K} zu bestimmen, damit durch linksseitige Multiplikation mit ihrer Kehrmatrix von den Empfangsspannungen auf die Elementströme zurückgerechnet werden kann. Beispielsweise könnte dies durch Berechnung der Koeffizienten aus den gemessenen Streuparametern Antennengruppe erfolgen. Die Messung aller benötigten Parameter ist bereits bei einer 5×5 -Strahlergruppe sehr aufwendig, desweiteren muss die Antenne sowohl im Empfangsfall als auch im Sendefall betrieben werden, was hier nur mit der passiven Gruppe möglich ist.

Als rein numerische Methode könnte, wie in [59] beschrieben, die Momentenmethode zur Berechnung der Koppelimpedanzen von Patch-Elementen angewandt werden. Die bei [73] vorgestellte Methode der Fourierzerlegung der Einzelstrahlungsdiagramme in der Gruppe, d.h. bei Erregung der Einzelemente und bei Abschluss der übrigen Klemmen mit der Generatorimpedanz, könnte nur mit numerisch berechneten Diagrammen durchgeführt werden. Hier ist die Antennengruppe ausschließlich für den Empfangsbetrieb ausgelegt. Durch die Bauweise sind die Antennenausgänge nur durch umfangreiche Montagearbeiten erreichbar. Die Einzelcharakteristiken der Antennenelemente sind daher messtechnisch nicht zugänglich. Aus diesem Grund ist für die gegebene Problemstellung die Behandlung der Verkopplungseffekte für den Empfangsfall besser geeignet. Eine Möglichkeit ist dabei die Schätzung der Koppelmatrix durch Minimierung der Fehlerfunktion zwischen einer gemessenen und der erwarteten, d.h. idealen Gruppen-Antwort [58, 71]. Die hier im Anschluss verwendete Methode berechnet direkt die Kopplungskoeffizienten aus einem Messdatensatz mit ebenso vielen Empfangsrichtungen wie Antennenelementen.

5.1.2 Kalibrierungsprozeduren

Gemäß der oben dargestellten Gleichungen besteht die eigentliche Kalibrierungsaufgabe in der Bestimmung einer unbekannt Matrix \mathbf{K} aus den über das Antennensystem zur Verfügung stehenden Informationen. Zweckmäßigerweise werden diese Informationen aus einer Messung auf einem Antennenmessstand gewonnen. Die Berechnung der Koeffizienten der Matrix \mathbf{K} kann auf verschiedene Arten erfolgen. Zwei Möglichkeiten werden im Folgenden ansatzweise beschrieben. Dabei handelt es sich jeweils um Verfahren, die gesamte Übertragungsmatrix einer beliebig angeordneten Gruppenantenne bei ausschließlichem Empfangsbetrieb zu schätzen. Benötigt werden dazu die sich für verschiedene Einfallrichtungen am Systemausgang ergebenden Empfangsspannungen, dargestellt durch den Vektor der Messgröße \mathbf{x} . Weiterhin müssen die Einfallrichtungen und damit die im Vektor $\mathbf{a}(\vartheta, \varphi)$ abgebildeten Stromamplituden der Elemente bekannt sein. Da diese messtechnisch nicht zugänglich sind, wird angenommen, dass die von einer einfallenden Welle eingeprägte Stromamplitude proportional ist zur Feldamplitude, die

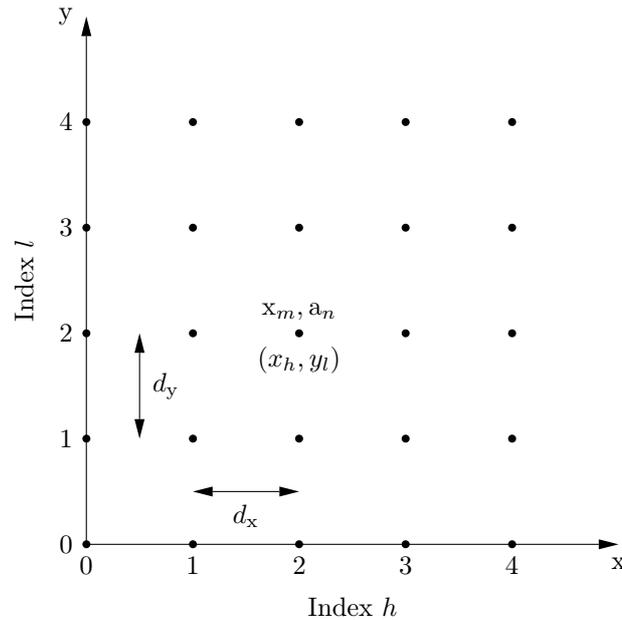


Abb. 5.3: Geometrische Anordnung und Kenngrößen

die ungestörte Welle am Ort des jeweiligen Antennenelementes hätte. Für den Messvektor gilt die Beziehung

$$\mathbf{x} = \mathbf{K}\mathbf{a}(\vartheta, \varphi) + \mathbf{n}, \quad (5.13)$$

wobei der Rauschvektor \mathbf{n} hier vernachlässigt wird, da die Kalibrierungsmessungen im oberen Dynamikbereich des Antennensystems mit einem Signal-Rausch-Abstand größer 25 dB durchgeführt wurden.

Direkte Berechnung der gesuchten Matrix

Dieses Verfahren geht von der Auswertung einer Anzahl von Empfangsrichtungen aus, die genau mit der Anzahl in der Gruppe enthaltener Antennenelemente übereinstimmt. Zur rechnerischen Beschreibung werden im Folgenden die schon in der Literatur übliche Nomenklatur aus Abschnitt 5.1.2 und die in Abb. 5.3 definierten Kenngrößen verwendet. Die Abstände in x - und y -Richtung bezeichnen wir jeweils mit d_x und d_y . Bei der realisierten Antenne sind diese Abstände identisch $d_x = d_y = \lambda_0/2$. Für die Spannungen führen wir getrennte Indices m und n ein. Diese entsprechen direkt der Indizierung c_{mn} des zugehörigen Koeffizienten in der Koppelmatrix.

Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf eine planare Gruppengeometrie mit regelmäßigen Abständen in x - und y -Richtung. Zur Berechnung der theoretischen Stromverteilung führt man zweckmäßig die Wellenzahlen

$$k_x = k_0 \sin \vartheta \cos \varphi \quad (5.14)$$

$$k_y = k_0 \sin \vartheta \sin \varphi \quad (5.15)$$

einer aus der Richtung (ϑ, φ) einfallenden ebenen Welle entlang der Hauptrichtungen der Antennengruppe ein. Dabei ist $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ die Wellenzahl des freien Raumes. Die

Ortskoordinaten jedes Antennenelementes sind

$$x_h = h \cdot d_x \quad (5.16)$$

$$y_l = l \cdot d_y, \quad (5.17)$$

wobei sich im speziellen Fall eines 5×5 -Arrays die Strom- und Spannungsindices durch

$$m = n = 5l + h + 1 \quad (5.18)$$

aus den Ortsindices ergeben. Da sie in allen folgenden Beziehungen nur als Skalierungsfaktor auftritt, normiert man die Amplitude der einfallenden Welle und schreibt für die theoretische Amplitude des Stromes im n -ten Element

$$a_n = e^{j(k_x x_h + k_y y_l)}. \quad (5.19)$$

Falls, wie in der beschriebenen Vorgehensweise, die Verkopplung durch eine Koppelmatrix beschrieben wird, müssen diese Amplituden noch mit der Richtcharakteristik der isolierten Antennenelemente multipliziert werden. Werden diese aber als identisch angenommen, dann bilden sie nur einen weiteren Skalierungsfaktor, dessen Normierung die Gültigkeit der nachfolgenden Betrachtungen nicht einschränkt.

Die Kalibrierungsprozedur geht nach Gl. 5.13 von den Empfangsspannungen

$$\mathbf{x}(\vartheta, \varphi) = \mathbf{K} \cdot \mathbf{a}(\vartheta, \varphi),$$

aus, wobei die Kalibrierungsaufgabe darin besteht, die Übertragungsmatrix \mathbf{K} zu schätzen. Erfasst man die Empfangsspannungen von N Einfallrichtungen und schreibt diese in eine Matrix $\mathbf{X} = (\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N)$, so gilt mit den zugehörigen Elementströmen $\mathbf{A} = (\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_N)$

$$\mathbf{X} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{A}. \quad (5.20)$$

Wählt man die Anzahl N der Einfallrichtungen ebenso groß, wie die Gesamtzahl der Antennenelemente, dann sind \mathbf{X} und \mathbf{A} quadratische Matrizen. Falls \mathbf{A} invertierbar ist, ergibt sich die gesuchte Übertragungsmatrix durch

$$\mathbf{K} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{A}^{-1}. \quad (5.21)$$

Mit Hilfe der so bestimmten Übertragungsfunktion kann mit

$$\mathbf{A} = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{X} \quad (5.22)$$

zu jedem beliebigen Empfangsspannungsvektor \mathbf{x} die zugehörige Einfallrichtung \mathbf{a} auf die Antennengruppe berechnet werden, die der Feldstärkeverteilung an den Orten der Antennenelemente entspricht, wenn das Wellenfeld nicht durch die Antennengruppe gestört würde.

Die Auswahl der Kalibrierungsrichtungen erfolgt regelmäßig und äquidistant im k -Raum, in der Weise, dass das Ensemble der 25 Richtungen den sichtbaren Bereich $|k| \leq 1$ möglichst gut abdeckt. Dabei ist zu beachten, dass keine Richtungen auf dem Kreis $|k| = 1$ ($\vartheta = 90^\circ$) zu liegen kommen, weil dort die Antennenelemente nicht mehr empfangen und deswegen die Matrix \mathbf{A} mit hoher Wahrscheinlichkeit nicht mehr invertierbar ist. Zum

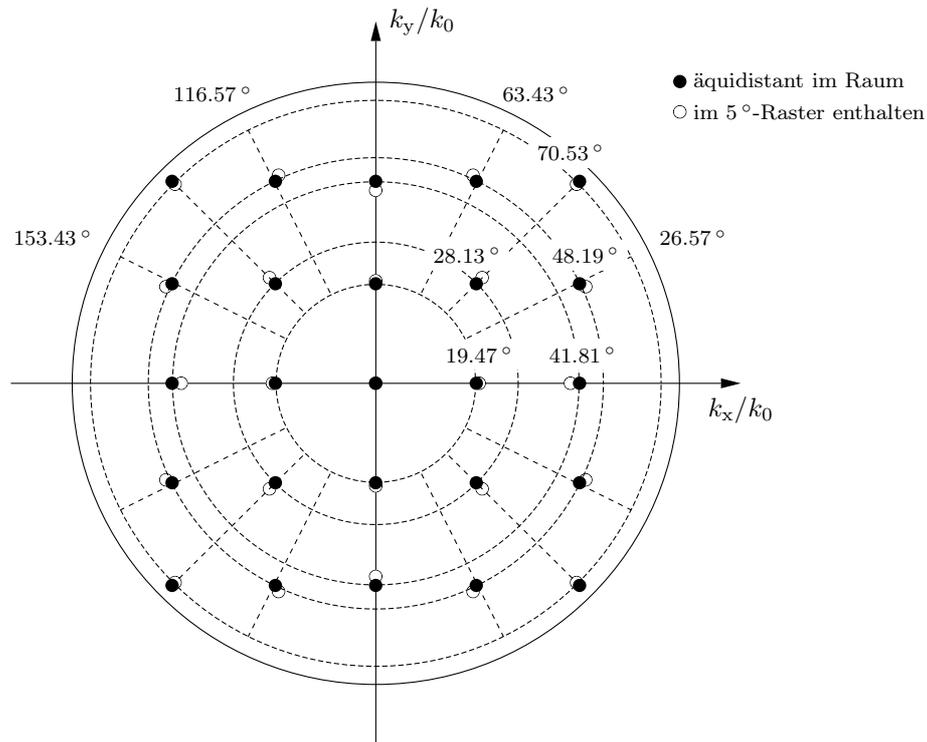


Abb. 5.4: Auswahl der Kalibrierungsrichtungen für den Fall $N = 25$. Gestrichelt sind die Kreise $\vartheta = \text{konst}$ und die Linien $\varphi = \text{konst}$

Beispiel sind die Strombelegungen, die zu den Punkten $(-1, 0)$ und $(1, 0)$ des k -Raumes gehören, offensichtlich voneinander linear abhängig, wenn die Elementzeilen im Abstand $\lambda_0/2$ angeordnet sind. Die getroffene Wahl zeigt Abb. 5.4, für k_x/k_0 bzw. k_y/k_0 wurden die diskreten Werte 0, $1/3$ und $2/3$ gewählt. Die äußersten Kalibrierungsrichtungen liegen dabei bei einem Elevationswinkel von ca. 70° ($|k_x/k_0| = |k_y/k_0| = 2/3$). Die exakten Werte für die sich ergebenden Elevationswinkel stehen über den Punkten und gelten für den zugehörigen Kreis $\vartheta = \text{konst.}$, die Azimutwerte sind am Rand eingetragen. Die Messungen mit dem Antennendrehtisch wurden sowohl für Azimut als auch für den Elevationswinkel in 5° -Schritten durchgeführt. Es sind daher keine Messrichtungen verfügbar, die exakt ein regelmäßiges Gitter im k -Raum bilden. So wurden zur Kalibrierung diejenigen Messpunkte ausgewählt, die den Punkten eines regelmäßigen Gitters am nächsten liegen. In Abb. 5.4 sind diese Punkte eingezeichnet. Die schwarzen Kreise bilden ein regelmäßiges Gitter, das den gesamten sichtbaren Bereich gut abdeckt, die zugehörige Stromvektoren sind linear unabhängig, sodass \mathbf{A} invertierbar ist.

Berechnung der gesuchten Matrix durch Mittelung

Bei starken Degradationen der Antennencharakteristiken der Einzelstrahler kann das soeben beschriebene Verfahren unter Umständen zu unbefriedigenden Ergebnissen führen, wenn die ausgewählten Kalibrierungsrichtungen an ungünstigen Stellen für eine Berechnung liegen. Eventuell kann es daher sinnvoll sein, die Ausgangsgleichung

$$\mathbf{x}(\vartheta, \varphi) = \mathbf{K} \cdot \mathbf{a}(\vartheta, \varphi) \quad (5.23)$$

mit Hilfe aus der Matrizen­theorie bekannter Verfahrens (z.B. *Least Squares*) basierend auf einem überbestimmten Satz von Basisgleichungen zu lösen. Damit ergibt sich dann die Lösung der gesuchten Matrixkoeffizienten als Mittelung über eine mehr oder weniger große Anzahl von Kalibrierungspunkten im Raum.

Bei anderen Methoden wird versucht, Gl. 5.23 unter der Annahme zu lösen, dass ein zu \mathbf{a} orthogonaler Richtungsvektor \mathbf{c} existiert, der mit dem Messvektor \mathbf{x}_u im ungestörten Fall der Beziehung

$$0 = \mathbf{c}^H \mathbf{x}_u \mathbf{x}_u^H \mathbf{c} \quad (5.24)$$

folgt, im gestörten Fall aber wird der quadratischen Fehler

$$\epsilon^2(\mathbf{K}) = \mathbf{c}^H \mathbf{K} \mathbf{x}_g \mathbf{x}_g^H \mathbf{K}^H \mathbf{c} \quad (5.25)$$

verursacht [58, 71]. Durch Minimierung von $\epsilon^2(\mathbf{K})$ erhält man die Koppelmatrix. Dies ist nach weiteren Umformungen mit Hilfe einer Eigenwertanalyse möglich. Zusätzlich bringt eine Mittelung über mehrere Einfallrichtungen eine Erhöhung der Schätzstabilität.

5.1.3 Schätzung der Übertragungsmatrix anhand von Messdaten

Das Array wurde auf einer Antennenmessanlage mit zirkularer Sendepolarisation vermessen. Auf die erhaltene Messreihe wurde die in Abschnitt 5.1.2 dargestellte Kalibrierungsprozedur angewendet. Als Ergebnis erhält man eine Schätzung für die komplexe Übertragungsmatrix, die in Abb. 5.5 betragsmäßig dargestellt ist. Erwartungsgemäß besitzen Hauptdiagonalelemente, die die Eigenimpedanzen der Elemente darstellen, die größten Beträge. Alle übrigen Matrixelemente stellen die Koppelimpedanzen zu anderen Antennenelementen dar, wobei nur ein leichter Schwerpunkt bei den unmittelbar benachbarten Elementen festzustellen ist. Die erste Zeile bildet sich dabei als Nullzeile mit einem einzigen von Null verschiedenen Eintrag bei der Eigenkopplung des Antennenelementes 1 aus. Dieses Phänomen erklärt sich aus der notwendigen Wahl von Phasenbezugselementen sowohl bei der Berechnung der idealen Phasenverteilung einer einfallenden Welle, als auch bei der Bestimmung der zeitlich gemittelten Empfangsspannungszeiger aus der Kovarianzmatrix der Empfangsspannungen. Sinnvollerweise wählt man für beide Fälle das gleiche Bezugselement aus, wodurch erzwungen wird, dass der Strom und die Klemmenspannung des betroffenen Referenzelementes stets gleichphasig sind. Dies ist gleichbedeutend mit der Feststellung, dass diese Klemmenspannung nicht von Überkopplungen aus anderen Elementen überlagert ist. Eine mögliche Behandlung dieses Problems ist die Schätzung von ebenso vielen Übertragungsmatrizen, wie Antennenelemente vorliegen. Dabei tritt jedes Element einmal als Bezugselement auf. Aus diesen 25 Schätzungen kann durch geeignete Zusammenführung (z.B. Mittelung) eine neue Schätzung für die Übertragungsmatrix gewonnen werden.

Als Kriterium zur Beurteilung der Güte der Kalibrierung dient ihre Befähigung, das theoretische Phasenbild aus den Messdaten wieder herzustellen. Dabei wird der Mittelwert des Betrags der Phasendifferenz von Messdaten und theoretischen Phasenbild über alle Antennenelemente

$$\overline{|\Delta \angle \mathbf{x}|} = \frac{1}{25} \sum_{m=1}^{25} |\angle \mathbf{x}_{\text{kal}} - \angle \mathbf{x}_{\text{ideal}}|$$

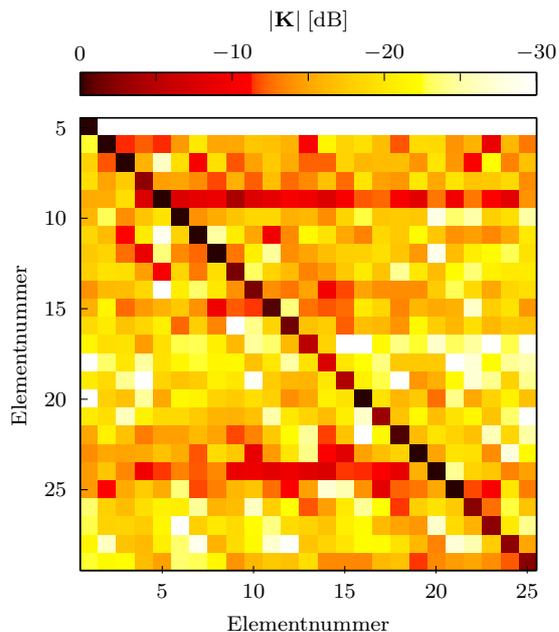


Abb. 5.5: Normierter Betrag der geschätzten Übertragungsmatrix

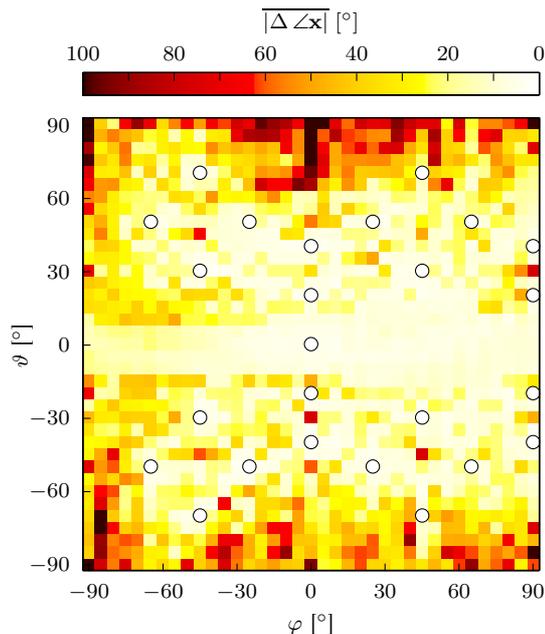


Abb. 5.6: Mittlere Differenz zwischen theoretischer und durch Kalibrierung restaurierter Phase

betrachtet, die für alle gemessenen Einfallswinkelrichtungen in Abb. 5.6 dargestellt ist. Die angegebenen Winkelkoordinaten beziehen sich auf das Koordinatensystem des Drehtisches nach Abb. 4.1. Als Kreise eingezeichnet sind zusätzlich die Stützpunkte der Kalibrierung. Zu erkennen ist die Verkleinerung des Kalibrierungsfehlers bzw. eine Ausdehnung der Gebiete kleinerer Abweichungen innerhalb der Stützpunkte.

Die geschätzte Kalibrierungsmatrix scheint in diesem Sinne brauchbar bis zu Elevationswinkeln von ca. 70° , wenn diese zusätzlich innerhalb der Kalibrierungsstützpunkte liegen. Wie sich die festzustellenden Abweichungen des restaurierten Phasenbildes vom theoretischen Phasenbild über dem definierten Winkelbereich der Gruppenantenne auf eine nachgeschaltete Richtungsschätzung auswirken, wird in den nachfolgenden Abschnitten zur Richtungsschätzung untersucht.

Inwieweit diese Kalibrierung die Restauration einer einzelnen Feldbelegung ermöglicht, ist anhand dreier Beispiele in Abb. 5.7 bis Abb. 5.9 gezeigt. Für jeweils beispielhafte Einfallswinkelrichtungen sind die Feldbelegungen nach Betrag und Phase aufgetragen. Zum Vergleich ist jeweils links die theoretische Feldbelegung, in der Mitte die gemessenen Spannungen und rechts die Feldbelegung, die durch Anwendung der Kalibrierung auf die Empfangsspannungen gewonnen wurde, wobei die grau eingezeichneten Punkte die Phasendifferenz aus theoretischem und kalibriertem Phasenbild darstellen. Bild 5.7 zeigt nach der Kalibrierung eine vollständige Korrektur von Amplitude und Phase. Nach Abb. 5.4 wurde auf den Einfallswinkel $\vartheta = -50^\circ$ und $\varphi = -65^\circ$ ein Kalibrierungsstützpunkt gelegt, was die ideale Wiederherstellung der Verhältnisse bewirkt. Im Gegensatz dazu liegt der Einfallswinkel von Abb. 5.8 nicht auf einen solchen Stützpunkt, wodurch kleinere Abweichungen bedingt sind. Wählt man nun eine Einfallswinkelrichtung außerhalb dieser Stützpunkte wie in Abb. 5.9, werden erwartungsgemäß trotz Kalibrierung wesentlich schlechtere Ergebnisse erzielt.

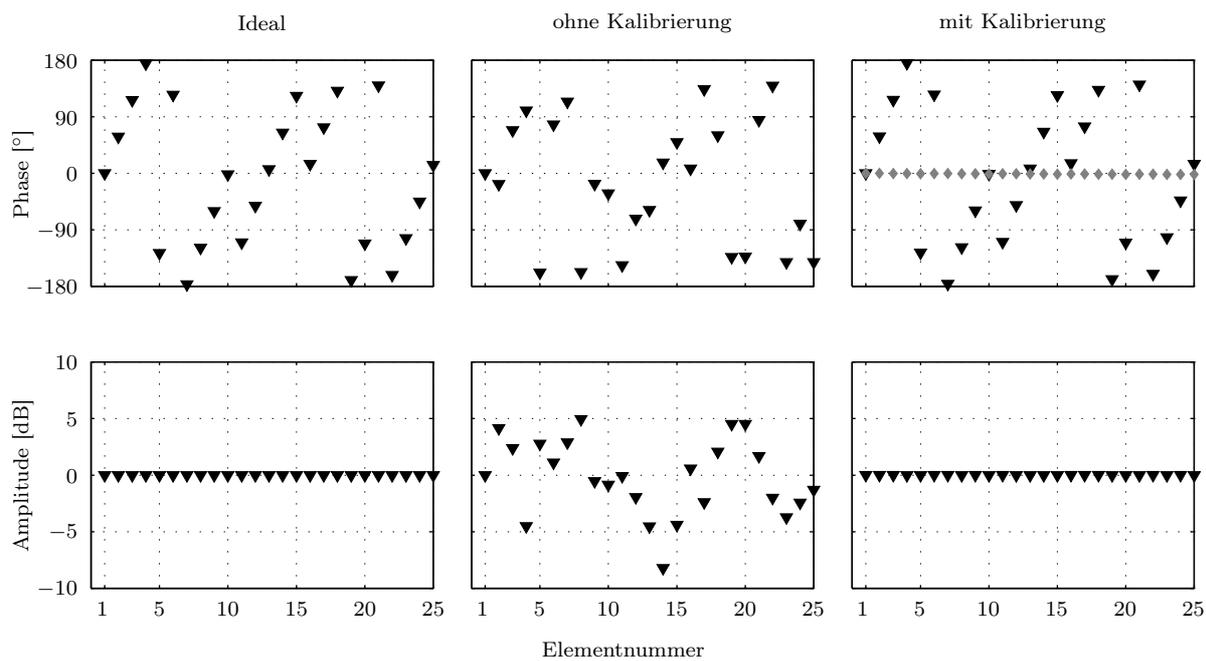


Abb. 5.7: Beispiel für die Restauration der komplexen Feldbelegung durch die Kalibrierung mit Einfallrichtung auf einem Kalibrierungsstützpunkt ($\vartheta = -50^\circ$ und $\varphi = -65^\circ$)

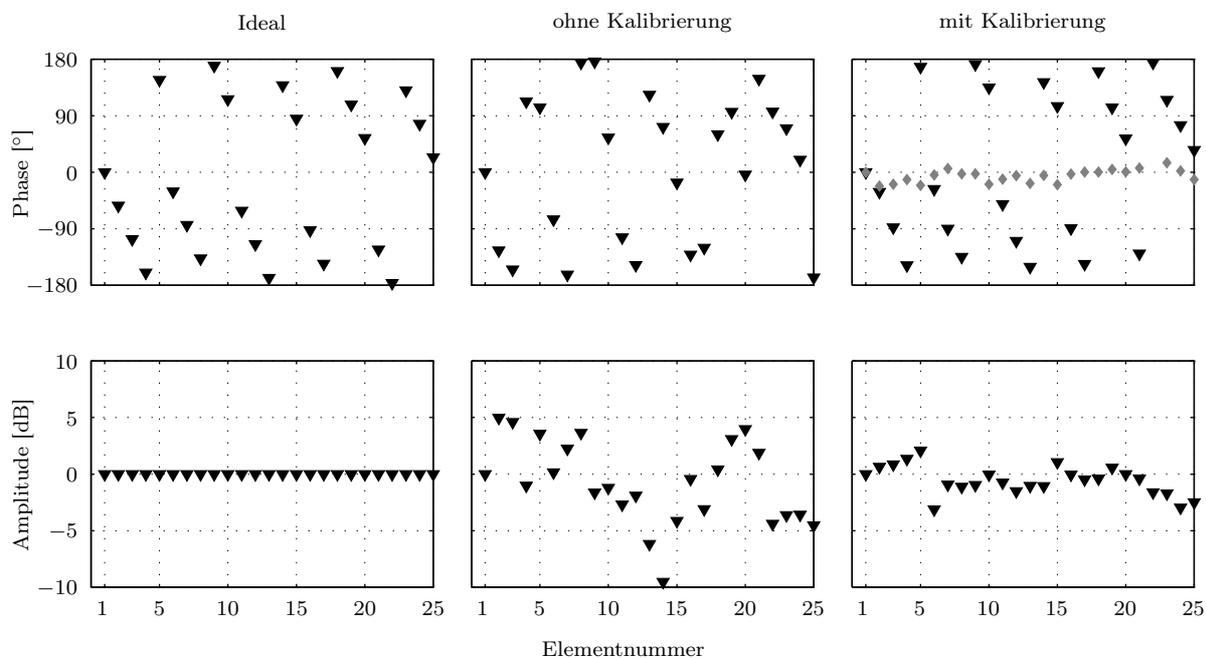


Abb. 5.8: Beispiel für die Restauration der komplexen Feldbelegung durch die Kalibrierung mit Einfallrichtung innerhalb der Kalibrierungsstützpunkte ($\vartheta = 20^\circ$ und $\varphi = -30^\circ$)

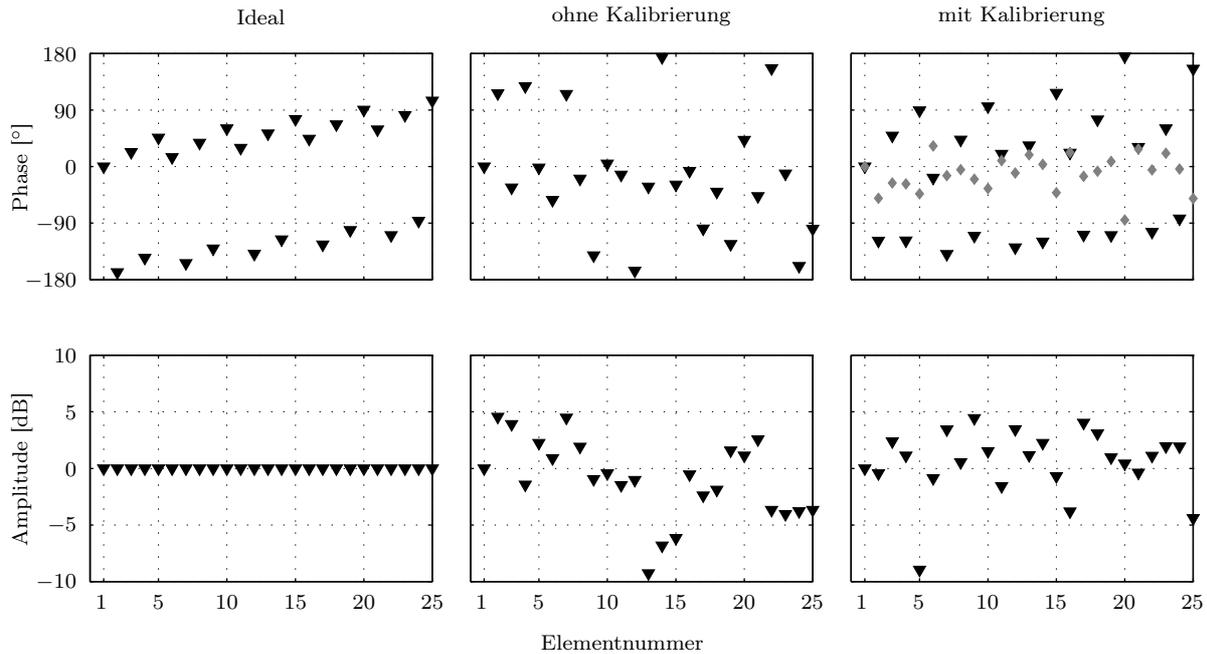


Abb. 5.9: Beispiel für die Restauration der komplexen Feldbelegung durch die Kalibrierung mit Einfallrichtung außerhalb der Kalibrierungsstützpunkte ($\vartheta = 70^\circ$ und $\varphi = 5^\circ$)

5.1.4 Diagonalkalibrierung

Speziell bei der Systemintegration wurde eine sehr einfache Kalibrierung verwendet, die nur die Verstärkungsunterschiede sowie Phasenunterschiede durch unterschiedliche Leitungslängen der Empfänger ausgleicht, aber keine Verkopplungseffekte unter den Einzelantennen berücksichtigt, d.h. die Koppelmatrix \mathbf{C} des passiven Array entspricht der Einheitsmatrix. Es wird dazu ein einziger Messdatensatz mit einem Signal aus bekannter Richtung, z.B. bei senkrechtem Einfall mit $\vartheta = \varphi = 0^\circ$ verwendet. Jedes Element wird dann mit einem Amplituden- und Phasenfaktor beaufschlagt, der notwendig ist, um das theoretische Amplituden- und Phasenbild herzustellen. Damit besteht die Korrekturmatrix \mathbf{K} aus einer Diagonalmatrix \mathbf{V} , deren Elemente die komplexen Verstärkungen v_m enthalten.

$$\mathbf{K} = \mathbf{V} \mathbf{C} = \text{diag}(v_1, \dots, v_M) \quad (5.26)$$

Mit dieser Diagonalkalibrierung wird bei Winkeln, die weiter vom Kalibrierungswinkel entfernt sind, z.B. bei $\vartheta = -50^\circ$, $\varphi = -65^\circ$ in Abb. 5.10 dargestellt, erwartungsgemäß ein schlechteres Ergebnis als bei der Kalibrierung nach Abschnitt 5.1.2 mit dem Vergleichsbild 5.7 erreicht. Stellt man nun die Ergebnisse der Diagonalkalibrierung mit der Kalibrierung aus Abschnitt 5.1.3 innerhalb bzw. außerhalb der Stützpunkte gegenüber, erzielt die Diagonalkalibrierung innerhalb der Stützpunkte durchschnittlich schlechtere Werte. Liegen dagegen die Einfallrichtungen außerhalb der Stützpunkte, können die Phasen- und Amplitudendifferenzen der Diagonalkalibrierung deutlich unter den Werten der Vergleichskalibrierung liegen.

Insgesamt ist festzustellen, dass durch die Vorschaltung einer Kalibrierung eine deutliche Verbesserung des Systemverhaltens zu erkennen ist, wenngleich die verbleibenden

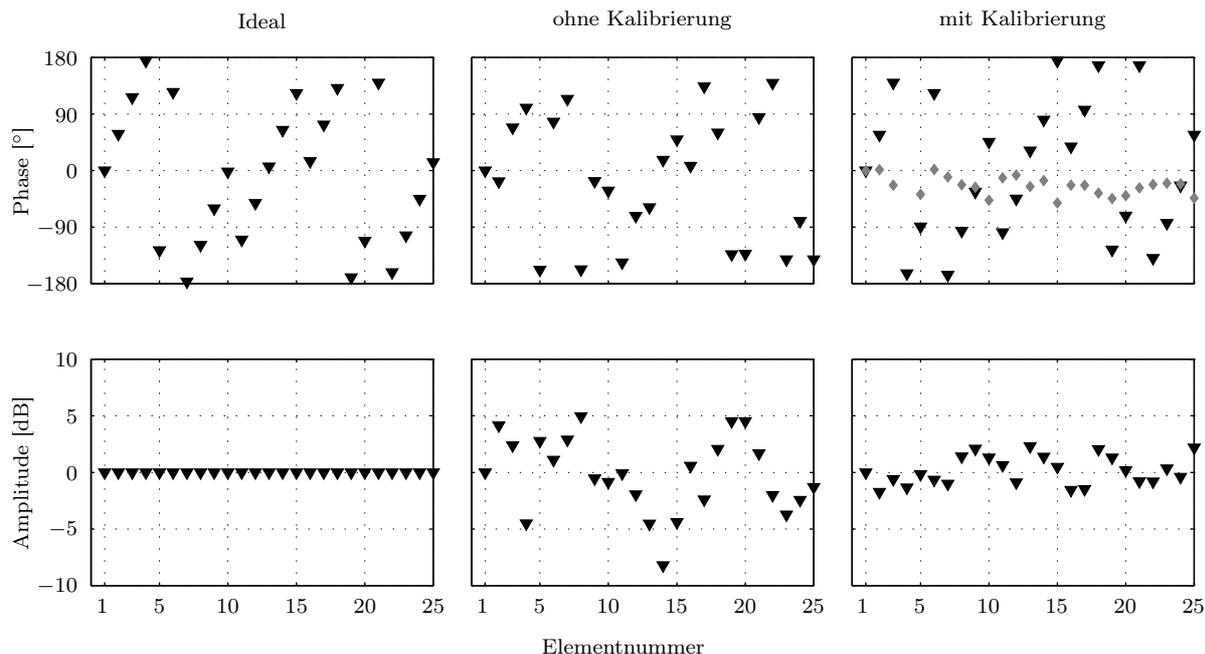


Abb. 5.10: Beispiel für die Restauration der komplexen Feldbelegung durch die Diagonalkalibrierung ($\vartheta = -50^\circ$ und $\varphi = -65^\circ$)

Fehler noch immer eine merkliche Größe darstellen. Der Betrieb des Gesamtsystems mit Korrektur durch eine Kalibrierung wird im folgenden dargestellt. Dabei kommt vor allem die Kalibrierung nach dem Abschnitt 5.1.2 zum Einsatz, die zuletzt vorgestellte Diagonalkalibrierung wird nur zu Vergleichszwecken herangezogen.

5.2 Richtungsschätzung und Strahlformung

Die Methoden der Array-Signalprozessierung ermöglichen die Verarbeitung der Empfangsspannung einer Antennengruppe derart, dass bestimmte Parameter optimal werden. So kann das Ziel einer digitalen Strahlformung beispielsweise sein, den Störabstand zu maximieren. Man erreicht dies in erster Linie durch Ausbildung der Hauptstrahlrichtung in die Richtung des einfallenden Nutzsignals und gegebenenfalls durch Unterdrücken von Störsignalen mit Hilfe der Strahlungsnullstellen. Zu den Möglichkeiten einer Antennengruppe zählt auch die Schätzung von Einfallsrichtungen und damit die Verfolgung der Signalquelle mit der Hauptkeule. Diese Anwendung steht in diesem Abschnitt im Vordergrund und wird im Detail untersucht.

Zunächst wird ein für alle verwendeten Schätzverfahren gültiges Datenmodell der vom Array gemessenen Werte für den schmalbandigen Fall hergeleitet. Aus den zahlreichen Verfahren zur Richtungsschätzung wurden dann ein klassisches Verfahren (DFT bzw. FFT) sowie zwei Unterraumbasierte Verfahren (ESPRIT und MUSIC) ausgewählt. Nach einer Darstellung der jeweiligen Algorithmen, werden diese Verfahren zum einen auf synthetische Daten, die keine Verzerrungen durch die Hardware beinhalten, und zum anderen auf Messdaten, welche vorher der oben dargestellten Kalibrierung unterzogen wurden, angewendet. Ein Vergleich der Ergebnisse ermöglicht dann Aussagen über die

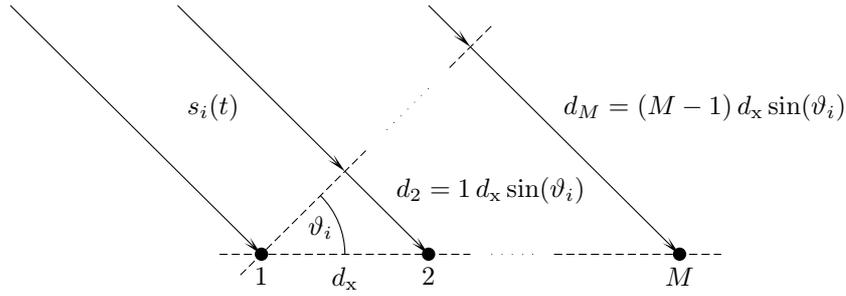


Abb. 5.11: Geometrie einer Arrayzeile bei Einfall einer Signalquelle

Effizienz der Richtungsschätzer und Kalibrierung. Abschließend werden mit den aus der Richtungsschätzung gewonnenen Gewichtungsfaktoren entsprechende Maxima der Richtcharakteristik in Richtung der Nutzsignale durch eine klassische digitale Strahlformung ausgebildet.

5.2.1 Geometrie- und Datenmodell

Zunächst sei angenommen, dass alle auf das Array einfallende Signalquellen unkorreliert und schmalbandig sind. Desweiteren sollen sich diese Punktquellen im Fernfeld befinden, damit an den Empfangselementen ebene Wellenfronten ankommen. Die M Antennenelemente seien gleichartig und äquidistant im Abstand d_x angeordnet. Wie in Abb. 5.11 dargestellt, fällt am Antennenelement 1 zum Zeitpunkt t die i -te Signalquelle $s_i(t)$ aus der Richtung ϑ_i ein. Durch den zusätzlichen Weg d_2 zum Antennenelement 2, trifft das Signal dort um

$$\tau = \frac{d_2}{c_0} = \frac{d_x \sin(\vartheta_i)}{c_0} \quad (5.27)$$

zeitverzögert auf. Bezogen auf das erste Antennenelement kann das Signal am Antennenelement 2 als Multiplikation der niederfrequenten komplexen Signalinformation $s(t)$ mit der um den Phasenfaktor μ_i verzögerten Trägerfrequenz f_0 betrachtet werden. Damit gilt für den Signalzustand am Antennenelement 2

$$s(t - \tau) = s(t) \cdot e^{j\mu_i} = s(t) \cdot e^{-j \frac{2\pi f_0 d_x \sin(\vartheta_i)}{c}}. \quad (5.28)$$

Mit $\lambda = c_0/f_0$ steht für den Phasenfaktor μ_i , den man auch als Ortsfrequenz bezeichnet,

$$\mu_i = -\frac{2\pi d_x \sin(\vartheta_i)}{\lambda}. \quad (5.29)$$

Beschrieben wird dieser durch den Abstand zweier benachbarter Antennenelemente d_x , der Wellenlänge der einfallenden Welle λ und deren Einfallswinkel ϑ_i . Da der Wertebereich der Ortsfrequenzen auf $-\pi \leq \mu_i \leq \pi$ angelegt ist, wählt man $d_x \leq \lambda/2$, damit die möglichen Einfallswinkel auf den Bereich $-90^\circ \leq \vartheta_i \leq +90^\circ$ beschränkt sind und somit Mehrdeutigkeiten vermieden werden.

Zum Zeitpunkt t werden nun von den M aktiven Antennenelementen Abtastwerte genommen. Der Messvektor $\mathbf{x}_i(t)$ wird durch die zeitverzögerten bzw. phasenverschobenen

Anteile der i -ten Signalquelle sowie dem Rauschvektor $\mathbf{n}(t)$ beschrieben:

$$\mathbf{x}_i(t) = \begin{bmatrix} s_i(t) \\ s_i(t - \tau) \\ s_i(t - 2\tau) \\ \vdots \\ s_i(t - (M-1)\tau) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\mu_i} \\ e^{j2\mu_i} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\mu_i} \end{bmatrix} s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.30)$$

Fallen nun auf das Array die Wellenfronten von d Signalquellen ein, werden sie im Messvektor $\mathbf{x}(t)$ überlagert:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [\mathbf{s}_1(t), \mathbf{s}_2(t), \dots, \mathbf{s}_d(t)] + \mathbf{n}(t) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu_1} & e^{j\mu_2} & \dots & e^{j\mu_d} \\ e^{j2\mu_1} & e^{j2\mu_2} & \dots & e^{j2\mu_d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\mu_1} & e^{j(M-1)\mu_2} & \dots & e^{j(M-1)\mu_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_d(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) \\ &= [\mathbf{a}(\mu_1) \quad \mathbf{a}(\mu_2) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\mu_d)] \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_d(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \end{aligned} \quad (5.31)$$

wobei

$$\mathbf{a}(\mu_i) = [1 \quad e^{j\mu_i} \quad e^{j2\mu_i} \quad \dots \quad e^{j(M-1)\mu_i}]^T.$$

Die Matrix \mathbf{A} heißt Array-Richtungsmatrix und \mathbf{a}_i sind deren Richtungsvektoren. \mathbf{A} stellt den zeitinvarianten, aber richtungsabhängigen Anteil des Messvektors dar.

In der Praxis wird die Richtungsschätzung auf der Basis eines Datensatzes mit mehreren bzw. N Abtastpunkten betrieben. Dazu erweitert man den Messvektor $\mathbf{x}(t)$ zur Array-Beobachtungsmatrix \mathbf{X} durch ein Aneinanderreihen der an den Abtastzeitpunkten t_k aufgenommenen Messvektoren $\mathbf{x}(t_k)$.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [\mathbf{x}(t_1), \mathbf{x}(t_2), \dots, \mathbf{x}(t_N)] \\ &= \mathbf{A} [\mathbf{s}(t_1), \mathbf{s}(t_2), \dots, \mathbf{s}(t_N)] + [\mathbf{n}(t_1), \mathbf{n}(t_2), \dots, \mathbf{n}(t_N)] \\ &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N} \in \mathbb{C}^{M \times N} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Eine wichtige Größe für viele Richtungsschätzalgorithmen ist die Array-Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ des Messvektors $\mathbf{x}(t_k)$:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \} \in \mathbb{C}^{M \times M} \quad (5.33)$$

$\mathbf{x}^H(t)$ bezeichnet dabei die konjugiert komplexe Transponierte bzw. hermitesche Form des Messvektors. Da die Array-Kovarianzmatrix im Normalfall nicht bekannt ist schätzt man diese Matrix über eine zeitliche Mittelung von N Abtastpunkten des Array-Ausgangs.

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) = \frac{1}{N} \mathbf{X} \mathbf{X}^H \quad (5.34)$$

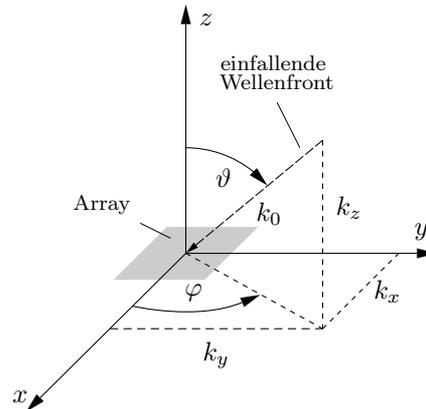


Abb. 5.12: Geometrische Anordnung im Koordinatensystem

5.2.2 Diskrete Fouriertransformation

Für eine erste einfache Schätzung der Einfallsrichtungen wird die Fouriertransformation im Sinne einer Transformation vom Ortsbereich in den zugehörigen Orts-Frequenz- bzw. Orts-Spektralbereich oder k -Raum verwendet. In diesem Fall werden die in einer orts-abhängigen Funktion enthaltenen Orts-Frequenzen bzw. Wellenzahlen k_x, k_y berechnet. Man erhält ein Wellenspektrum.

Da in unserem Fall zeitdiskrete Abtastwerte als Funktion vorliegen, wird hier die diskrete Fouriertransformation (DFT) verwendet. Folgende Korrespondenzen gelten zwischen Ortsbereich und Orts-Spektralbereich: Die Ausdehnung im Ortsbereich bestimmt die Inkrementweite im zugehörigen Orts-Spektralbereich, das Inkrement der Abtastwerte im Ortsbereich bestimmt die Ausdehnung im Orts-Spektralbereich.

Für den k -Raum gelten nach Abb. 5.12 folgende Zusammenhänge zwischen Einfallsrichtung (φ, ϑ) und Wellenzahlen:

$$\begin{aligned}
 k_x &= \sin \vartheta \cos \varphi \cdot k_0, \\
 k_y &= \sin \vartheta \sin \varphi \cdot k_0, \\
 k_z &= \cos \vartheta \cdot k_0 \quad \text{und} \\
 k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda_0} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}.
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

Mit den normierten Wellenzahlen $u = \frac{k_x}{k_0}$ und $v = \frac{k_y}{k_0}$ lässt sich daraus folgendes Gleichungssystem für das zweidimensionale Array in der x/y-Ebene bilden:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \sin \vartheta \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix} \tag{5.36}$$

Gleichung 5.36 stellt den Zusammenhang zwischen einem einfallenden Signal aus der Richtung (φ, ϑ) und dem zugehörigen Punkt im k -Raum dar. Man erkennt, dass der Punkt im k -Raum auf einer Kreisbahn mit Radius $\sin \vartheta$ wandert, wenn sich der Winkel

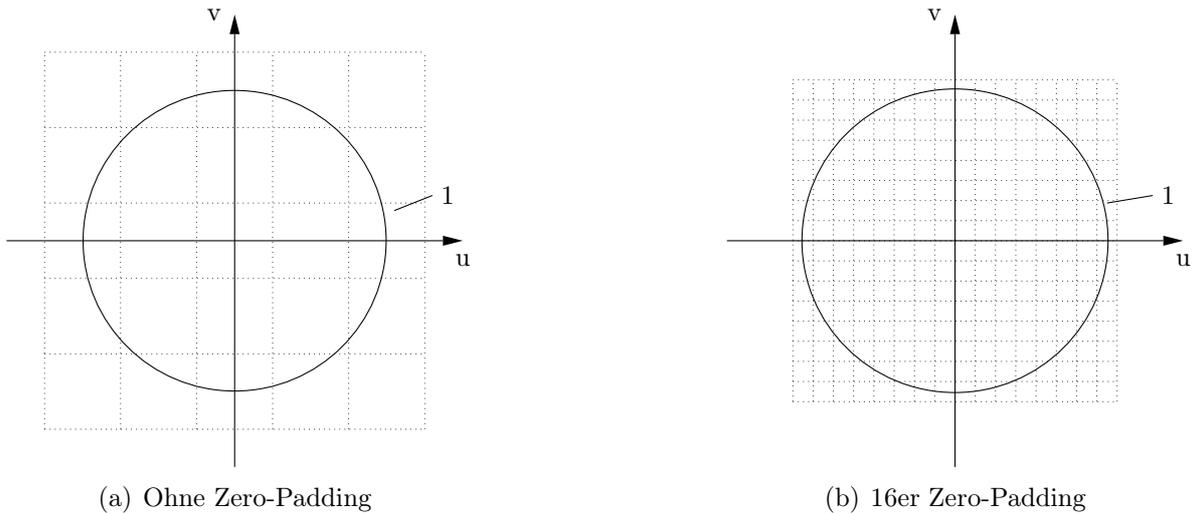


Abb. 5.13: Diskrete Werte im k -Raum

φ des einfallenden Signals ändert. Aus dem Wellenspektrum ergeben sich die Winkel

$$\varphi = \arctan\left(\frac{u}{v}\right) \quad \text{und} \quad (5.37)$$

$$\vartheta = \arcsin\left(\frac{\sqrt{u^2 + v^2}}{1}\right), \quad (5.38)$$

wobei sich der eindimensionale Fall durch die Bedingung $\varphi = 0$ ergibt.

Im k -Raum existieren in unserem Fall gemäß der Anzahl der Antennenelemente 5×5 diskrete Werte der Spektralfunktion. Siehe dazu Abb. 5.13(a). Berücksichtigt man, dass $\sin \vartheta$ nicht größer als 1 werden kann, fallen bereits vier dieser Werte im k -Raum weg. Im ganzen Halbraum über der Antenne kann nur zwischen 21 Einfallrichtungen unterschieden werden. Damit sind sehr große Abweichungen von der geschätzten zur realen Empfangsrichtung systematisch bedingt. Erweitert man die Matrix der Abtastwerte von ihrer realen Größe (5×5) auf eine Matrix mit mehr Werten als real vorhanden durch Hinzufügen mehrerer Null-Zeilen und -Spalten (*Zero Padding*), erhält man im k -Raum interpolierte Punkte zwischen den vorhandenen Punkten, wie beispielsweise bei einem Zero-Padding mit 16×16 Punkten nach Abb. 5.13(b). Dadurch kann zwar die Diskretisierung erhöht und damit der Diskretisierungsfehler verringert werden, das Vermögen, mehrere Signale voneinander zu trennen, d.h. das Auflösungsvermögen bleibt jedoch gleich, da keine zusätzliche Information hinzugefügt wurde.

Betrachtet man die Rechenkomplexität der DFT, geht die Anzahl der Diskretisierungsschritte Z für den eindimensionalen Fall quadratisch, für den zweidimensionalen Fall mit der vierten Potenz ein. Besonders im zweidimensionalen Fall ist die Diskretisierungsschrittweite aufgrund der Rechenleistung beschränkt. Die Ordnung der Komplexität wird durch die Implementierung einer schnellen Fouriertransformation (FFT) auf $\mathcal{O}(Z \log(Z))$ bzw. im zweidimensionalen Fall auf $\mathcal{O}(Z^2 \log(Z))$ reduziert. Dabei bedingt der Radix-2-FFT Algorithmus eine Länge der FFT bzw. die Anzahl der Diskretisierungspunkte in Potenzen von zwei.

5.2.3 ESPRIT

Im Gegensatz zum zuvor beschriebenen DFT-Algorithmus versuchen Unterraumbasierte Verfahren durch die Bestimmung der einen Signalraum aufspannenden Vektoren die Einfallsrichtungen aller einfallenden Wellen zu ermitteln. Das hochauflösende ESPRIT-Verfahren (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) nutzt dazu die Invarianz des Signalunterraums aus [7, 32, 62].

ESPRIT-Algorithmen werden in drei Basisschritte unterteilt:

- Schätzung des Signalunterraums unter Berechnung einer Basis für den geschätzten Signalunterraum,
- Lösung eines überbestimmten Gleichungssystems (Invarianzgleichung), das sich aus der Basismatrix des Signalunterraums ergibt, und
- Schätzung der Ortsfrequenzen unter Berechnung der Eigenwerte aus der Lösung der Invarianzgleichung.

Diese drei Schritte werden im Folgenden für den 1-dimensionalen Fall des Standard-ESPRIT genauer dargestellt. Voraussetzung für den Algorithmus ist ein regelmäßig aufgebautes Antennenarray, aus dem mindestens zwei Teilarrays gebildet werden können. Diese unterscheiden sich im Extremfall nur in einem Element.

Schätzung des Signalunterraumes

Betrachtet man zunächst d nicht kohärente ebene Wellen, die auf M - äquidistant angeordnete Sensoren eines Arrays nach Abb. 5.11 einfallen, kann der verrauschte Messvektor \mathbf{x} der Arrayelemente bzw. Beobachtungsvektor zum diskreten Zeitpunkt t nach Gl. 5.31 dargestellt werden.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu_1} & e^{j\mu_2} & \dots & e^{j\mu_d} \\ e^{j2\mu_1} & e^{j2\mu_2} & \dots & e^{j2\mu_d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\mu_1} & e^{j(M-1)\mu_2} & \dots & e^{j(M-1)\mu_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_d(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned}$$

Die Rauschsignale $\mathbf{n}(t)$ seien dabei mittelwertfrei und gaußverteilt, die Elemente voneinander unabhängig, d.h. für die Kovarianzmatrix des Rauschvektors $\mathbf{n}(t)$ gilt mit \mathbf{I}_M als Einheitsmatrix der Dimension $M \times M$:

$$E \{ \mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H \} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_M. \quad (5.39)$$

Ebenso ist das Rauschen mit den Nutzsignalen unkorreliert. Die Array-Richtungsmatrix \mathbf{A} (*Array Steering Matrix*) hat mit $d < M$ den vollen Spaltenrang d und d ungleiche Eigenwerte.

Unterraumbasierte Verfahren schätzen die Phasenfaktoren $a_i = e^{j\mu_i}$, ($i = 1, \dots, M$), mit denen anschließend die Ortsfrequenzen μ_i und damit die Einfallsrichtungen ϑ_i bestimmt

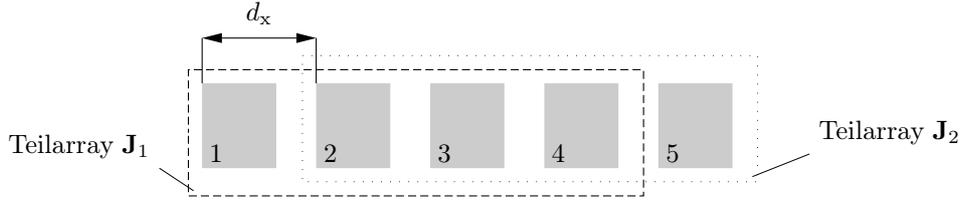


Abb. 5.14: Gruppierung der Antennenelemente in zwei gleiche Teilarrays

werden können. Dazu wird die Kovarianzmatrix des Beobachtungsvektors \mathbf{x} (Gl. 5.33) zunächst in Signal- und Rauschanteil aufgespalten:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E \{ \mathbf{xx}^H \} = \mathbf{A} \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad \text{mit} \quad \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = E \{ \mathbf{ss}^H \}, \quad (5.40)$$

$\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}$ ist dabei die Signal-Kovarianzmatrix und hat den Rang der Anzahl der einfallenden Wellenfronten d . Die Kovarianzmatrix des Beobachtungsvektors wird dann in die Eigenwertform

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_0] \left(\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \right) \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_0^H \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

gebracht, wobei die Spalten von \mathbf{U}_s den Signalunterraum, die Spalten von \mathbf{U}_0 den dazu orthogonalen Rauschunterraum aufspannen. Sortiert man die M Eigenwerte der Größe nach, gilt:

$$\begin{aligned} (\lambda_1 = \lambda_1^s + \sigma_n^2) &> (\lambda_2 = \lambda_2^s + \sigma_n^2) > \dots > (\lambda_d = \lambda_d^s + \sigma_n^2) \\ &> \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_n = \sigma_n^2 \end{aligned}$$

Für den rauschfreien Fall, d.h. $\sigma_n^2 = 0$, verschwinden auch die Rauschanteile der Eigenwerte, sodass

$$\begin{aligned} (\lambda_1 = \lambda_1^s) &> (\lambda_2 = \lambda_2^s) > \dots > (\lambda_d = \lambda_d^s) \\ &> \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_n = 0 \end{aligned}$$

gilt. Die Eigenvektoren bleiben aber erhalten.

Da die exakte Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ in der Praxis nicht bekannt ist, wird zur weiteren Berechnung die geschätzte Kovarianzmatrix $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ nach Gl. 5.34 verwendet.

Lösung der Invarianzgleichung

Für die weiteren Schritte wird das Array in zwei gleiche Teilarrays zerlegt. Wir gehen im Folgenden nach Abb. 5.14 von zwei Teilarrays mit maximaler Überlappung aus. Um diese Gruppierung auch im mathematischen Sinne durchzuführen, werden zwei Auswahlmatrizen eingeführt. Diese suchen aus der Array-Richtungsmatrix \mathbf{A} die zum jeweiligen Teilarray zugehörigen Zeilen aus. Die Auswahlmatrizen \mathbf{J}_1 und \mathbf{J}_2 haben für maximale Überlappung den Aufbau

$$\mathbf{J}_1 = [\mathbf{I}_m \quad \mathbf{0}] \in \mathbb{R}^{m \times M} \quad \text{und} \quad \mathbf{J}_2 = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}_m] \in \mathbb{R}^{m \times M}, \quad (5.42)$$

wobei m die Anzahl der Elemente eines Teilarrays ist, d.h. in diesem Fall gilt $m = M - 1$. Da wir von zwei identischen, aber zueinander verschobenen Teilarrays ausgehen, ist jeder Array-Richtungsvektor der Matrix \mathbf{A} des zweiten Teilarrays der mit dem Phasenfaktor $e^{j\mu_i}$ multiplizierte Vektor des ersten Teilarrays. Diese Invarianz aller Richtungsvektoren der Matrix \mathbf{A} gegenüber einer Phasenverschiebung μ_i wird in der *Invarianzgleichung*

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{A} \Phi = \mathbf{J}_2 \mathbf{A}, \quad \text{mit} \quad \Phi = \text{diag} \{e^{j\mu_i}\}_{i=1}^d \quad (5.43)$$

ausgedrückt. Da Φ die gewünschte Richtungsinformation enthält, ist es Ziel der Richtungsschätzung, die Invarianzgleichung zu lösen, wobei hier nur die beiden Auswahlmatrizen bekannt sind.

Um das Gleichungssystem lösen zu können, bedient man sich hier der Kovarianzmatrix bzw. der Eigenwertzerlegung der Empfangssignale $\mathbf{x}(t)$. Im Weiteren wird der rauschfreie Fall angenommen, da nur die Eigenvektoren, die für den verrauschten und rauschfreien Fall identisch sind, verwendet werden. Aus den Gleichungen 5.40 und 5.41 folgt nun für den rauschfreien Fall

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}}|_{\sigma_n^2=0} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{R}}_{\text{ss}} \mathbf{A}^H = \mathbf{U}_s \Lambda_d \mathbf{U}_s^H. \quad (5.44)$$

\mathbf{A} und \mathbf{U}_s spannen den gleichen d -dimensionalen Signalraum auf und es existiert eine Transformationsmatrix \mathbf{T}_A , für die $\mathbf{A} = \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A$ gilt. Damit lässt sich für die Invarianzgleichung

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Phi = \mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \quad (5.45)$$

schreiben. Dieses Gleichungssystem ist im Moment nicht lösbar, da sowohl \mathbf{T}_A als auch Φ nicht bekannt sind. Führt man aber Φ durch eine eigenwerterhaltende Ähnlichkeitstransformation in $\Psi = \mathbf{T}_A \Phi \mathbf{T}_A^{-1}$ über, so erhält man für die Invarianzgleichung

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s \Psi = \mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s. \quad (5.46)$$

Dieses Gleichungssystem ist für Ψ nun lösbar, da alle Elemente außer Ψ bekannt sind. Ruft man sich wieder in Erinnerung, dass Φ eine Diagonalmatrix ist, d.h. die Diagonalelemente sind gleich den Eigenwerten der Matrix Φ , erkennt man, dass die Eigenwertzerlegung von Ψ genau die gesuchten Phasenfaktoren mit den Ortsfrequenzen als Eigenwerte liefert und damit die Richtungen der einfallenden Signale bestimmbar sind.

Zur Lösung dieser Gleichung bedient man sich des *Least Squares* Algorithmus und erhält

$$(\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)^H (\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s) \Psi = (\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)^H (\mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s). \quad (5.47)$$

Schätzung der Ortsfrequenzen

Unter der Voraussetzung, dass $(\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)^H (\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)$ invertierbar ist, lässt sich diese Gleichung lösen. Es ergibt sich abschließend

$$\Psi = [(\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)^H (\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)]^{-1} [(\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s)^H (\mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s)]. \quad (5.48)$$

Die Eigenwertzerlegung von Ψ liefert dann die zu jeder Einfallsrichtung gehörende Ortsfrequenz μ_i , die dann anhand des bereits in Gl. 5.29 angegebenen Zusammenhangs

$$\mu_i = -\frac{2\pi d_x \sin(\vartheta_i)}{\lambda}$$

in die entsprechende Einfallsrichtung umgerechnet werden kann.

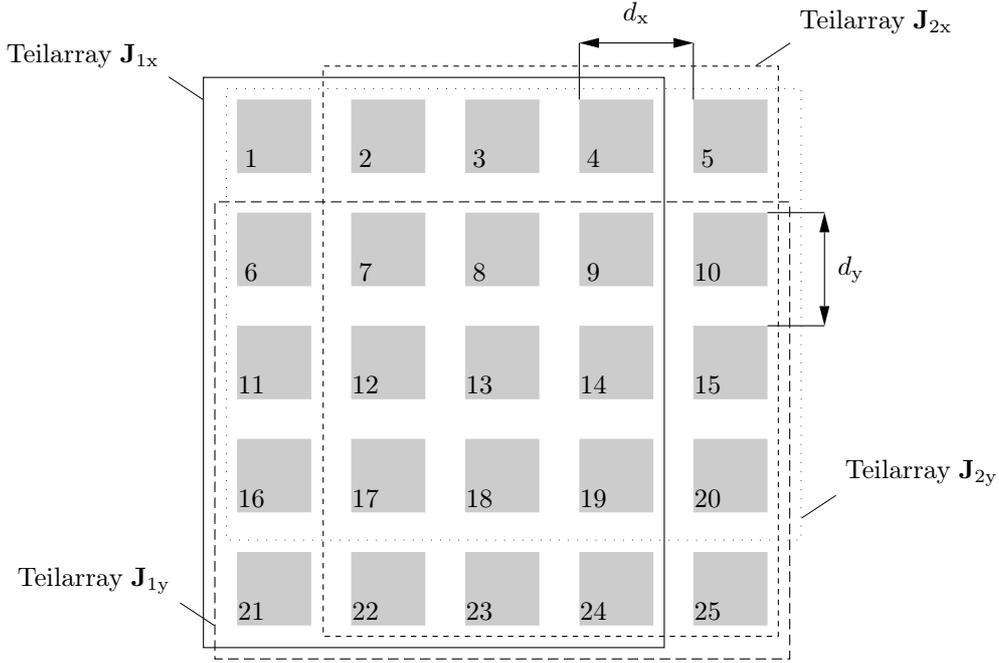


Abb. 5.15: Gruppierung der Antennenelemente in vier Teilarrays

Zweidimensionaler Fall

Eine Erweiterung des ESPRIT-Algorithmus um eine weitere Dimension birgt zunächst formale Schwierigkeiten in sich, da auch die Lösungsgleichungen bzw. Matrixgleichungen um eine Dimension erweitert werden müssten und so mit dem bisherigen Formalismus nicht mehr lösbar wären. Zerlegt man jedoch das Problem in zwei eindimensionale Fälle, was mit einem regelmäßig angeordneten Array möglich ist, kann mit dem bisherigen Formalismus weitergearbeitet werden.

Gegeben sei nun die Anordnung des 2-dim Array mit $M_x \times M_y$ Elementen im Koordinatensystem nach Abb. 5.12. Fällt nun aus der Richtung (φ_i, ϑ_i) die i -te ebene Welle auf das Array ein, existieren zwei Ortsfrequenzen

$$\mu_i = -\frac{2\pi}{\lambda} d_x u_i \quad \text{und} \quad \nu_i = -\frac{2\pi}{\lambda} d_y v_i, \quad (5.49)$$

welche die Phasenverschiebung des Signals an den jeweiligen Antennenelementen repräsentieren. u_i und v_i sind dabei die normierten Wellenzahlen k_x und k_y , d.h mit Gl. 5.36 gilt:

$$u_i = \cos(\varphi_i) \sin(\vartheta_i) \quad \text{und} \quad v_i = \sin(\varphi_i) \sin(\vartheta_i) \quad (5.50)$$

Der Messvektor hat nun die Form

$$\mathbf{x}_{2D}(t) = \begin{bmatrix} x_{11}(t) & x_{12}(t) & \cdots & x_{1M_y}(t) \\ x_{21}(t) & x_{22}(t) & \cdots & x_{2M_y}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M_x1}(t) & x_{M_x2}(t) & \cdots & x_{M_xM_y}(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_x \times M_y},$$

und der Richtungsvektor für eine Signalquelle aus der Richtung (μ_i, ν_i) lautet:

$$\mathbf{a}_{2D}(\mu_i, \nu_i) = \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 & e^{j\mu_i} \cdot 1 & \dots & e^{j(M_y-1)\mu_i} \cdot 1 \\ 1 \cdot e^{j\nu_i} & e^{j\mu_i} \cdot e^{j\nu_i} & \dots & e^{j(M_y-1)\mu_i} \cdot e^{j\nu_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 \cdot e^{j(M_y-1)\nu_i} & e^{j\mu_i} \cdot e^{j(M_y-1)\nu_i} & \dots & e^{j(M_y-1)\mu_i} \cdot e^{j(M_x-1)\nu_i} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_x \times M_y} \quad (5.51)$$

Es ist nun offensichtlich, dass für die Bestimmung der Kovarianzmatrix der zweidimensionalen Messvektor $\mathbf{x}_{2D}(t) \in \mathbb{C}^{M_x \times M_y}$ in einen Messvektor $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{C}^{M_x \cdot M_y \times 1}$ übergeführt werden muss, wenn man mit dem gewohnten Formalismus fortfahren möchte. Dazu stapelt man die Werte der Array-Zeile untereinander. Die Operation wird im Folgenden mit $\text{vec}(\mathbf{x}_{2D}(t))$ ausgedrückt (s. Anhang A.1). Gleiches gilt für den Signalvektor $\mathbf{s}_{2D}(t)$, den Rauschvektor $\mathbf{n}_{2D}(t)$ sowie für die Richtungsvektoren $\mathbf{a}_{2D}(\mu_i, \nu_i)$.

Bevor die bisherige Schreibweise mit

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\mu_1, \nu_1) & \mathbf{a}(\mu_2, \nu_2) & \dots & \mathbf{a}(\mu_d, \nu_d) \end{bmatrix} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^{M_x \cdot M_y \times 1} \quad (5.52)$$

weiterverwendet werden kann, muss für Gl. 5.31 dieser Operator angewandt werden:

$$\text{vec}(\mathbf{x}_{2D}(t)) = \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{a}_{2D}(\mu_1, \nu_1)) & \text{vec}(\mathbf{a}_{2D}(\mu_2, \nu_2)) & \dots & \text{vec}(\mathbf{a}_{2D}(\mu_d, \nu_d)) \end{bmatrix} \cdot \text{vec}(\mathbf{s}_{2D}(t)) + \text{vec}(\mathbf{n}_{2D}(t)) \in \mathbb{C}^{M_x \cdot M_y \times 1} \quad (5.53)$$

Damit kann auch für N Abtastpunkte Gl. 5.32 wie gewohnt geschrieben werden:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N} \in \mathbb{C}^{M_x \cdot M_y \times N} \quad (5.54)$$

Nach Schätzung der Kovarianzmatrix $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ und Bestimmung deren Eigenvektoren \mathbf{U}_s , sind nun für den zweidimensionalen Fall zwei Invarianzgleichungen aufzustellen. Es werden zunächst vier Teil- oder Unterarrays, d.h. zwei für jede Dimension, bestimmt. In Abbildung 5.15 ist ein Beispiel mit maximaler Überlappung der vier Teilarrays dargestellt. Im ersten Schritt werden dazu Auswahlmatrizen definiert, welche die für die Teilarrays gültigen Elementreihen bzw. Spalten bestimmen:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{1x} &= [\mathbf{I}_{M_x-1}, \mathbf{0}_{M_x \times 1}] \in \mathbb{R}^{(M_x-1) \times M_x}, \\ \mathbf{J}_{2x} &= [\mathbf{0}_{M_x \times 1}, \mathbf{I}_{M_x-1}] \in \mathbb{R}^{(M_x-1) \times M_x}, \\ \mathbf{J}_{1y} &= [\mathbf{I}_{M_y-1}, \mathbf{0}_{M_y \times 1}] \in \mathbb{R}^{(M_y-1) \times M_y} \quad \text{sowie} \\ \mathbf{J}_{2y} &= [\mathbf{0}_{M_y \times 1}, \mathbf{I}_{M_y-1}] \in \mathbb{R}^{(M_y-1) \times M_y}. \end{aligned} \quad (5.55)$$

Diese Auswahlmatrizen müssen nun so weiterentwickelt werden, dass sie aus der Richtungsmatrix \mathbf{A} , die mit der Vektoroperation vec bereits um eine Dimension reduziert wurde, die für die jeweiligen Elementzeilen bzw. Elementspalten des Arrays relevanten

Zeilen von \mathbf{A} auswählen. Die endgültigen Auswahlmatrizen erhält man durch Kroneckerprodukte (s. Anhang A.2) der Auswahlmatrizen von Gl. 5.55 mit Einheitsmatrizen:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\mu 1} &= \mathbf{I}_{M_y} \otimes \mathbf{J}_{1x} \in \mathbb{R}^{(M_y \cdot (M_x - 1)) \times (M_y \cdot M_x)}, \\ \mathbf{J}_{\mu 2} &= \mathbf{I}_{M_y} \otimes \mathbf{J}_{2x} \in \mathbb{R}^{(M_y \cdot (M_x - 1)) \times (M_y \cdot M_x)}, \\ \mathbf{J}_{\nu 1} &= \mathbf{J}_{1y} \otimes \mathbf{I}_{M_x} \in \mathbb{R}^{((M_y - 1) \cdot M_x) \times (M_y \cdot M_x)} \quad \text{und} \\ \mathbf{J}_{\nu 2} &= \mathbf{J}_{1y} \otimes \mathbf{I}_{M_x} \in \mathbb{R}^{((M_y - 1) \cdot M_x) \times (M_y \cdot M_x)}. \end{aligned} \quad (5.56)$$

Analog zum eindimensionalen Fall können die Invarianzgleichungen mit

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\mu 1} \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Psi}_x &= \mathbf{J}_{\mu 2} \mathbf{U}_s \quad \text{und} \\ \mathbf{J}_{\nu 1} \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Psi}_y &= \mathbf{J}_{\nu 2} \mathbf{U}_s \end{aligned} \quad (5.57)$$

formuliert werden. Die Dimension des Matrixproduktes $\mathbf{J}_{\mu, \nu} \mathbf{U}_s$ ist $(M_{x,y} - 1) \times d$. Mit Hilfe des *Least Squares*-Algorithmus sind die Invarianzgleichungen von 5.57 dann wieder lösbar. Anschließend werden die Ortsfrequenzen u_i, v_i der Signalquellen durch eine Eigenwertzerlegung von $\boldsymbol{\Psi}_x$ und $\boldsymbol{\Psi}_y$ bestimmt. Über die Gleichungen von 5.50 erfolgt schließlich die Ermittlung der zugehörigen Einfallsrichtungen φ_i und ϑ_i .

Bei Betrachtung der Komplexität des ESPRIT ist der Algorithmus in seine Grundschritte zu zerlegen. Die Bildung der Kovarianzmatrix benötigt ca. NM^2 Multiplikationen, wobei N die Anzahl der Abtastwerte und M die Anzahl der Empfangselemente bezeichnet. Dies gilt sowohl für den eindimensionalen Fall mit $M = 5$ als auch für den zweidimensionalen Fall mit $M = M_x \cdot M_y = 25$. Der Aufwand für die Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix zur Schätzung des Signalunterraumes liegt bei Verwendung der Jacobi-Methode für symmetrische Matrizen in der Ordnung von $\mathcal{O}(M^3)$. Als Grundlage zur Lösung der Invarianzgleichung durch Bestimmung der kleinsten Fehlerquadrate dient die Gauß'sche Elimination. Die Komplexität dieses Verfahrens ist ebenfalls polynomial mit $\mathcal{O}(M^3)$.

5.2.4 MUSIC

Ein weiteres hochauflösendes, unterraumbasiertes Schätzverfahren ist MUSIC (*Multiple Signal Classification*) [65]. Im Gegensatz zu ESPRIT, das den Signalraum der Beobachtungs-Kovarianzmatrix verwendet, wird hier der dazu orthogonale Rauschunterraum benutzt.

Eindimensionaler Fall

Wie bisher, geht auch das hier verwendete Datenmodell von einem linearen Array mit M Elementen aus, dessen empfangene Signale als Linearkombinationen von d -einfallenden Wellenfronten und Rauschen dargestellt werden können. Der Beobachtungsvektor lautet nach Gl. 5.31

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t).$$

Die über N Werte geschätzte Kovarianzmatrix ergibt sich analog Gl. 5.34 zu

$$\tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \mathbf{X} \mathbf{X}^H$$

sowie deren Eigenwertzerlegung nach Gl. 5.41 zu

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{xx} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{R}}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \\ &= [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_0] \left(\begin{bmatrix} \Lambda_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \right) \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_0^H \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Für unkorrelierte Signale hat $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ eine Diagonalform, bei teilweise korrelierten Signalen ist $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ nicht diagonal und nichtsingulär. $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ wird jedoch singulär wenn einige Signale voll korreliert bzw. kohärent sind.

Nehmen wird im folgenden eine nichtsinguläre Matrix $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ an. Der Rang von $\mathbf{A} \tilde{\mathbf{R}}_{ss} \mathbf{A}^H$ ist dann gleich der Anzahl der einfallenden Wellen d .

$$[\lambda_1 \geq \lambda_2 \cdots \geq \lambda_d] \quad \text{und} \quad \mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \cdots, \mathbf{u}_d]$$

sind die zugehörigen Eigenwerte und Eigenvektoren von $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$. Um die Eigenschaft des Ranges von $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ zu erhalten, muss es $M - d$ gleiche minimale Eigenwerte

$$\lambda_{d+1} = \lambda_{d+2} \cdots = \lambda_M = \sigma_n^2$$

geben. Die zu den minimalen Eigenwerten bzw. Rauscheigenwerten zugehörigen Eigenvektoren sind zu den Spalten der Matrix \mathbf{A} , d.h. den Richtungsvektoren, orthogonal:

$$\mathbf{U}_0 = [\mathbf{u}_{d+1}, \mathbf{u}_{d+2}, \cdots, \mathbf{u}_M] \perp [\mathbf{a}(\mu_1), \mathbf{a}(\mu_2), \cdots, \mathbf{a}(\mu_d)]$$

mit

$$\mathbf{a}(\mu_i) = [1 \quad e^{j\mu_i} \quad \cdots \quad e^{j(M-1)\mu_i}]^T.$$

Der durch die Rauscheigenvektoren aufgespannte Unterraum wird auch als Rauschunterraum bezeichnet, der dazu orthogonale, durch die Richtungsvektoren aufgespannte Unterraum, heißt Signalunterraum.

MUSIC benutzt nun diese Eigenschaft der Orthogonalität, um die Richtungen der einfallenden Signale zu schätzen. Es folgt daraus, dass eine beliebige Linearkombination aus den Basisvektoren des Rauschraumes orthogonal zu jedem der d Basisvektoren (Steuervektoren) des Signalraumes ist, bzw. deren Skalarprodukt verschwindet. Es gilt damit

$$\mathbf{a}^H(\mu) \left(\sum_{k=d+1}^M \alpha_k \mathbf{u}_k \right) = 0. \quad (5.58)$$

Mit $\alpha_k = 1 \forall k$ erhält man das aus Gl. 5.58 resultierende Pseudospektrum

$$P_N(\mu) = \mathbf{a}(\mu)^H \left(\sum_{k=d+1}^M \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \right) \mathbf{a}(\mu), \quad (5.59)$$

auch Nullspektrum genannt. An den Stellen $\mu = \mu_i$ hat \mathbf{P}_N Nullstellen. Als Schätzfunktion verwendet man das inverse Spektrum

$$P_{\text{MUSIC}}(\mu) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\mu) \left(\sum_{k=d+1}^M \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \right) \mathbf{a}(\mu)} \quad (5.60)$$

und sucht dann die Pole bei $\mu = \mu_i$. Die zu den Polstellen gehörenden Frequenzen sind die gesuchten Ortsfrequenzen, die dann wieder über Gl. 5.29

$$\mu_i = -\frac{2\pi f d_x \sin \vartheta_i}{c}$$

in die entsprechenden Einfallrichtungen umgerechnet werden können. Im folgenden werden die Einzelschritte des MUSIC-Algorithmus kurz zusammengefasst:

- Erzeugen bzw. Schätzen der Kovarianzmatrix $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ aus den Messdaten,
- Eigenwertzerlegung von $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$,
- Schätzung der Anzahl der einfallenden Signale d aus dem Betrag der Eigenwerte,
- Berechnung der Schätzfunktion $P_{\text{MUSIC}}(\mu)$,
- Herausfiltern der d signifikantesten Polstellen von $P_{\text{MUSIC}}(\mu)$ und
- Bestimmung der Einfallrichtungen aus den Ortsfrequenzen.

Im Gegensatz zu ESPRIT, das die Ortsfrequenzen aus der Eigenwertzerlegung der Matrix Ψ schätzt, hängt die Schätzgenauigkeit von MUSIC von der Diskretisierung der Ortsfrequenz μ ab, bzw. der Anzahl von einzelnen Berechnungen des Pseudospektrums $P_{\text{MUSIC}}(\mu)$. Für den eindimensionalen Fall mit einer Array-Zeile führt dies bei ähnlicher Schätzgenauigkeit beider Verfahren noch zu keinen nennenswerten Zeitverlust des MUSIC-Verfahrens.

Zweidimensionaler Fall

Ebenso wie bei ESPRIT ist es notwendig, die Dimension aller nun zweidimensionalen Vektoren zu reduzieren, um die Eigenvektoren $\mathbf{U}_0 = [\mathbf{u}_{d+1}, \mathbf{u}_{d+2}, \dots, \mathbf{u}_M]$ bestimmen zu können. Wendet man auf den Richtungsvektor $\mathbf{a}_{2D}(\mu, \nu)$ von Gl. 5.51 die vec-Operation (s. Anhang A.1) an, erhält man wieder einen eindimensionalen Richtungsvektor $\mathbf{a}(\mu, \nu)$ der Form:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\mu, \nu) = & \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 & e^{j\mu} \cdot 1 & \dots & e^{j(M_y-1)\mu} \cdot 1 \\ 1 \cdot e^{j\nu} & e^{j\mu} \cdot e^{j\nu} & \dots & e^{j(M_y-1)\mu} \cdot e^{j\nu} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 \cdot e^{j(M_y-1)\nu} & e^{j\mu} \cdot e^{j(M_y-1)\nu} & \dots & e^{j(M_y-1)\mu} \cdot e^{j(M_x-1)\nu} \end{bmatrix}^T \\ & \in \mathbb{C}^{M_x M_y \times 1} \end{aligned} \quad (5.61)$$

Der Richtungsvektor $\mathbf{a}(\mu, \nu)$ kann damit wieder in die bereits bekannte Schätzfunktion von MUSIC eingesetzt werden. Man erhält damit folgende Schätzfunktion für den zweidimensionalen Fall:

$$P_{\text{MUSIC}}(\mu, \nu) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\mu, \nu) \left(\sum_{k=d+1}^M \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \right) \mathbf{a}(\mu, \nu)} \quad (5.62)$$

Wie im eindimensionalen Fall können jetzt die Pole bei den Ortsfrequenzen $\mathbf{a}(\mu_i, \nu_i)$ gesucht werden. Mit $d_x = d_y = \frac{\lambda}{2}$ erhält man die Einfallrichtungen (φ_i, ϑ_i) über die Gln. 5.37 und 5.38

$$\begin{aligned} \varphi_i &= \arctan\left(\frac{\mu_i}{\nu_i}\right) \quad \text{und} \\ \vartheta_i &= \arcsin\left(\frac{1}{\pi} \sqrt{\mu_i^2 + \nu_i^2}\right). \end{aligned}$$

Zum großen Nachteil des MUSIC-Algorithmus muss der gesuchte Einfallswinkel aus den Nullspektren des gesamten k -Raums als maximales Nullspektrum gesucht werden [48]. Um die entsprechende Schätzgenauigkeit zu erreichen, braucht der k -Raum eine möglichst enge Diskretisierung. Das Nullspektrum wird dann bei jedem der Z Diskretisierungsschritte pro Dimension berechnet. In Bezug auf die Komplexität des MUSIC-Algorithmus ist dieser Anteil mit einer Ordnung $\mathcal{O}(Z^2 \cdot M^2)$ der aufwändigste Anteil im Vergleich zur Berechnung der Kovarianzmatrix und der Rauschunterraumbestimmung, da $Z \gg M$. Im eindimensionalen Fall geht Z mit $\mathcal{O}(Z \cdot M^2)$ linear in den Rechenaufwand ein, wobei dann die Anzahl der Empfangselemente $M = 5$ ist.

5.2.5 Kohärente Signale

Bei der Einführung des Datenmodells in Abschnitt 5.2.1 wurden bewusst unkorrelierte Signale gefordert. Diese Forderung gilt speziell für die hochauflösenden unterraumbasierten Schätzmethoden wie MUSIC und ESPRIT, deren Schätzgenauigkeit durch korrelierte Signale, wie sie im Falle von Mehrwegeausbreitung und intelligenten Störsignalen (*Jammer*) auftreten, erheblich verschlechtert wird [28]. Um dennoch mit diesen Schätzverfahren eine genauere Schätzung von korrelierten Signalen durchführen zu können, werden verschiedene Verfahren angewandt wie unter anderem die Dekorrelation der Signale vor der Schätzung (*Spatial Smoothing* [9, 48, 66]). Bei anderen Richtungsschätzverfahren, wie z.B. *Matrix Pencil* [53]), das die Richtungsparameter aus einer Signal-Polschätzung gewinnt, ist eine Erweiterung des Algorithmus nicht notwendig, da sie generell unempfindlich gegenüber korrelierten Signalen sind.

Im Weiteren wird hier auf die Einführung derartiger Algorithmen verzichtet, da der Demonstrator im freien Gelände getestet werden soll, d.h. damit ist nur wenig Mehrwegeausbreitung zu erwarten. Auch intelligente Störer kommen hier nicht in Betracht da sie nur bei militärischen Anwendungen Bedeutung haben.

Korrelierte Signale beeinflussen die Eigenwerte der Signalkovarianzmatrix $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{ss}}$. Sind z.B. zwei unkorrelierte Signale vorhanden, müssen die beiden ersten Eigenwerte wesentlich größer sein als die übrigen, etwa gleich großen Rauscheigenwerte. Sind sie teilkorreliert,

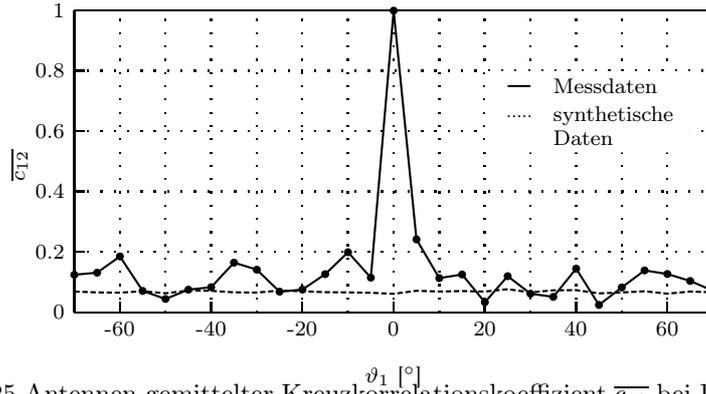


Abb. 5.16: Über 25 Antennen gemittelter Kreuzkorrelationskoeffizient $\overline{c_{12}}$ bei Datensätzen mit einem Signal bei konstantem Einfallswinkel $\vartheta_2 = 0^\circ, \varphi_2 = 0^\circ$ und einem zweiten Signal im Bereich $-70^\circ \leq \vartheta_1 \leq 70^\circ, \varphi_1 = 0^\circ$

liegt der zweite Eigenwerte noch erkennbar über den Rauscheigenwerten, bei vollkorrelierten Signalen ist der zweite Eigenwert gleich den Rauscheigenwerten, d.h. der Winkel ist damit nicht mehr schätzbar.

Da für die folgende Auswertung auch synthetische Signale verwendet werden, sollten diese zueinander unkorreliert bzw. schwach teilkorreliert sein. Unkorrelierte Signale sind z.B. durch Verwendung orthogonaler Funktionen erzeugbar und teilkorrelierte Signale können z.B. durch Verwendung unterschiedlicher Signalformen und Frequenzverschiebungen erreicht werden. Die Auswertung mit mehreren Messsignalen muss durch die Überlagerung mehrerer Einzeldatensätze aus der Antennenmessung erfolgen. Es wurde hier immer dieselbe Messfrequenz, Pulsbreite und Pulsfolge verwendet. Die Datensätze bei den verschiedenen Winkeln wurden jedoch bei sehr weit auseinander liegenden Zeitpunkten genommen. Inwieweit diese Datensätze korreliert sind, zeigt eine Analyse des Kreuzkorrelationskoeffizienten c_{12} der Datensätze. Dieser ist für die zwei Signale $s_1(t)$ und $s_2(t)$ als normierte Nullstelle der Kreuzkorrelationsfunktion $\rho_{12}(\tau)$ definiert:

$$\rho_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s_1(t) s_2(t + \tau) dt \quad (5.63)$$

$$c_{12} = \frac{\rho_{12}(0)}{\sigma_1 \sigma_2} \quad (5.64)$$

Bei der Ermittlung des Kreuzkorrelationskoeffizienten wurde ein Signal mit Einfallswinkel $\vartheta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$ verwendet, das zweite Signal mit konstantem Azimutwinkel von 0° wurde in seinem Elevationswinkel zwischen -70° und $+70^\circ$ verändert. Die Datensätze beinhalten jeweils 100 Abtastwerte pro Antenne. Der Korrelationskoeffizient wurde über alle 25 Antennen gemittelt.

Abb. 5.16 zeigt die Ergebnisse. Dabei bleibt $\overline{c_{12}}$ für die synthetischen Datensätze durchwegs stabil um 0.1, d.h. es liegt eine schwache Korrelation vor. Die Messdatensätze zeigen außer bei $\vartheta = 0^\circ$ Werte besser als 0.2. Die volle Korrelation bei $\vartheta = 0^\circ$ ist mit der Verwendung von identischen Datensätzen für beide Signale zu erklären. Mehrere unabhängige Messungen bei identischen Einfallswinkeln waren nicht verfügbar.

5.2.6 Eindimensionale Richtungsschätzung

In den drei vorausgegangenen Abschnitten wurde der theoretische Hintergrund der jeweiligen Schätzverfahren dargelegt. Als ein- und zweidimensionale Richtungsschätzprogramme für ein 5×5 -Array wurden diese in MATLAB implementiert [63].

Um nun die Richtungsschätzer auf ihre theoretische Leistungsfähigkeit abzuschätzen, erfolgt zunächst eine Anwendung dieser Algorithmen auf synthetisch erzeugte Pseudodaten. Interessante Parameter sind die Empfindlichkeit gegenüber dem Signal-Rausch-Verhältnis, die Anzahl der benötigten Abtastpunkte und die Abhängigkeit vom Einfallswinkel ohne die Gewichtung der Antennen.

Ein Hauptkriterium bei der Untersuchung der Schätzverfahren ist die Winkelschätzgenauigkeit. Diese wird zunächst unter Verwendung von Pseudodaten näher betrachtet, bevor die Bestimmung der Schätzgenauigkeit des Demonstrators mit den auf dem Antennenmessstand aufgenommenen Daten unter Verwendung der bereits beschriebenen Kalibrierungsverfahren erfolgt. Ein weiterer Abschnitt behandelt die Fähigkeit, mehrere Signalquellen – hier mit zwei Quellen – mit dem Array aufzulösen. Dazu herangezogen werden sowohl Pseudodaten als auch Messdaten.

Alle folgenden Betrachtungen verwenden den Schätzfehler als quadratische Abweichung $\hat{\Delta}\vartheta_{\text{RMS}}$ der geschätzten Richtung von der wahren Einfallrichtung ϑ_0 . Dieser Schätzfehler ergibt sich aus der Mittelung von m Einzelschätzungen $\hat{\vartheta}_i$ voneinander unabhängiger Datensätze. Weiterhin werden zur Bildung der Kovarianzmatrizen jeweils Datensätze mit n Abtastwerten bzw. Pseudodaten pro Antenne herangezogen. Es gilt für den quadratischen Schätzfehler bei der Einfallrichtung ϑ_0

$$\Delta\hat{\vartheta}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\hat{\vartheta}_i - \vartheta_0)^2}. \quad (5.65)$$

Bewertung der eindimensionalen Algorithmen mittels Pseudodaten mit einer Signalquelle

Um die Konvergenz der Schätzalgorithmen in Abhängigkeit der Anzahl n der Abtastpunkte oder Messwerte pro Einfallrichtung zu beurteilen, werden synthetische Datensätze bei einer willkürlichen Einfallrichtung von -40° erzeugt. Für die Berechnung der Kovarianzmatrix werden Datensätze mit $n = 1, \dots, 1000$ Abtastpunkten pro Antenne verwendet, als weiterer Parameter wird das Signal-Rausch-Verhältnis SNR in 0.5 dB-Schritten von 0 dB bis 20 dB betrachtet.

Im Gegensatz zu Gl. 5.65 berechnet sich der Schätzfehler bei der Konvergenzbetrachtung als Standardabweichung, d.h. quadratische Abweichung vom Mittelwert mit $m = 100$ Schätzungen:

$$\sigma_{\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\hat{\vartheta}_i - \bar{\vartheta})^2} \quad (5.66)$$

Die Ergebnisse sind für die 3 Algorithmen in den Bildern 5.17 bis 5.19 dargestellt. Bei diesen und allen weiteren Farbdarstellungen ist zu beachten, dass die dargestellten Werte

hinsichtlich der oberen und unteren Grenzwerte in der Farbskala begrenzt sind. Desweiteren diskretisiert der FFT-Algorithmus den Ortsfrequenzbereich mit 2048 Punkten (*Zero Padding*), das MUSIC-Nullspektrum weist ebenfalls eine Länge von 2048 Punkten auf. Eine Untersuchung des Einflusses der Diskretisierung dieser Algorithmen folgt nach der Stabilitätsbetrachtung in diesem Abschnitt.

Die Ergebnisse von Abb. 5.17 bis 5.19 zeigen zunächst erwartungsgemäß einen linearen Zusammenhang in der doppelt logarithmischen Darstellung zwischen der Standardabweichung und dem Signal-Rausch-Verhältnis. Für die Stichprobengröße n , d.h. die Anzahl der verwendeten Abtastpunkte pro Einzelschätzung, gilt in Bezug auf die Standardabweichung derselbe Zusammenhang. Weiterhin eingezeichnet sind punktierte und durchgezogene Grenzlinien, bei denen die Standardabweichung bei 1° und 0.1° liegt.

Das Verhalten der Standardabweichung von ESPRIT und FFT in Bezug auf das Störverhältnis und die Datensatzgröße ist fast identisch, MUSIC erreicht die Werte der anderen Verfahren bei einem um ca. 1 dB niedrigerem Störabstand. Möchte man beispielsweise über den dargestellten Dynamikbereich eine Standardabweichung von 1° erreichen, benötigt man bei ESPRIT und FFT eine Datensatzgröße von mindestens 40 Abtastwerten, 0.1° ist bei derselben Anzahl von Abtastpunkten erst ab 20 dB möglich. Will man die 0.1° bei einem geringen Signal-Rausch-Verhältnis erreichen, müssen entsprechend mehr Abtastwerte verwendet werden. Um das Verhalten über einen größeren Dynamikbereich zu betrachten, der sowohl negative SNR , als auch den gesamten Dynamikbereich des Systems einschließlich der relevanten Störabstände des IRIDIUM-Systems umfasst, wurde beispielhaft eine Schätzung von -10 bis 40 dB mit 100 Abtastwerten pro Einzelschätzung durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abb. 5.20 dargestellt. Bei Störabständen kleiner -7 dB streuen die Schätzwerte von ESPRIT und FFT über 10° , die Konvergenz des MUSIC-Algorithmus ist erst ab ca. -10 dB nicht mehr gewährleistet. Im Bereich zwischen -5 dB und 25 dB verhalten sich alle Schätzverfahren fast identisch. Mit größeren Störabständen verläuft die Standardabweichung von MUSIC zunächst flacher und konvergiert ab 36 dB sehr schnell gegen 0° , die Standardabweichung der FFT konvergiert ab 34 dB. Bei Betrachtung der Anzahl der diskreten Schätzwerte unter 100 MUSIC-Einzelschätzungen, ist zu erkennen, dass ab 25 dB der Algorithmus gegen seine Diskretisierungsgrenze strebt, d.h. die Anzahl der unterschiedlichen Schätzwerte geht für 36 dB gegen eins, womit dann σ_ϑ auch gegen 0° strebt. Derselbe Vorgang gilt auch für die FFT. Bei ESPRIT fällt die Standardabweichung auch weiter mit steigendem Signal-Rausch-Verhältnis linear ab. Nachdem das Verfahren die Einfallswinkel analytisch bestimmt, gibt es bei ESPRIT auch keine Diskretisierungsgrenze.

Die Datensatzgröße $n = 100$ wird auch weiterhin verwendet, da das mit dem Satellitensystem gegebene SNR eines Einzelmoduls (s. Abschnitt 4.2.2) zwischen 14 und 20 dB unterhalb der Diskretisierungsgrenze liegt. Wählt man höhere Datensatzgrößen, wird diese Grenze schon bei niedrigeren Störabständen erreicht. Aus der Sicht des Satellitensystems wären maximal 500 zusammenhängende Messwerte im Organisationskanal (Tab. 1.1) bei einer Abtastfrequenz von 25 kHz des Zeitrahmens möglich. Mit 100 Abtastpunkten sind noch 5 Einzelschätzungen pro Zeitrahmen möglich. Damit erreicht man für alle Schätzer bei einem Störabstand größer 0 dB, dass die Differenz zwischen den Einzelschätzungen und deren Mittelwert bei 99.8 % der Werte kleiner als 2.1° ist und 68 % sich um weniger als 0.7° vom Mittelwert unterscheiden, ab 19 dB liegen diese Werte bei 0.12° bzw. 0.04° .

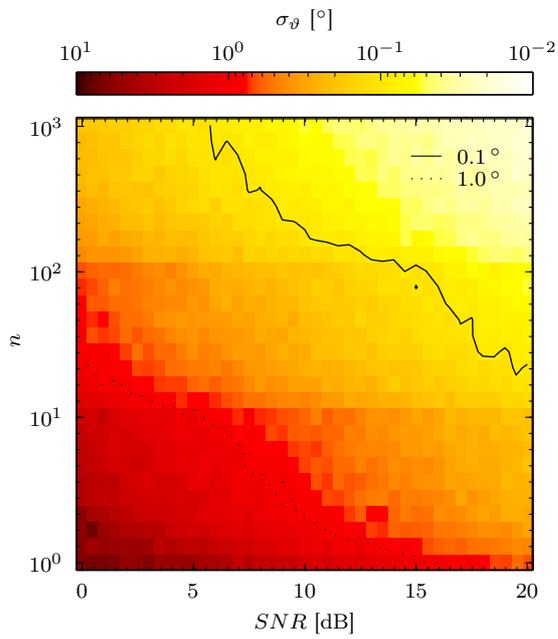


Abb. 5.17: ESPRIT-Standardabweichung σ_ϑ über n und SNR , $\vartheta = -40^\circ$

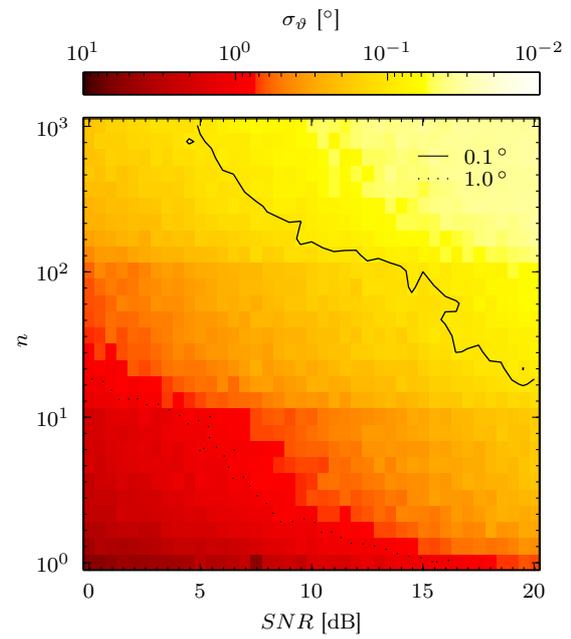


Abb. 5.18: MUSIC-Standardabweichung σ_ϑ über n und SNR , $\vartheta = -40^\circ$

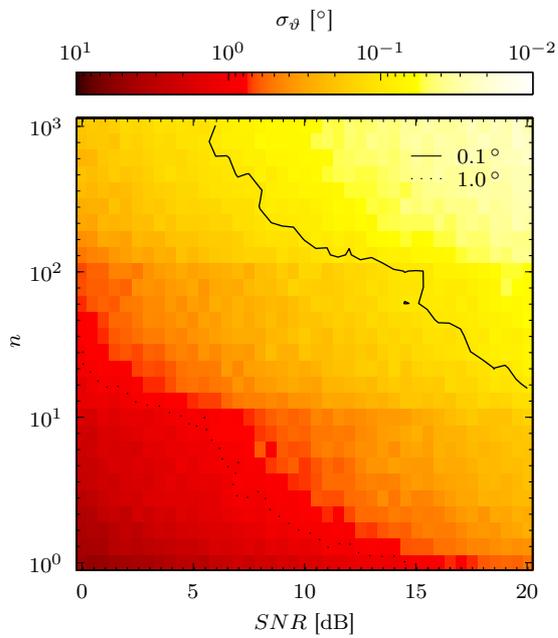


Abb. 5.19: Standardabweichung σ_ϑ der FFT über n und SNR , $\vartheta = -40^\circ$

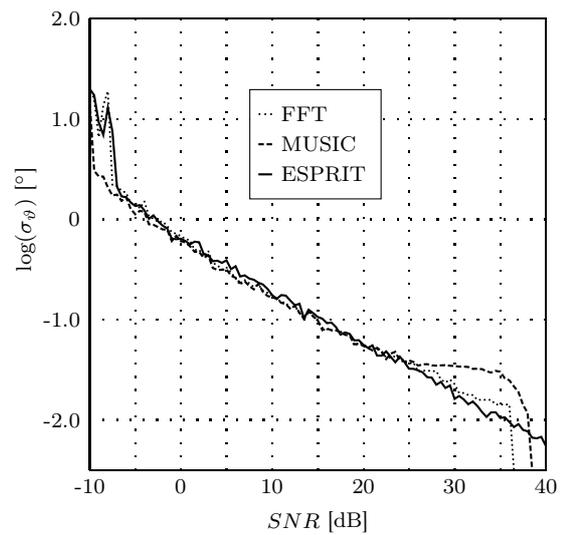


Abb. 5.20: Standardabweichung σ_ϑ der verwendeten Schätzer über SNR , $\vartheta = -40^\circ$ und $n = 100$

Bevor nun die Algorithmen bezüglich ihrer Winkelschätzgenauigkeit nach Gl. 5.65 getestet werden, ist es notwendig die Verfahren, die von einer Diskretisierung des k -Raums abhängen, näher zu betrachten. Ziel ist dabei, die Diskretisierungsschrittweite zp so weit zu erniedrigen, dass der Diskretisierungsfehler kleiner als der eigentliche Winkelschätzfehler des Verfahrens ist. Da bei MUSIC durch die Suche der Polstellen der Schätzfunktion die Einfallrichtung bestimmt wird, hängt der Diskretisierungsfehler von der Schrittweite der Ortsfrequenz ab (s. Abschnitt 5.2.4). Bild 5.21 zeigt die Ergebnisse des MUSIC-Algorithmus über den Elevationswinkelbereich $\vartheta \leq |70|^\circ$ mit einer Diskretisierung des Ortsfrequenzbereich in 128, 512 und 2048 Punkten. Die Kurve mit 128 Punkten weist einen erheblichen, systematischen Fehler mit einer maximalen Amplitude von ca. 1.9° in der Schätzkurve auf. Erhöht man die Diskretisierungsschritte auf 512 Punkte, kann man den maximalen Fehler bereits auf unter 0.5° senken. Um eine sinnvolle Schätzung zu betreiben, d.h. der systematische Fehler überdeckt nicht die eigentlichen Schätzfehler des Algorithmus, sollten mindestens 2048 Punkte gewählt werden. Damit lässt sich eine Fehleramplitude von weniger als 0.1° im betrachteten Winkelbereich erreichen. Ein ähnliches Verhalten zeigt naturgemäß auch die FFT. Zur Vervollständigung wurden die Fehlerkurven für dieselben Diskretisierungsschrittweiten wie bei MUSIC in Abb. 5.22 dargestellt. Bild 5.23 zeigt, dass mit der Wahl von 2048 Punkten zur Diskretisierung des MUSIC-Nullspektrums und des k -Raums bei der FFT alle drei Verfahren ähnliche Fehlerkurven erreichen. Damit werden zur Berechnung aller weiteren Schätzungen für MUSIC und FFT 2048 Punkte verwendet.

Eine zusätzliche Verringerung der Diskretisierungsschrittweite würde die Rechenzeiten von FFT und MUSIC weiter erhöhen. Für $32 \leq zp \leq 8192$ zeigt Abb. 5.24 die zugehörigen Rechenzeiten eines PentiumM - 1.73GHz - Prozessors für eine Einzelschätzung. Im Vergleich dazu ist der von der Diskretisierung nicht betroffene ESPRIT mit einer Rechenzeit von 0.2 ms eingezeichnet. Nach den in den Abschnitten 5.2.2 bis 5.2.4 betrachteten Komplexitäten für die jeweiligen Rechenschritte der Algorithmen, ist für die Rechenzeit des ESPRIT, solange die Datensatzgröße die Anzahl der Strahler übersteigt, hauptsächlich die Bildung der Kovarianzmatrix bestimmend. Auch der Aufwand für den FFT-Algorithmus liegt bis zu einer 128er Diskretisierung unter dem der Kovarianzmatrix. Bei MUSIC dagegen überwiegt bereits bei einer 32er Diskretisierung der Aufwand für die Berechnung des Nullspektrums. Für die hier verwendete Diskretisierungszahl 2048 benötigen MUSIC und FFT 8.1 ms bzw. 1.5 ms.

Im Weiteren wird nun die Abhängigkeit der eindimensionalen Algorithmen mit $\varphi = 0^\circ$ von der Einfallrichtung ϑ und vom Störabstand der Signale ohne Gewichtung durch ein Antennendiagramm betrachtet. Der Elevationsbereich von -70° bis $+70^\circ$ wurde etwas größer als der Definitionsbereich des Arrays in dieser Dimension gewählt. Das Signal-Rausch-Verhältnis wird von 0 bis 20 dB variiert. In den Bildern mit den Ergebnissen, Abb. 5.25 bis 5.27, ist zur Orientierung zusätzlich eine gepunktete Grenzlinie eingezeichnet, an der die Schätzfehler bei 0.1° liegen. Alle Schätzer zeigen ein nahezu identisches Verhalten. Aus der gepunkteten Grenzlinie ist ersichtlich, dass alle Schätzer im Definitionsbereich von $|\vartheta| \leq 60^\circ$ eine Schätzgenauigkeit besser als 0.1° bei Störabständen größer 20 dB erwarten lassen. Bei 0 dB erhöhen sich die Schätzfehler um etwa eine Zehnerpotenz, wobei die Fehler dem Elevationswinkel entsprechend zwischen 0.9° und 0.5° variieren. Betrachtet man die Schätzfehler zwischen senkrechtem Einfall und maximalen Elevationswinkeln des Arrays bei $\pm 60^\circ$, ist generell festzustellen, dass sich dabei die Schätzfehler verdoppeln.

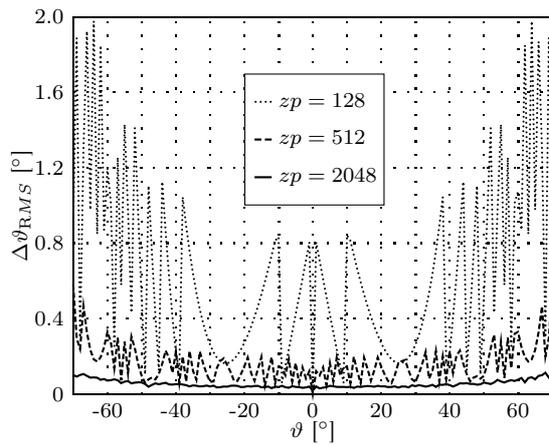


Abb. 5.21: MUSIC-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ bei unterschiedlicher Diskretisierung der Schätzfunktion, $SNR = 20$ dB

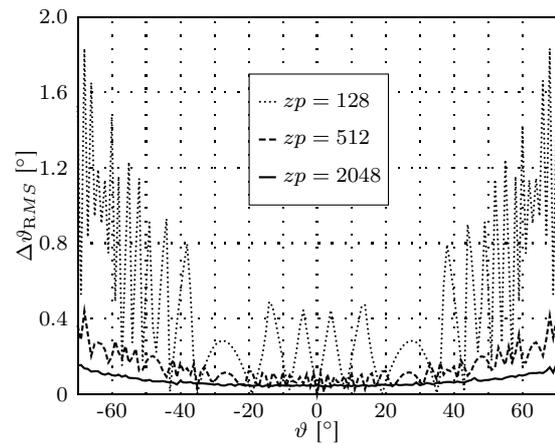


Abb. 5.22: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ der FFT bei verschiedenen Zero-Padding Schrittweiten, $SNR = 20$ dB

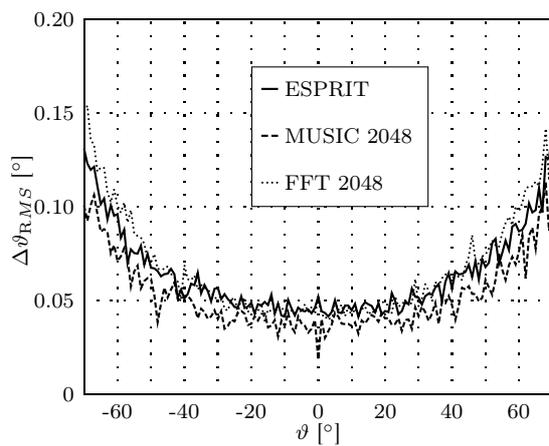


Abb. 5.23: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ der Algorithmen für $SNR = 20$ dB

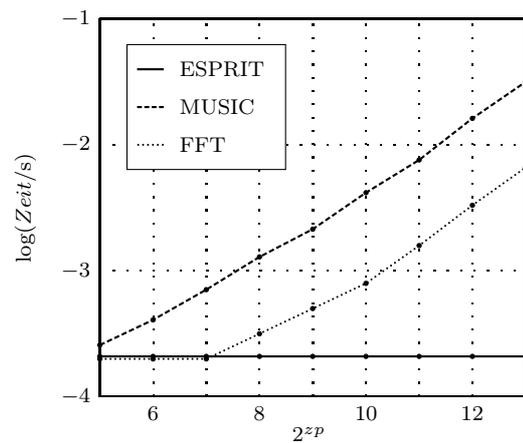


Abb. 5.24: Rechenzeit der eindimensionalen Algorithmen über der Anzahl der Diskretisierungspunkte zp

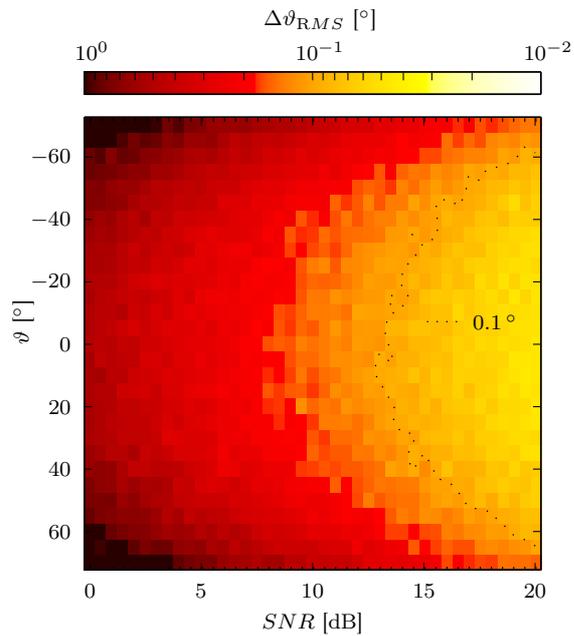


Abb. 5.25: ESPRIT-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ in Abhängigkeit SNR und ϑ

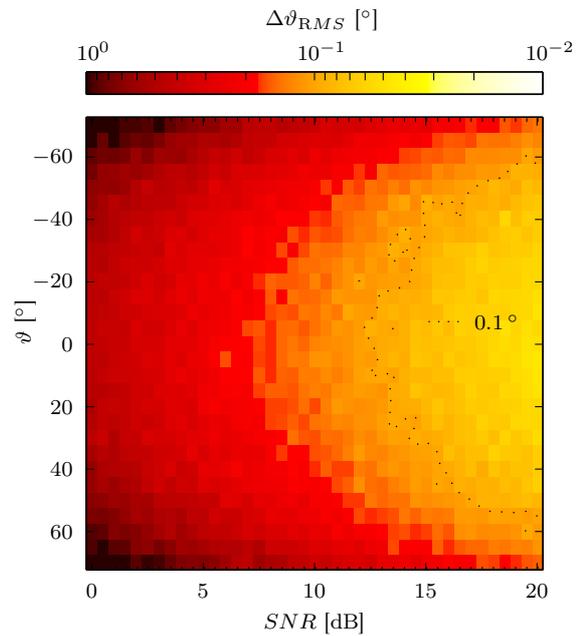


Abb. 5.26: MUSIC-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ in Abhängigkeit von SNR und ϑ

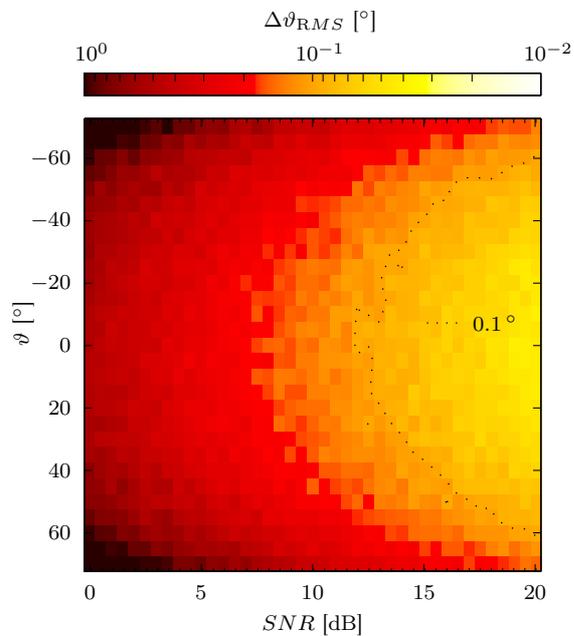


Abb. 5.27: FFT-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ über SNR und ϑ

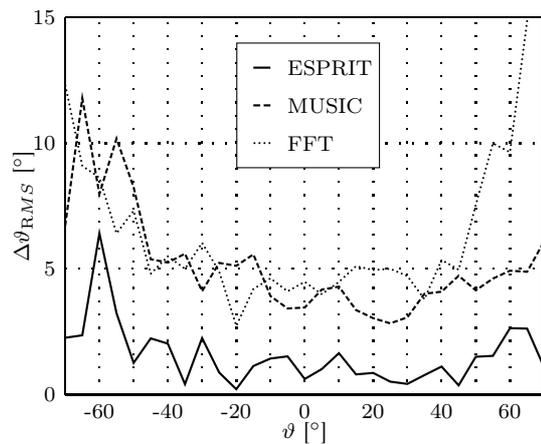


Abb. 5.28: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ der Algorithmen ohne Kalibrierung

Anwendung der eindimensionalen Algorithmen auf Messdaten mit einer Signalquelle

Durch die vorhergehende Betrachtung der Schätzer mit Pseudodaten konnte deren Leistungsfähigkeit grundsätzlich betrachtet werden. In diesem Abschnitt werden sie auf die am Antennenmesstand erhaltenen Messdaten des Arrays angewendet. Im Gegensatz zu den Pseudodaten sind die Messdaten mit den Antennendiagrammen gewichtet. Desweiteren beinhalten sie systematische und temperaturabhängige Fehler (s. Abschnitte 4.2.1, 4.3 u. 5.1), die nicht vollständig durch die Kalibrierung der Hardware und die Beschreibung der Verkopplung des passiven Array durch eine Koppelmatrix beseitigt werden können. Die Messdaten am Antennenmesstand wurden im mittleren Dynamikbereich des Empfangssystems mit einem maximalen Störabstand von ca. 23 dB aufgenommen.

Durchgeführt wird die Schätzung zunächst ohne Kalibrierung, dann mit einer Vollkalibrierung, die die gegenseitige Verkopplung der Einzelantennen mit berücksichtigt, und schließlich mit einer Diagonalkalibrierung (s. Abschnitt 5.1.2 und 5.1.4). Die Ergebnisse, dargestellt in den Bildern 5.28 bis 5.30, zeigen, dass für den unkalibrierten Fall ESPRIT wesentlich unempfindlicher ist als MUSIC und FFT, die kaum einen Schätzfehler unter 5° erreichen. Insgesamt liefern alle Schätzer erwartungsgemäß wesentlich schlechtere Ergebnisse als für die Schätzung mit Teil- oder Vollkalibrierung.

Bei Korrektur der Messwerte durch die Diagonalkalibrierung, welche alle Antennenelemente auf die Phase und Amplitude eines Referenzelements bezieht, die Verkopplung allerdings außer acht lässt, können die Schätzfehler im Bereich $\pm 50^\circ$ auf unter 2° reduziert werden. Es ist allerdings festzustellen, dass diese Kalibrierung unsymmetrisch wirkt, d.h. für negative Elevationswinkel sind die Fehler fast doppelt so groß als für positive Winkel. Die Vollkalibrierung stellt die Symmetrie des Schätzfehlers über positive und negative Elevationswerte wieder her, der Fehler steigt außerhalb der letzten Stützpunkte bei $\pm 40^\circ$ wesentlich über den Schätzfehler bei Diagonalkalibrierung hinaus, da hier keine weiteren Stützpunkte der Vollkalibrierung liegen. Deutlich zu sehen sind die Stützpunkte der Vollkalibrierung bei 0° , $\pm 20^\circ$ und $\pm 42^\circ$. Alle Schätzverfahren zeigen an diesen Punkten die niedrigsten Schätzfehler. Im Vergleich der Schätzfehler von kalibrierten Messdaten und synthetischen Daten unterscheiden sich die Ergebnisse der drei Verfahren im Elevationsbereich kleiner $\pm 60^\circ$ durchschnittlich um den Faktor 28 bis 32. Betrachtet man den Bereich innerhalb der Stützpunkten der Kalibrierung sind die Schätzfehler bei Messdaten durchschnittlich um den Faktor 10 bis 15 höher. Zum Vergleich wurden synthetische Daten bei 23 dB Störabstand herangezogen.

Bewertung der Algorithmen bei zwei Signalen mittels Pseudodaten

Ein Grund, ESPRIT und MUSIC zu implementieren, ist die Fähigkeit mehrere einfallende Signale gut voneinander zu trennen. Die weitere Untersuchung benötigt Datensätze, die zwei nichtkohärente bzw. schwach korrelierte Signale gleicher Amplitude enthalten. Siehe dazu Abschnitt 5.2.5. Für die Richtungsschätzung wird einer richtungs-konstanten Signalquelle bei $\vartheta_2 = -40^\circ$ eine zweite, über den Bereich $-70^\circ \leq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ variablen Signalquelle, überlagert. Als Parameter verändert sich wieder der Signal-Rausch-Abstand im Bereich 0 – 20 dB. Die Bilder 5.31 bis 5.34 zeigen die Ergebnisse, wobei die gestrichene bzw. gepunktete Linie die Fehlergrenzen von 0.2° und 0.1° darstellen. Im Gegensatz zu den Abbildungen mit einem Signal ist der dargestellte Wertebereich

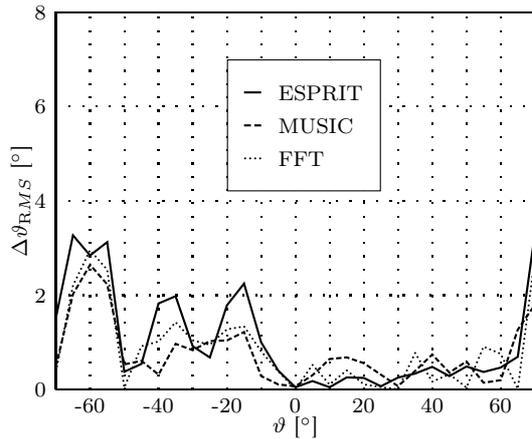


Abb. 5.29: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ der Algorithmen mit Diagonalkalibrierung

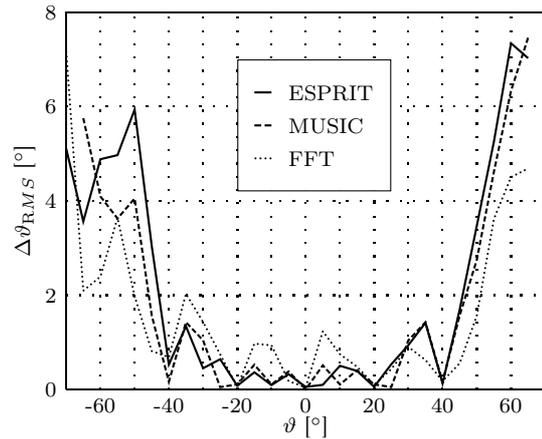


Abb. 5.30: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ der Algorithmen mit Vollkalibrierung

hier um eine Zehnerpotenz erhöht, d.h. er liegt zwischen 0.1° und 10° .

Im ungestörten Bereich, bei Elevationswinkel größer -10° , schätzen ESPRIT und MUSIC zwei einfallende Signale bei gleichen Störabständen generell mit um den Faktor 1.5 höheren Fehlern wie bei der Schätzung eines Signals. Damit erreicht die Zweisignalschätzung den entsprechenden Fehlerwert der Einzelsignalschätzung erst bei einem um ca. 3 dB höherem Störabstand, was anhand des Vergleichs der gestrichelten 0.1° -Linien wie bei $\vartheta_1 = 0^\circ$ aus den Bildern 5.32 und 5.26 zu erkennen ist. Dasselbe gilt auch für die Schätzfehler des zweiten Signals, wenn man bei der Schätzung mit einem Signal den entsprechenden Wert beim Elevationswinkel -40° vergleicht. Ursache dafür ist, dass das Array zwei Keulen in Richtung der einfallenden Signale ausbildet und damit auch der gesamte Gewinn der Strahler-Zeile auf zwei Einfallsrichtungen verteilt wird.

Betrachtet man das Auflösungsvermögen beider Verfahren, kann bei gleicher Einfallsrichtung bei beiden Verfahren nur eine richtig geschätzt werden. Fallen die Quellen z.B. bei -40° zusammen, hat die Signalkovarianzmatrix nur einen größeren Eigenwert, d.h. es gibt für diesen Eigenwert eine genaue Schätzung. Dieser Wert wurde hier willkürlich ϑ_1 zugeordnet. In Abb. 5.33 ist ein Schnitt bei 20 dB aus den vorangegangenen Bildern dargestellt. Aus dem rechten Teilbild lässt sich erkennen, dass bei dem Signal mit der konstanten Einfallsrichtung ϑ_2 die dargestellten Fehlerkurven gleich sind, wobei die ESPRIT-Fehler im nicht mehr dargestellten Bereich oberhalb 2° geringer sind als bei MUSIC. Im Falle des variablen Signals ϑ_1 im linken Teilbild sind die zugehörigen Schätzfehler identisch, wenn sich die beiden Einfallsrichtungen um mehr als $\pm 7.5^\circ$ unterscheiden. Liegen die Einfallsrichtungen näher beieinander, steigen die ESPRIT-Fehler geringer an, MUSIC verdoppelt seinen Schätzfehler gegenüber ESPRIT.

Die FFT in Abb. 5.34 lässt kaum eine Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand erkennen, d.h. systematische Schätzfehler aufgrund mangelndem Auflösungsvermögen überdecken die Verbesserung des Schätzfehlers eines Signals mit Erhöhung des Störabstandes. Was das Auflösungsvermögen betrifft, können die Signale überhaupt nur als zwei Signale mit Schätzfehlern unter 10° erkannt werden, wenn deren Ortsfrequenzen in unterschiedlichen Bereichen des durch die Anzahl der Antennen diskretisierten Ortsfrequenzraums liegen. Im k -Raum existieren damit für ein eindimensionales Array aus 5 Strahlern lediglich 5 Punkte mit Informationsgehalt. Das Zero-Padding Verfahren stellt

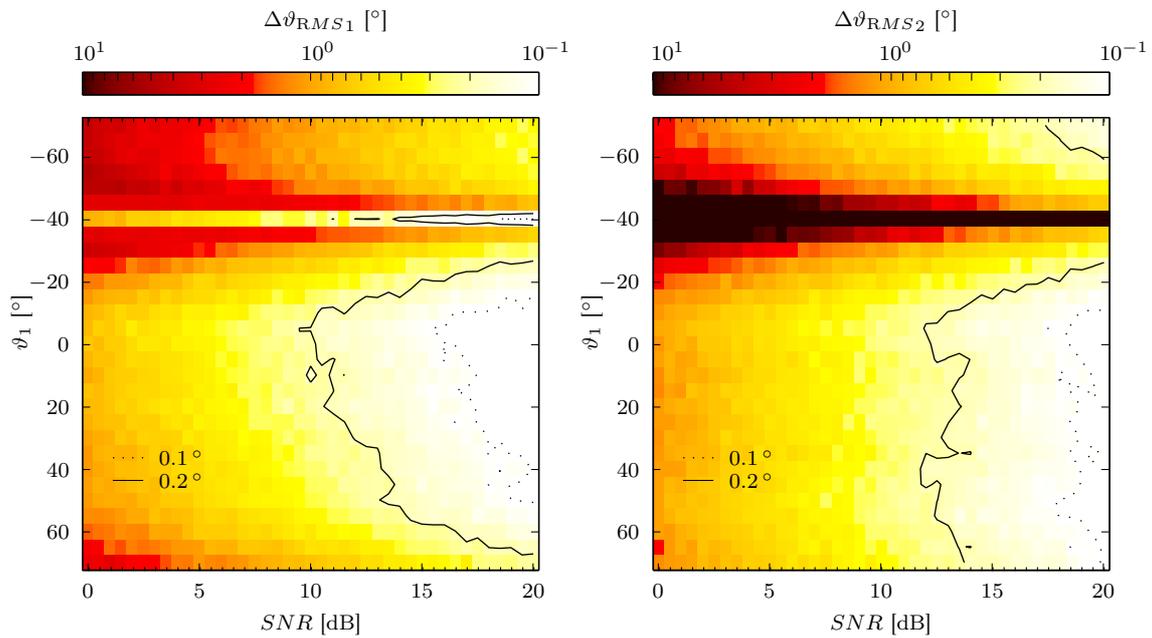


Abb. 5.31: ESPRIT-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS1/2}$ mit Pseudodaten bei zwei Einfallswinkeln in Abhängigkeit vom SNR , $-70^\circ \geq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ und $\vartheta_2 = -40^\circ$

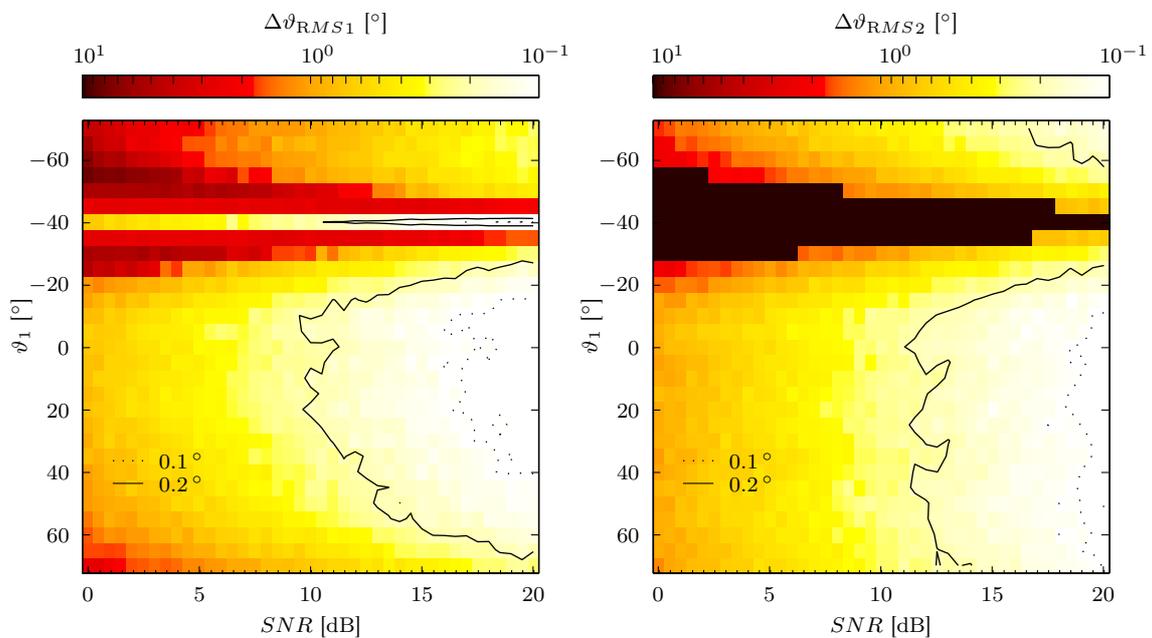


Abb. 5.32: MUSIC-Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS1/2}$ mit Pseudodaten bei zwei Einfallswinkeln in Abhängigkeit vom SNR , $-70^\circ \geq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ und $\vartheta_2 = -40^\circ$

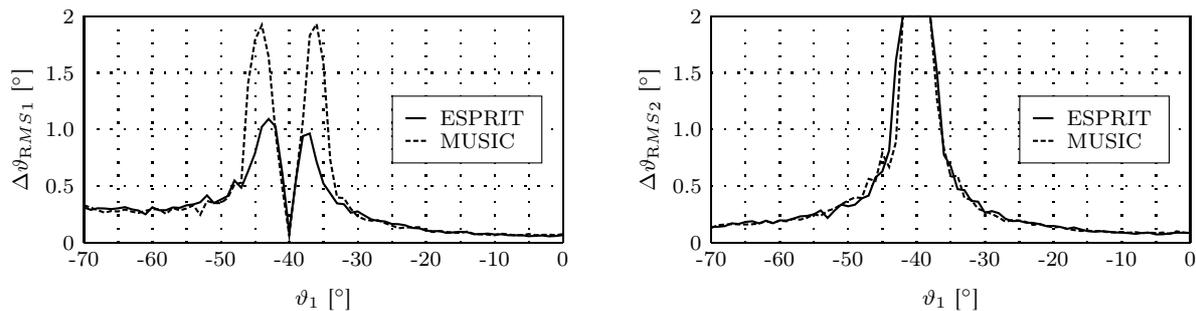


Abb. 5.33: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{\text{RMS}_{1/2}}$ von ESPRIT und MUSIC bei zwei Signalen ($\vartheta_2 = -40^\circ$, $\text{SNR} = 20$ dB)

nur eine Interpolation zwischen diesen Punkten dar. Es zeigt sich damit, dass die FFT nicht geeignet ist, mehrere Signale aus unterschiedlichen Richtungen bei einer sinnvollen Größe des Schätzfehlers zu trennen. Deswegen wird die FFT bei der Betrachtung von Messdaten mit zwei Signalen nicht mehr berücksichtigt.

Anwendung der eindimensionalen Algorithmen auf Messdaten mit zwei Signalen

Für die Richtungsschätzung von zwei Signalquellen mit Messdaten, müssen zwei Datensätze aus unterschiedlichen Empfangsrichtungen überlagert werden, da keine Messungen mit mehreren gleichzeitigen Sendern verfügbar waren. Gegenüber einer realen Messung mit 2 Signalquellen wird bei der Addition zweier Datensätze der Rauschpegel um den Faktor $1/\sqrt{2}$ erhöht. Die Datensätze sind analog Abschnitt 5.2.5 außer bei $\vartheta_1 = 0^\circ$ zu maximal 20 Prozent teilkorreliert.

In den Ergebnissen in den Bildern 5.35 und 5.36 ist das prinzipielle Verhalten der theoretischen Betrachtung wieder zu erkennen. Bei $\vartheta_1 = 0^\circ$ ist de facto nur ein Signal vorhanden, dessen Empfangsrichtung von beiden Schätzern erkannt wird. Für ϑ_2 erhält man erwartungsgemäß keinen sinnvollen Wert. Analog zur Schätzung mit einer Signalquelle werden die Richtungen von ϑ_1 bei den Stützstellen der Vollkalibrierung in Abb. 5.35 wesentlich besser geschätzt, für ϑ_2 ist dieser Effekt nur noch für die Winkel $\vartheta_1 = \pm 20^\circ$ zu erkennen.

Die Ergebnisse für die Diagonalkalibrierung in Abb. 5.36 unterscheiden sich in ihrer Qualität wenig von der vollkalibrierten Schätzung. Insgesamt ist der Fehler für ϑ_1 gegenüber der Schätzung mit einer Quelle von Abb. 5.30 und 5.29 besonders bei MUSIC im Bereich kleiner $|\pm 40^\circ|$ gestiegen. Die Richtung der ersten Signalquelle schätzt ESPRIT sowohl im vollkalibrierten als auch im teilkalibrierten Fall am besten, bei der zweiten Quelle ϑ_2 erzielt MUSIC für den vollkalibrierten Fall außer im Bereich $-20^\circ \leq \vartheta_1 \leq +20^\circ$ meist niedrigere Werte als ESPRIT.

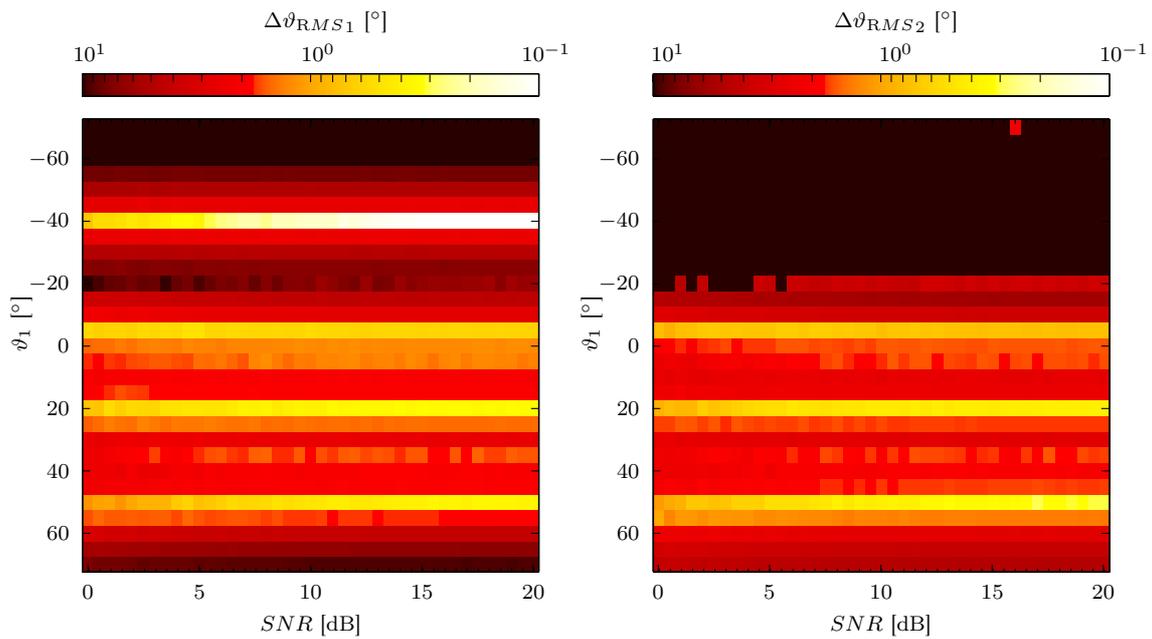


Abb. 5.34: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS1/2}$ der FFT mit Pseudodaten bei zwei Einfallswinkeln in Abhängigkeit vom SNR, $-70^\circ \geq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ und $\vartheta_2 = -40^\circ$

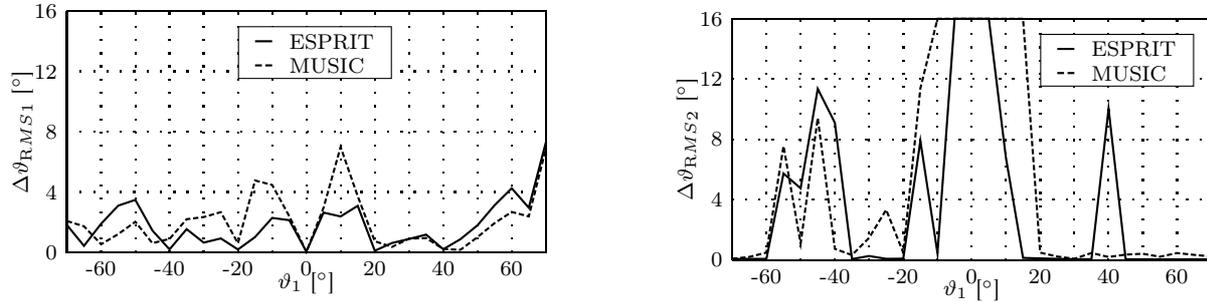


Abb. 5.35: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMSi}$ der drei Algorithmen mit überlagerten, vollkalibrierten Messdaten bei zwei Quellen ($-70^\circ \geq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ und $\vartheta_2 = 0^\circ$)

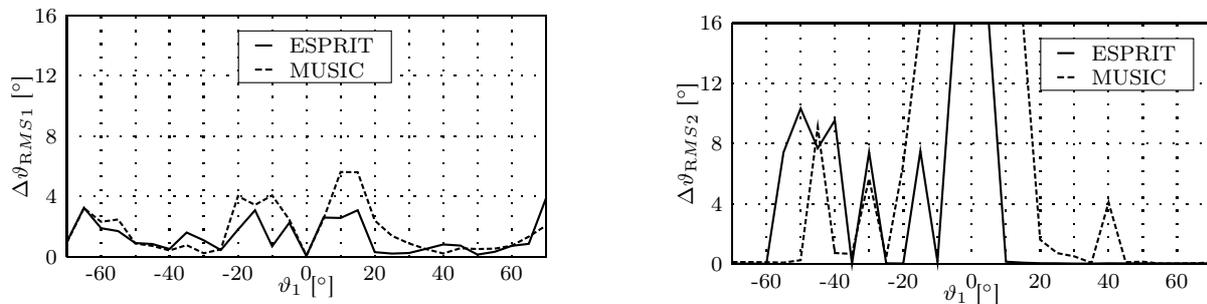


Abb. 5.36: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMSi}$ der drei Algorithmen mit überlagerten, teilkalibrierten Messdaten bei zwei Quellen ($-70^\circ \geq \vartheta_1 \leq +70^\circ$ und $\vartheta_2 = 0^\circ$)

5.2.7 Zweidimensionale Richtungsschätzung

Dieser Abschnitt untersucht nun die für die realisierte Gruppenantenne implementierten zweidimensionalen Schätzverfahren. Um im Folgenden die ein- bzw. zweidimensionalen Implementierungen unterscheiden zu können, wird als Konvention für die Bezeichnung eines Algorithmus z.B. im eindimensionalen Fall ESPRIT1, im zweidimensionalen Fall ESPRIT2 verwendet.

Analog zu Abschnitt 5.2.6 werden die Schätzer zunächst mit Pseudodaten in Bezug auf deren Abhängigkeit von der Einfallrichtung, des Signal-Rausch-Verhältnisses und auf die Fähigkeit, mehrere Quellen zu trennen, untersucht. Die Berechnung des quadratischen Schätzfehlers des Elevationswinkels basiert auf Gl. 5.65. Es gilt für den Azimutfehler analog:

$$\hat{\Delta}\varphi_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\hat{\varphi}_i - \varphi_0)^2} \quad (5.67)$$

Als Randbedingung verwenden alle weiteren Berechnungen eine Datensatzgröße von $n = 100$ Abtastwerten pro Antenne. Die Zahl der unabhängigen Schätzungen pro Einfallrichtung m wird bei ESPRIT2 wie im eindimensionalen Fall auf 100 festgelegt. Mit m wird die statistische Basis für den Schätzfehler nach Gl. 5.67 festgelegt, m geht aber auch als multiplikative Größe in die Rechenzeit des Schätzfehlers ein. Abb. 5.37 zeigt die Rechenzeit der Algorithmen für eine Einzelschätzung unter Verwendung eines PentiumM - 1.73GHz - Prozessors. Die Erhöhung der Rechenzeit des ESPRIT2 um das ca. 30fache auf 6.1 ms gegenüber ESPRIT1 erklärt sich durch die gestiegene Anzahl der Antennenelemente von 5 auf 25. Nach der Komplexitätsbetrachtung in Abschnitt 5.2.3 schlägt sich dies sowohl in der Berechnung der Kovarianzmatrix, als auch bei Bestimmung des Signalunterraums und der Lösung der Invarianzgleichung nieder. Bei hoher Diskretisierung von FFT2 und MUSIC2 ist die Anzahl der Diskretisierungspunkte ausschlaggebend. Dieser Parameter geht in die Komplexität der Algorithmen nach Abschnitt 5.2.4 und 5.2.2 mindestens quadratisch ein. Diskretisiert man nun für FFT2 und MUSIC2 die zweite Dimension mit gleicher Schrittweite wie im eindimensionalen Fall, bedeutet dies für MUSIC2 bei 2048×2048 Punkten eine Rechenzeit von 178 s pro Einzelschätzung bzw. 8.5 s für die FFT2. Damit ist für eine Schätzung der Einfallrichtung nach Gl. 5.67 diese Zeit mit m zu multiplizieren. Selbst bei nachträglicher Auswertung von Messdaten sind derartige Rechenzeiten unpraktikabel. Senkt man nun die Diskretisierungsschrittweite auf 1024×1024 Punkte, sinkt die Rechenzeit bei MUSIC2 und FFT2 auf 28.8 s

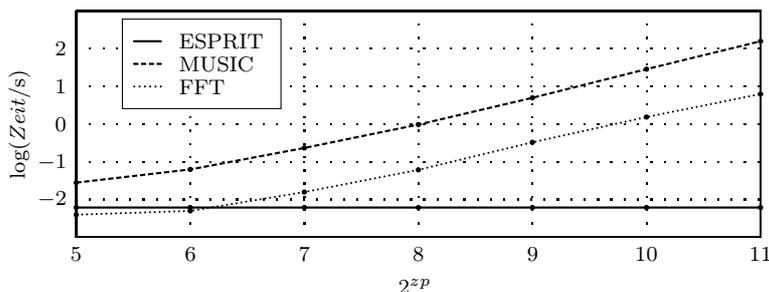


Abb. 5.37: Rechenzeit der zweidimensionalen Algorithmen über der Anzahl der Diskretisierungspunkte

bzw. 1.5 s. Bei Betrachtung der Algorithmen mit synthetischen Daten können damit aber systematische Fehler aufgrund der Diskretisierung den eigentlichen Schätzfehler bei ausreichend hohem Störabstand überdecken. Im Demonstratorbetrieb können alle systematischen Fehler der Hardware durch eine Kalibrierung nicht vollständig beseitigt werden. Für diese Betriebsart ist es daher ausreichend die Diskretisierungsschrittweite so weit zu erhöhen, dass der Diskretisierungsfehler der Algorithmen unter dem Schätzfehler aufgrund einer nichtidealen Kalibrierung des Messsystems bleibt. Da die 3dB -Breite einer geformten Keule des 5×5 -Arrays bei etwa 28° liegt, genügt im Demonstratorbetrieb eine Schätzgenauigkeit unter 5° . Damit kann die Anzahl der Diskretisierungspunkte bis 128×128 erniedrigt werden.

In der eindimensionalen Richtungsschätzung ergab der Vergleich aller Schätzverfahren mit Pseudodaten kaum Unterschiede bei ausreichender Diskretisierung von MUSIC1 und FFT1 und für den Fall eines einfallenden Signals. Damit genügt es, die entsprechenden Berechnungen im zweidimensionalen Fall nur noch mit ESPRIT2 durchzuführen. Für den Fall zweier Einfallrichtungen muss wegen des großen Rechenzeitaufwands MUSIC2 zum einen mit einer kleineren Schrittweite von 1024×1024 diskretisiert, und zum anderen müssen die Fehler mit einer geringeren statistischen Basis $m = 18$ berechnet werden. Die FFT2 wird aufgrund des mangelnden Auflösungsvermögens nicht berücksichtigt. Die Auswertung der Messdaten schließlich erfolgt bei MUSIC2 und FFT2 mit 512×512 Schritten und $m = 100$ unabhängigen Schätzungen.

Bewertung der Algorithmen mittels Pseudodaten

Zunächst betrachten wir die Abhängigkeit von ESPRIT2 vom Elevationswinkel des Signals sowie vom Signal-Rausch-Abstand. Der Azimutwinkel wurde konstant mit $+30^\circ$ belegt. Bild 5.38 zeigt dazu die Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ in der Elevation bzw. im Azimut. Gestrichelt und durchgezogen eingezeichnet sind wiederum die 0.1° bzw. 0.2° Grenzlinien der Schätzfehler. Der prinzipielle Verlauf des Elevationsschätzfehlers im linken Teilbild bei einem bestimmten Signal-Rausch-Abstand ist gleich dem eindimensionalen Fall in Abb. 5.25. Durch die Steigung der arcsin-Funktion bei Umrechnung der geschätzten Ortsfrequenzen in die Elevationswinkel nach Gl. 5.38 ist die Verlaufsform des Elevationsschätzfehlers bestimmt, wobei dies auch für die anderen Verfahren gilt. Grundsätzlicher Unterschied zwischen den zwei- und eindimensionalen Schätzungen ist eine Verschiebung der 0.1° -Linie um ca. 7 dB zu kleineren Störabständen hin. Grund dafür ist der Array-Gewinn von 5 Elementen bei einer Zeile zu 25 Elementen im gesamten Array. Möchte man nun im gesamten Definitionsbereich des Arrays $|\vartheta| \leq 60^\circ$ mit ESPRIT2 den Elevationsschätzfehler unter 0.1° senken, ist mindestens ein Störabstand von 13 dB notwendig, im eindimensionalen Fall wurden dazu 20 dB benötigt.

Bei senkrechtem Einfallswinkel, d.h. $\vartheta = 0^\circ$, verschwinden die normierten Wellenzahlen u und v , über die nach Gl. 5.38 der Azimutwinkel errechnet wird. Die numerisch sehr kleinen Wellenzahlen führen einerseits zu erhöhten Elevationsfehlern andererseits ist der Azimutwinkel nicht bestimmbar, wie im rechten Teilbild dargestellt. Bei kleinen Elevationswinkeln verursacht wieder die Steilheit der arctan-Funktion die höheren Schätzfehler gegenüber großen Elevationswinkeln. Schätzungen des Azimuts unter 0.1° erreicht man bei 20 dB und einem Betrag des Elevationswinkel größer 10° , bei 10 dB Störabstand ist dies nur noch bei Winkelbeträgen größer 40° möglich.

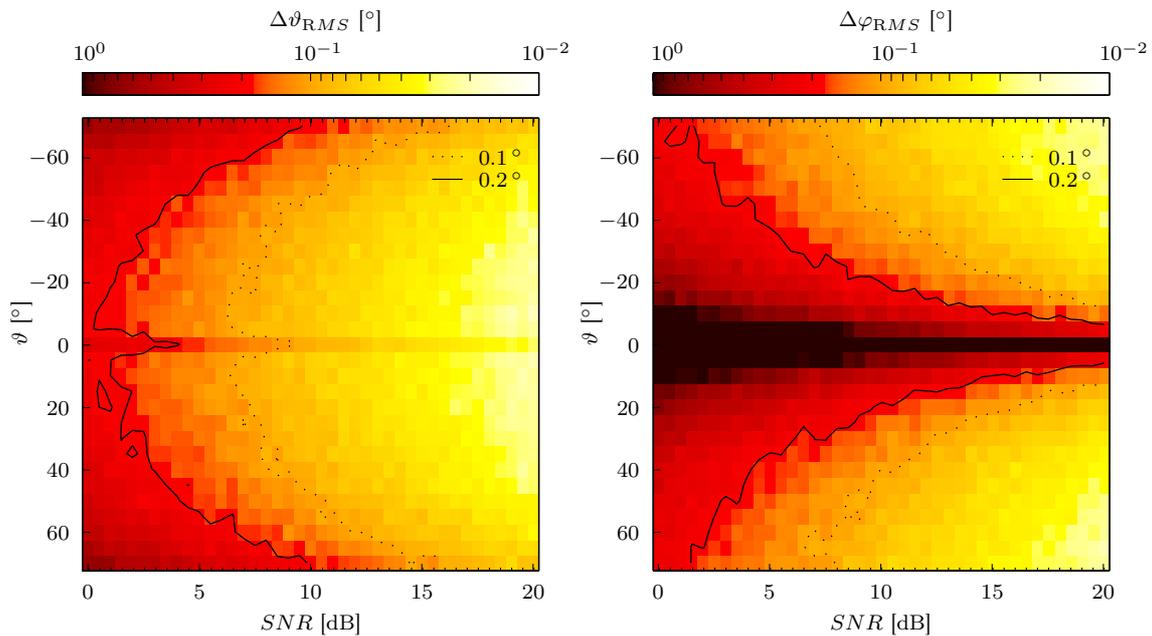


Abb. 5.38: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des ESPRIT2 mit Pseudodaten in Abhängigkeit des Signal-Rausch-Abstandes ($\varphi = 30^\circ$)

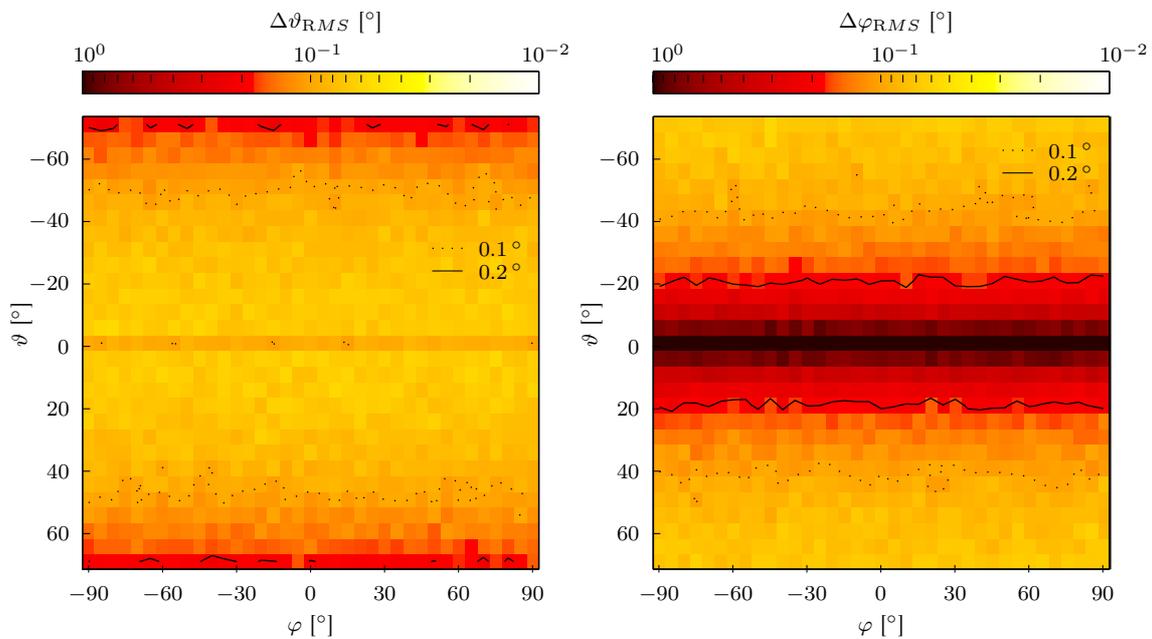


Abb. 5.39: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des ESPRIT2 mit Pseudodaten ($SNR = 10$ dB)

Im folgenden wird nun der gesamte, für das realen Array anwendbare Winkelbereich betrachtet. Bei einem Signal-Rausch-Abstand von 10 dB werden in Abbildung 5.39 die Schätzfehler für die bisher betrachteten Elevationswinkel zwischen $\pm 70^\circ$ und Azimutwinkel innerhalb $\pm 90^\circ$ gezeigt.

ESPRIT2 weist keine Abhängigkeit vom Azimutwinkel φ auf, der Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ liegt generell für Elevationswinkel $|\vartheta| < 50^\circ$ unter 0.1° und der Azimutschätzfehler erreicht entsprechende Werte bei $|\vartheta| > 40^\circ$. Werden MUSIC2 und FFT2 ausreichend diskretisiert, ist ebenfalls keine Abhängigkeit vom Azimutwinkel zu erwarten. Ist dies nicht der Fall, ändert sich das systematische Fehlermuster über dem Azimutwinkel.

Anwendung der zweidimensionalen Algorithmen auf Messdaten

Nach der Betrachtung des zweidimensionalen Richtungsschätzers ESPRIT2 mit künstlichen Daten werden nun die Algorithmen auf die am Antennenmessstand gemessenen Daten angewandt. Von weiterem Interesse ist hier der Unterschied zwischen den Kalibrierverfahren. Diese Untersuchung erfolgt hier nur mit ESPRIT2.

Werden systematische Fehler des Arrays wie Verkopplung der Antennenelemente und unterschiedliche Verstärkungen nach der in Abschnitt 5.1.2 vorgestellten Methode in den Messdatensätzen kalibriert, ergibt sich bei ESPRIT2 für den Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ eine kleblattartige Struktur. Diese resultiert aus der Lage der Stützpunkte nach Abb. 5.4. Zur Verdeutlichung sind diese Stützpunkte mit Kreisen in die Abbildung mit den Schätzfehlern 5.40 eingetragen. Für Winkel, die nach Abb. 5.4 innerhalb der Stützpunkte im k -Raum liegen, wird der Elevationswinkel deutlich besser als außerhalb geschätzt. Für den Azimutfehler $\Delta\varphi_{RMS}$ ergeben sich im Bereich $|\vartheta| < 20^\circ$ und $|\varphi| > 30^\circ$ große Fehler. Dort wird der Azimutwinkel mit einer Abweichung von 5° für $\varphi > 30^\circ$ geschätzt und für $\varphi < -30^\circ$ vergrößert sich der Schätzfehler auf über 10° .

Vergleicht man dazu das Ergebnis mit Diagonalkalibrierung in Bild 5.41, so sind über den betrachteten Winkelbereich sowohl die Bereiche mit $\Delta\vartheta_{RMS} \leq 1^\circ$ als auch mit $\Delta\varphi_{RMS} \leq 1^\circ$ wesentlich kleiner und unregelmäßiger verteilt. Grund dafür ist, dass die Diagonalkalibrierung nur eine Normierung der Kovarianzmatrix auf die Hauptdiagonalelemente vornimmt, d.h. Verstärkungsschwankungen der Empfänger ausgleicht, aber keine Richtungskalibrierung mit gleichmäßig verteilten Stützpunkten vornimmt.

Erwartungsgemäß liefert die Schätzung mit den unkalibrierten Daten nach Bild 5.42 das ungünstigste Ergebnis. Besonders im zentralen Winkelbereich bei $|\vartheta| < 25^\circ$ und $\varphi > -30^\circ$ ist der Elevationswinkel mit Fehlern über 2° behaftet, der Azimutwinkel wird mit über 10° Abweichung geschätzt. Da die vollkalibrierten Messdaten die besten Ergebnisse liefern, wird in allen weiteren Schätzungen ausschließlich diese Kalibrierung verwendet.

In den Bildern 5.43 und 5.44 sind die Schätzfehler für MUSIC2 und FFT2 abgebildet. Die Schätzungen wurden, wie anfangs erwähnt, aus Rechenzeitgründen mit einer Diskretisierung von 512×512 durchgeführt. Nach den eindimensionalen Schätzungen mit künstlichen Daten in Abb. 5.21 liegt der Diskretisierungsfehler für MUSIC1 für Elevationswinkel kleiner 60° und bei einer Diskretisierung von 512 Punkten unter 0.4° . Der Einfluss dieser Diskretisierung ist bei den zweidimensionalen Schätzungen mit kalibrierten Messdaten nicht zu erkennen, d.h. die durch eine Kalibrierung nicht vollständig beseitigten systematischen Fehler des Arrays verdecken diese Diskretisierungsfehler.

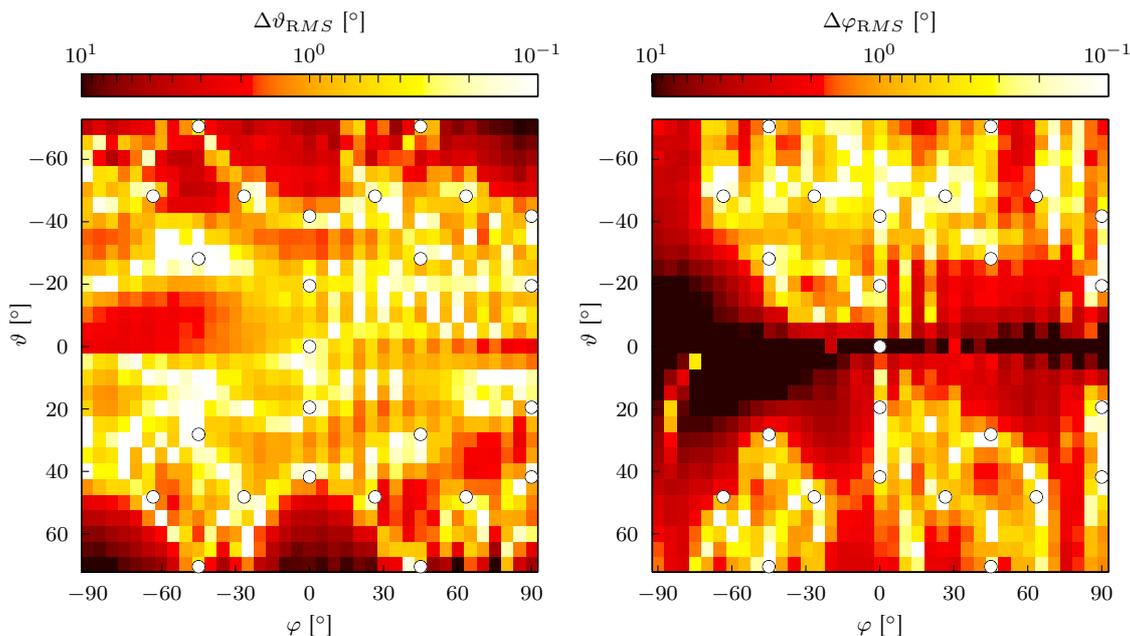


Abb. 5.40: Schätzfehler $\Delta\theta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des ESPRIT2 mit vollkalibrierten Messdaten

Eine Auffälligkeit bei allen vorgestellten Schätzungen mit Messdaten ist, dass sich die Fehlerwertbereiche über den Azimutwinkel sprunghaft ändern, was sich in der Fehlerdarstellung als Streifenbildung beschreiben lässt. Dies ist auf das Temperaturverhalten der Verstärker in Verbindung mit dem Messablauf am Antennenmessstand. Die Messungen wurden hintereinander in zwei 10° -Rastern des Azimutwinkels vermessen, wobei die Hälfte des zweiten Teilrasters am darauf folgenden Tag gemessen wurde. Wie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, verursachten während der Messkampagne größere Temperaturunterschiede im aktiven Teil des Systems relativ hohe Verstärkungsschwankungen. Da die Kalibrierungsverfahren aus Abschnitt 5.1.2 von konstanten Verstärkungsunterschieden ausgehen, können systematische Fehler, verursacht durch temperaturabhängige Schwankungen der Verstärker, nicht durch diese nachträglichen Kalibrierungsverfahren beseitigt werden. Dies ist nur durch eine fortwährende Kalibrierung aller Verstärker durch eine Referenzquelle im System möglich.

Bewertung der 2-dimensionalen Algorithmen mittels Pseudodaten mit zwei Signalen

Wie im eindimensionalen Fall wird auch im folgenden Abschnitt die Leistungsfähigkeit untersucht, die Einfallsrichtung zweier Signale zu trennen. Die Berechnungen wurden mit zwei voneinander unabhängigen Signalen gleicher Amplitude mit Störabstand 10 dB durchgeführt. Ein Signal wird mit den zugehörigen Einfallswinkeln $\vartheta_2 = -40^\circ$ und $\varphi_2 = 40^\circ$ konstant gehalten, die Einfallswinkel des anderen Signals ändern sich in den Bereichen $|\vartheta_1| \leq 70^\circ$ und $|\varphi_1| \leq 90^\circ$ wieder in 5° -Schritten. Grundsätzlich ist bei allen folgenden Bildern mit zwei Signalen die Zuordnung der geschätzten Winkel zum ersten oder zweiten Signal willkürlich, wenn die Einfallsrichtungen sehr nahe oder aufeinander liegen, und damit nicht mehr entsprechend aufgelöst werden können.

In Abb. 5.45 zeigen die oberen beiden Teilbilder die ESPRIT2-Schätzfehler der Elevati-

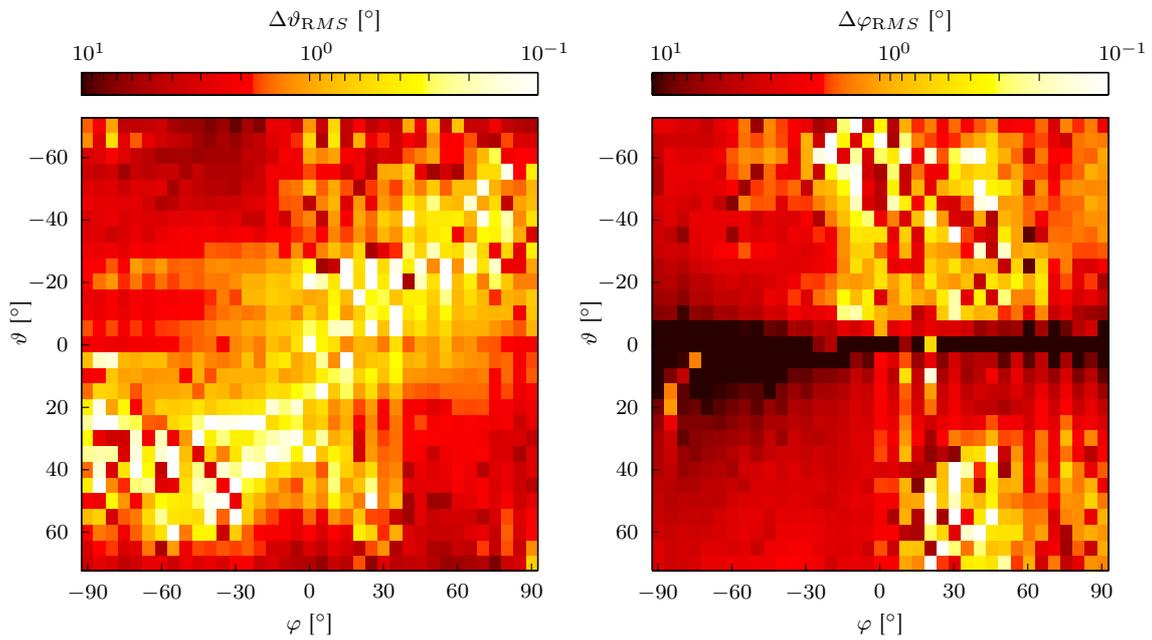


Abb. 5.41: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des ESPRIT2 mit teilkalibrierten Messdaten

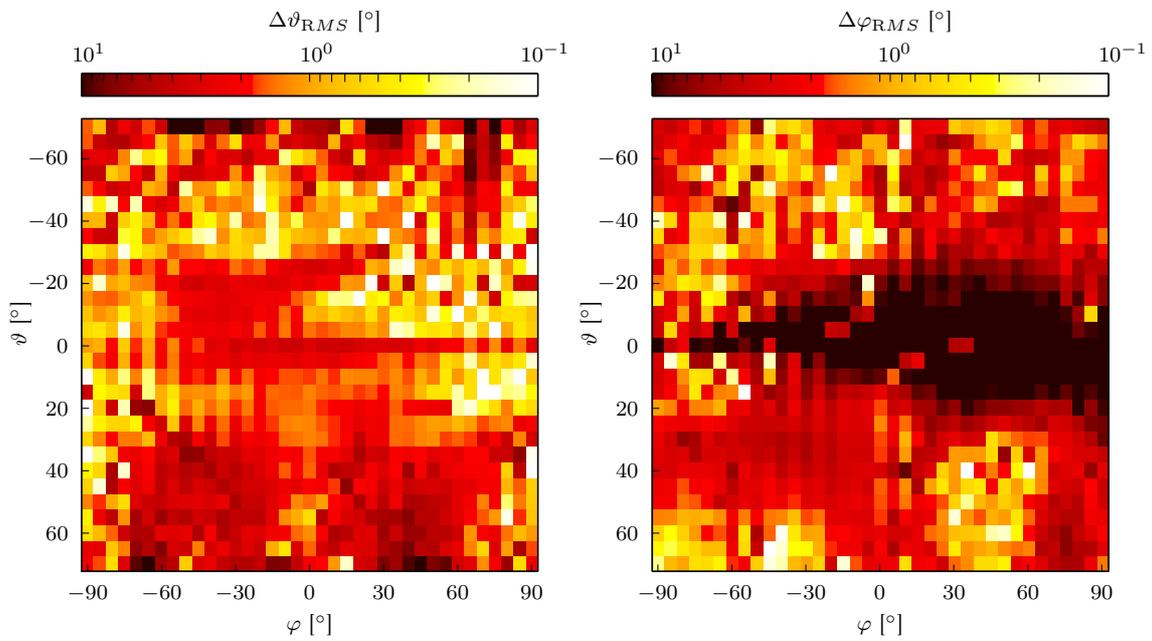


Abb. 5.42: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des ESPRIT2 mit unkalibrierten Messdaten

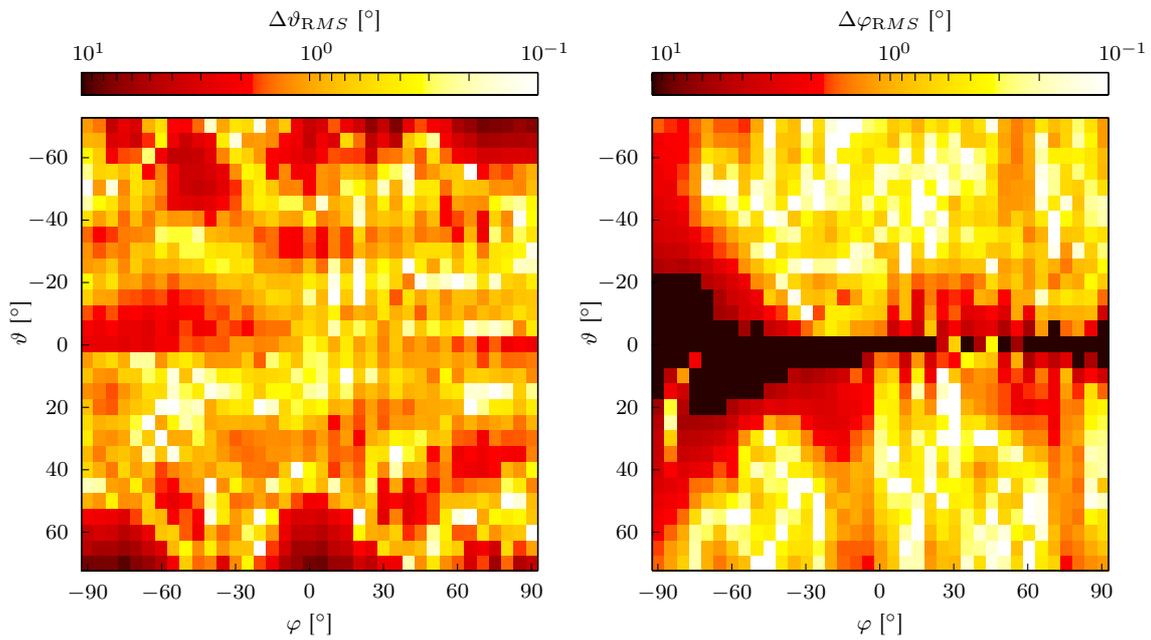


Abb. 5.43: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ des MUSIC2 mit vollkalibrierten Messdaten

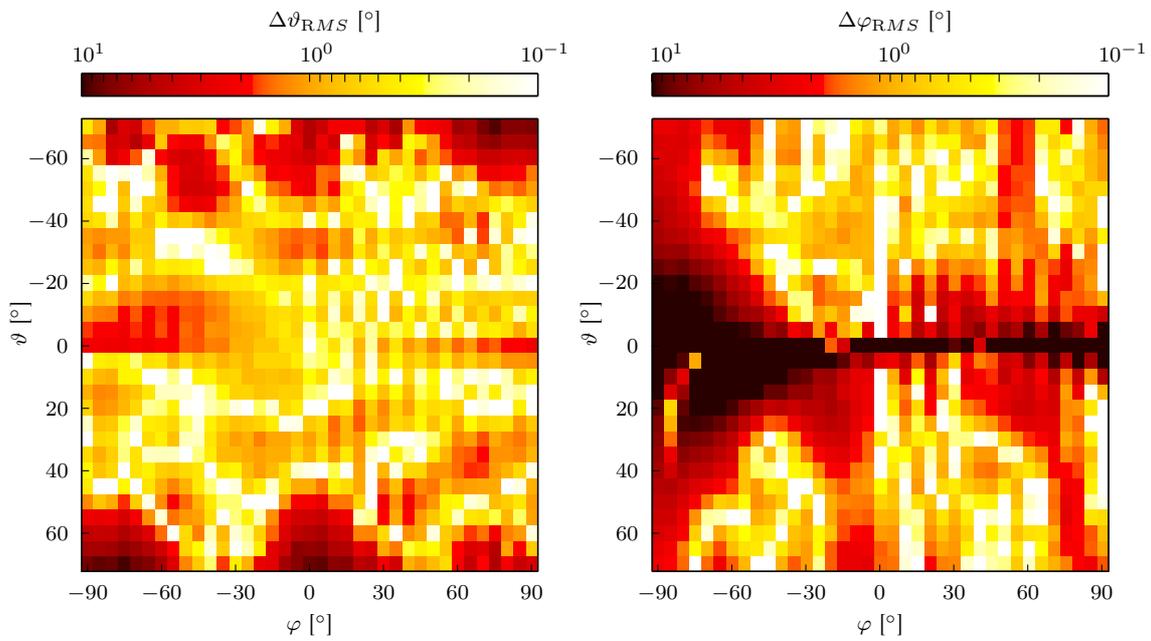


Abb. 5.44: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS}$ und $\Delta\varphi_{RMS}$ der FFT2 mit vollkalibrierten Messdaten

onswinkel, die unteren Teilbilder die Azimutschätzfehler beider Signale. Unterscheiden sich sowohl die Elevationswinkel als auch die Azimutwinkel um mehr als ca. $\pm 15^\circ$, werden beide Signale ohne erhöhten Fehleranteil aufgrund des zweiten Signals geschätzt. Der Schätzfehler in diesem Bereich entspricht dem der Schätzung mit einem Signal bei einem 3 dB geringeren Störverhältnisses aufgrund der Ausbildung von zwei Keulen. Dies ist bei Vergleich der 0.2° -Linien von Abb. 5.45 mit den Fehlergrenzlinien der Bilder 5.38 bzw. 5.39 bei entsprechenden Winkeln zu erkennen.

Bei identischen Einfallswinkeln liefert ESPRIT2 nur einen großen Eigenwert, für den die Schätzgenauigkeit besser als 0.2° ist, der zweite Eigenwert ist im Gegensatz dazu in der Größenordnung der Rauscheigenwerte. Für diesen werden keine sinnvollen Winkel geschätzt. Vergrößern sich die Winkeldifferenzen entweder in Elevation oder Azimut innerhalb 5° , steigt der Betrag des zweiten Eigenwertes. Die Schätzergebnisse beider Winkel liegen dann zwischen den wahren Winkeln, wobei beide Elevationsfehler 1° erheblich übersteigen, wenn sich nur die Elevationswinkel unterscheiden. Ist dies für die Azimutwinkel der Fall, bleibt einer der Elevationsfehler unter 0.8° . Genau umgekehrt verhält sich der Azimutfehler im unteren Teilbild von Abb. 5.45. Für Elevationsdifferenzen kleiner 5° , aber gleichem Azimutwinkel ist die Schätzgenauigkeit eines Signals schlechter als 1° , das andere wird wesentlich besser geschätzt. Zusätzlich ist die Unbestimmbarkeit des Azimutwinkels bei senkrechtem Einfall zu erkennen.

Ein ähnliches Auflösungsvermögen für nahe beieinander liegende Quellen zeigt MUSIC2 in Abb. 5.46, wenn man die geringere Diskretisierung mit 1024×1024 Punkten in Betracht zieht. Fehlermuster in den Teilbildern mit den Schätzfehlern des ersten Signals deuten bereits auf höhere Diskretisierungsfehler des Algorithmus hin. Desweiteren wurde bei den Schätzungen wegen dem bekannten Rechenzeitproblem des MUSIC2 lediglich 18 Einzelschätzungen pro Einfallrichtung verwendet, d.h. die größere Streuung der Schätzfehler ist durch die geringere statistische Basis bedingt.

Im Gegensatz zu den zuvor besprochenen hochauflösenden Verfahren, ist das Richtungsauflösungsvermögen der FFT2 von der realen Diskretisierung des Ortsfrequenzraums und damit von der Anzahl der Antennen pro Richtung abhängig. Bei der FFT2 können Signale grundsätzlich nur getrennt werden, wenn deren Einfallswinkel in unterschiedlichen Bereichen des mit 5×5 Elementen real diskretisierten Ortsfrequenzraums abgebildet werden. Die zusätzliche Zero-Padding Diskretisierung von 1024×1024 Punkten spielt hinsichtlich des Auflösungsvermögens keine Rolle.

In Abb. 5.47 sind die Schätzfehler der FFT2-Schätzung mit zwei Quellen abgebildet, wobei der dargestellte Wertebereich eine Zehnerpotenz höher liegt als bei den hochauflösenden Verfahren. Die von der FFT2 gebildete Keule des Signals ist entsprechend der wenigen Elemente sehr breit. Überstreicht nun die ebenso breite Keule des zweiten Signals die Keule des ersten Signals, d.h. beide Keulen verschmelzen, werden beide Signale schlecht geschätzt, bei gleichen Winkeln wird nur ein Signal gut geschätzt. Für den praktischen Einsatz in einem 5×5 -Array erscheint die FFT2 hinsichtlich des Trennvermögens als nicht geeignet.

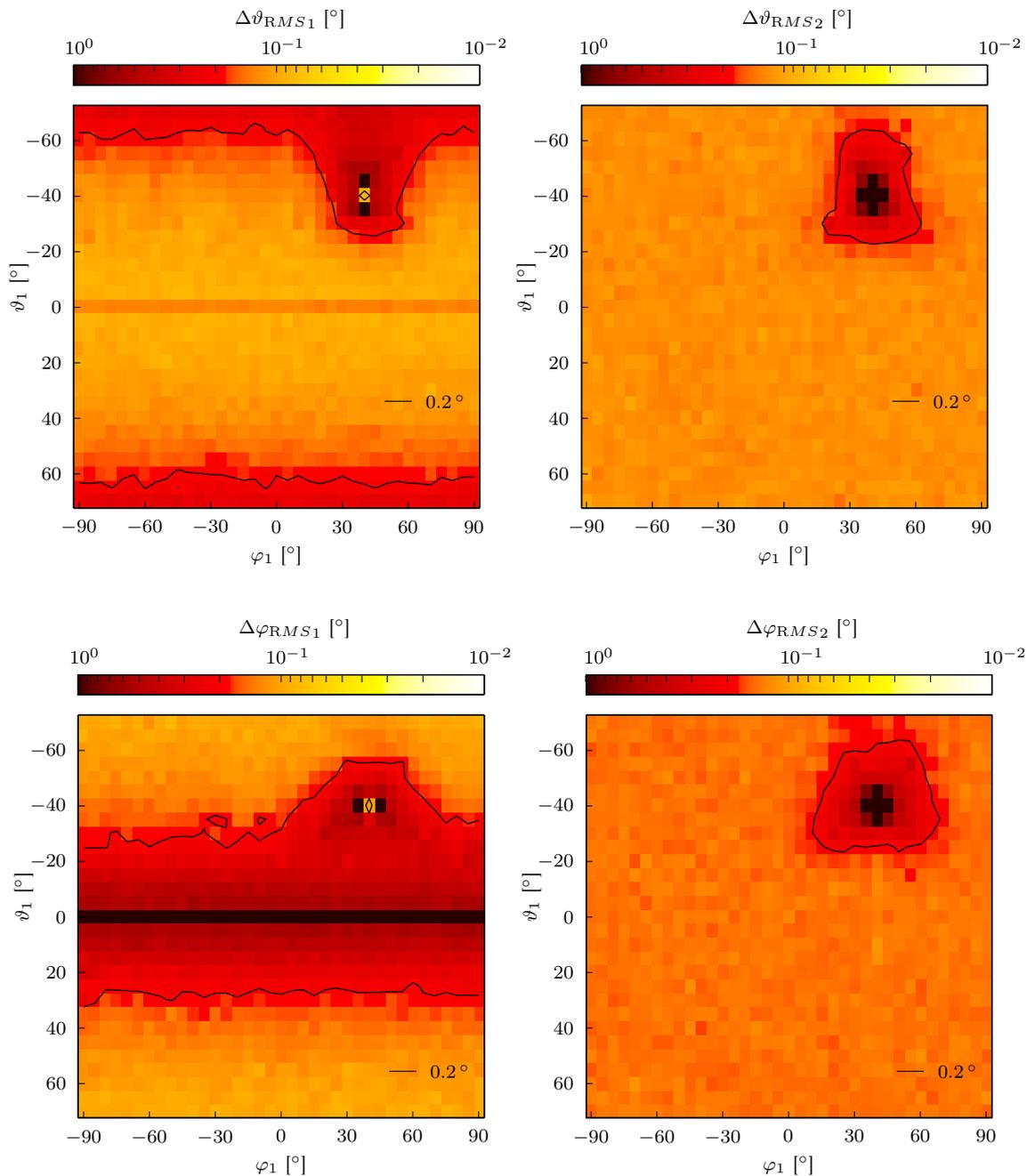


Abb. 5.45: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS_i}$ und $\Delta\varphi_{RMS_i}$ des ESPRIT2 mit Pseudodaten bei zwei Quellen ($|\vartheta_1| \leq 70^\circ$, $|\varphi_1| \leq +90^\circ$, $\vartheta_2 = -40^\circ$, $\varphi_2 = 40^\circ$ und $SNR_{1,2} = 10$ dB)

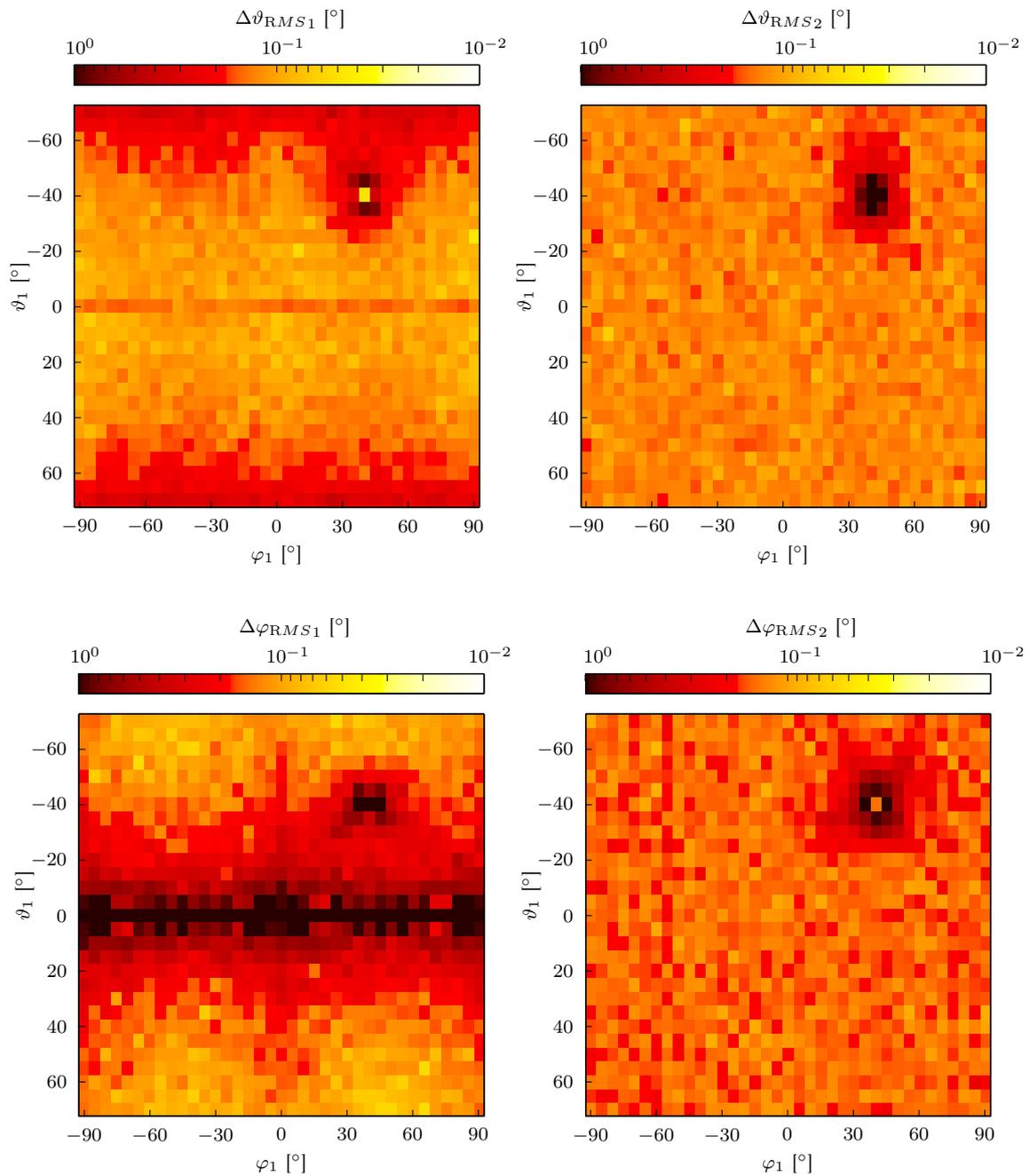


Abb. 5.46: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS_i}$ und $\Delta\varphi_{RMS_i}$ des MUSIC2 mit Pseudodaten bei zwei Quellen ($|\vartheta_1| \leq 70^\circ$, $|\varphi_1| \leq +90^\circ$, $\vartheta_2 = -40^\circ$, $\varphi_2 = 40^\circ$ und $SNR_{1,2} = 10$ dB)

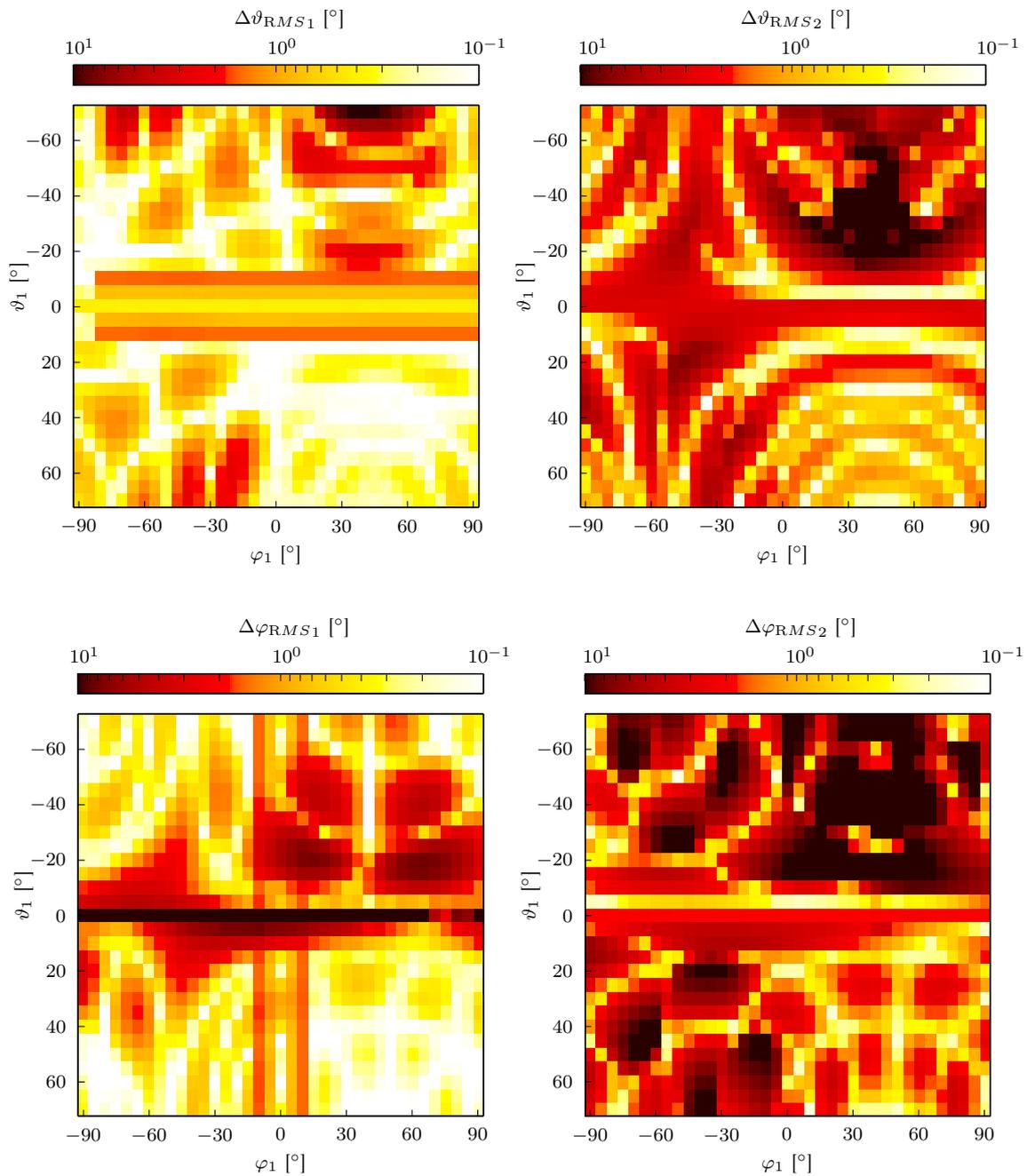


Abb. 5.47: Schätzfehler $\Delta\theta_{RMS_i}$ und $\Delta\varphi_{RMS_i}$ der FFT2 mit Pseudodaten bei zwei Quellen ($|\theta_1| \leq 70^\circ$, $|\varphi_1| \leq +90^\circ$, $\theta_2 = -40^\circ$, $\varphi_2 = 40^\circ$ und $SNR_{1,2} = 10$ dB)

Anwendung der zweidimensionalen Algorithmen auf Messdaten mit zwei Signalquellen

Zur Erzeugung von Messdatensätzen mit zwei Signalquellen werden wie im eindimensionalen Fall zwei Messdatensätze überlagert. Die Ergebnisse von ESPRIT2 und MUSIC2 sind in den Abbildungen 5.48 und 5.49 dargestellt. Sie spiegeln die Ergebnisse der Schätzungen mit Pseudodaten im Prinzip wieder, wenngleich die Schätzwerte um den Überschneidungswinkel der beiden Quellen wesentlich mehr streuen. Auch der Wertebereich ist um eine Zehnerpotenz höher dargestellt, da auch nach einer Kalibrierung des Arrays die verbliebenen systematischen Fehler die Schätzgenauigkeit erheblich beeinträchtigen. Es reicht deswegen eine 512×512 Diskretisierung des Ortsfrequenzraums aus, um mit MUSIC2 einem ESPRIT2 vergleichbaren Fehlerwertebereich zu erreichen.

In der Gegenüberstellung der Elevationsschätzung der variablen Quelle können zwischen ESPRIT2 und MUSIC2 keine großen quantitativen Unterschiede innerhalb der Kalibrierungspunkte festgestellt werden. Die Stützpunkte der Kalibrierung sind in Bild 5.40 bei der Schätzung mit nur einer Quelle eingezeichnet. Bereiche, die von diesen Stützpunkten zu weit entfernt sind, wie z.B. Beträge der Elevationswinkel über 55° und zugleich Winkelbeträge im Azimut kleiner 35° bzw. größer 70° , können von MUSIC2 nur mit Fehlern über 10° geschätzt werden. Dasselbe gilt für die MUSIC2 Azimutschätzung der variablen Quelle. Auch die Schätzung der konstanten Quelle ist außerhalb der Stützpunkte der Kalibrierung mit Werten bis 5° schlechter als in den von der Überschneidung der Signale unbeeinträchtigten Bereichen innerhalb der Stützpunkte. ESPRIT2 zeigt bei der konstanten Quelle keine Empfindlichkeit gegenüber den Stützpunkten der Kalibrierung, die Beeinträchtigung der Schätzfehler mit variabler Quelle und außerhalb der Stützpunkte ist wesentlich geringer als bei MUSIC2. Ein quantitativer Vergleich des Auflösungsvermögens zwischen den beiden Verfahren scheint bei den Messdaten aufgrund der systematischen Fehler des Arrays nicht sinnvoll.

5.2.8 Bewertung der Schätzverfahren

In den vorausgegangenen Abschnitten wurden die drei ausgewählten Schätzverfahren ESPRIT, MUSIC und FFT hinsichtlich Ihrer Eigenschaften ausführlich untersucht. Dieser Abschnitt soll abschließend eine zusammenfassende Bewertung der Schätzverfahren in Bezug auf Konvergenz, Empfindlichkeit gegenüber dem Signal-Rausch-Abstand, Trennungsfähigkeit mehrerer Signale und Rechenzeit geben.

Die Wahl der Datensatzgröße n hängt bei allen Schätzverfahren gleichermaßen von der gewünschten maximalen Streuung der Einzelschätzungen bei einem bestimmten Störverhältnis ab. Mit der gewählten Datensatzgröße von 100 Abtastpunkten ergeben sich für ein σ Werte zwischen 0.7° und 0.4° in einem Dynamikbereich von 0 bis 20 dB. Bei Betrieb des aktiven Arrays kann n etwas niedriger gewählt werden, sodass der Einfluss der Datensatzgröße auf die Schätzergebnisse geringer ist als die eigentlichen Schätzfehler nach Kalibrierung der Messdaten.

Die Abhängigkeit der Schätzgenauigkeit von FFT und MUSIC von der Diskretisierung des Ortsfrequenzbereichs bzw. Pseudospektrums führt dazu, dass ein Kompromiss zwischen ausreichender Diskretisierung und Rechenaufwand gefunden werden muss. Bei den eindimensionalen Schätzern wurden im Falle der FFT1 die fünf echten Messwerte

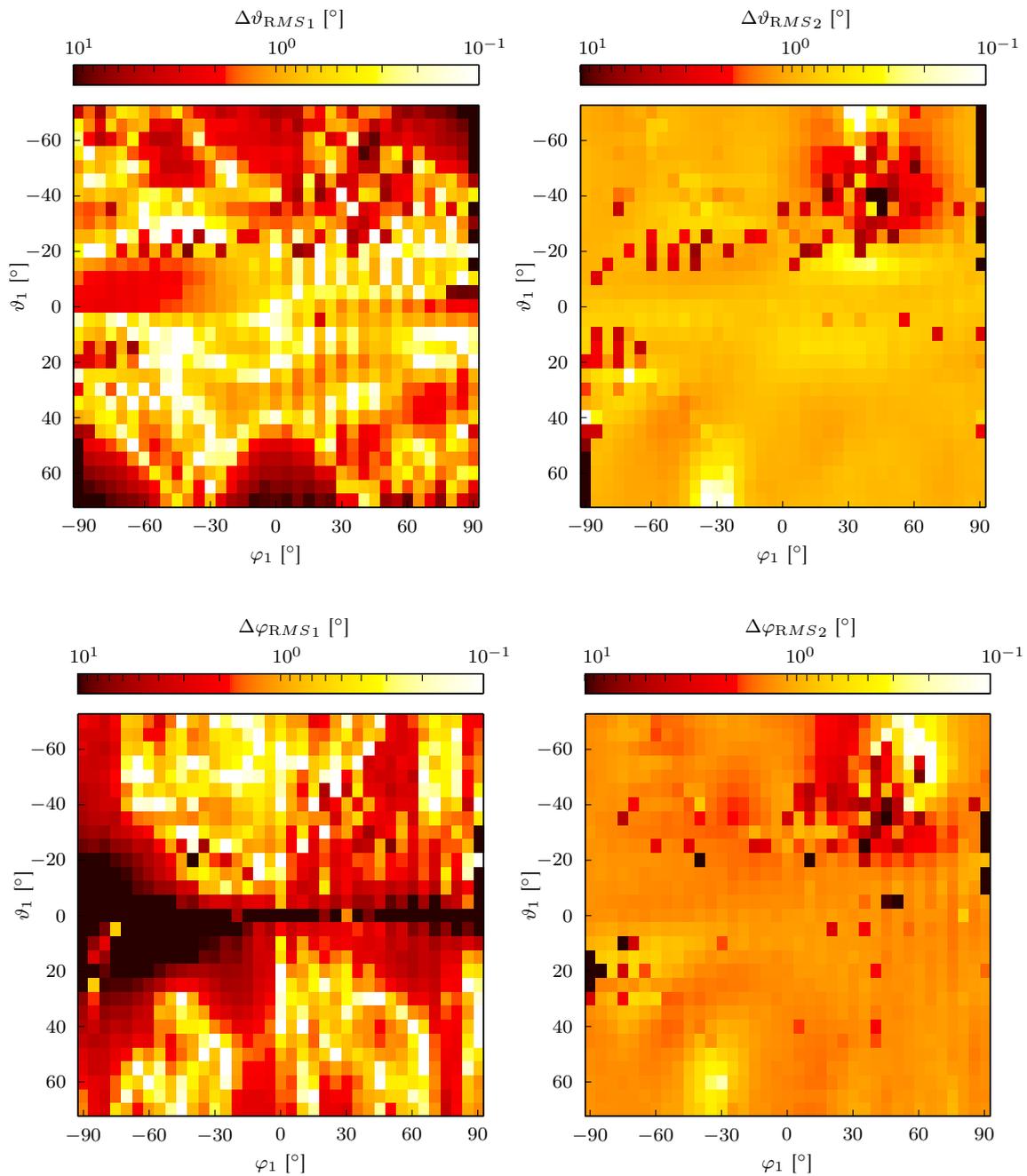


Abb. 5.48: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS_i}$ und $\Delta\varphi_{RMS_i}$ des ESPRIT2 mit Messdaten bei zwei nicht kohärenten Quellen ($|\vartheta_1| \leq 70^\circ$, $|\varphi_1| \leq +90^\circ$, $\vartheta_2 = -40^\circ$, $\varphi_2 = 40^\circ$)

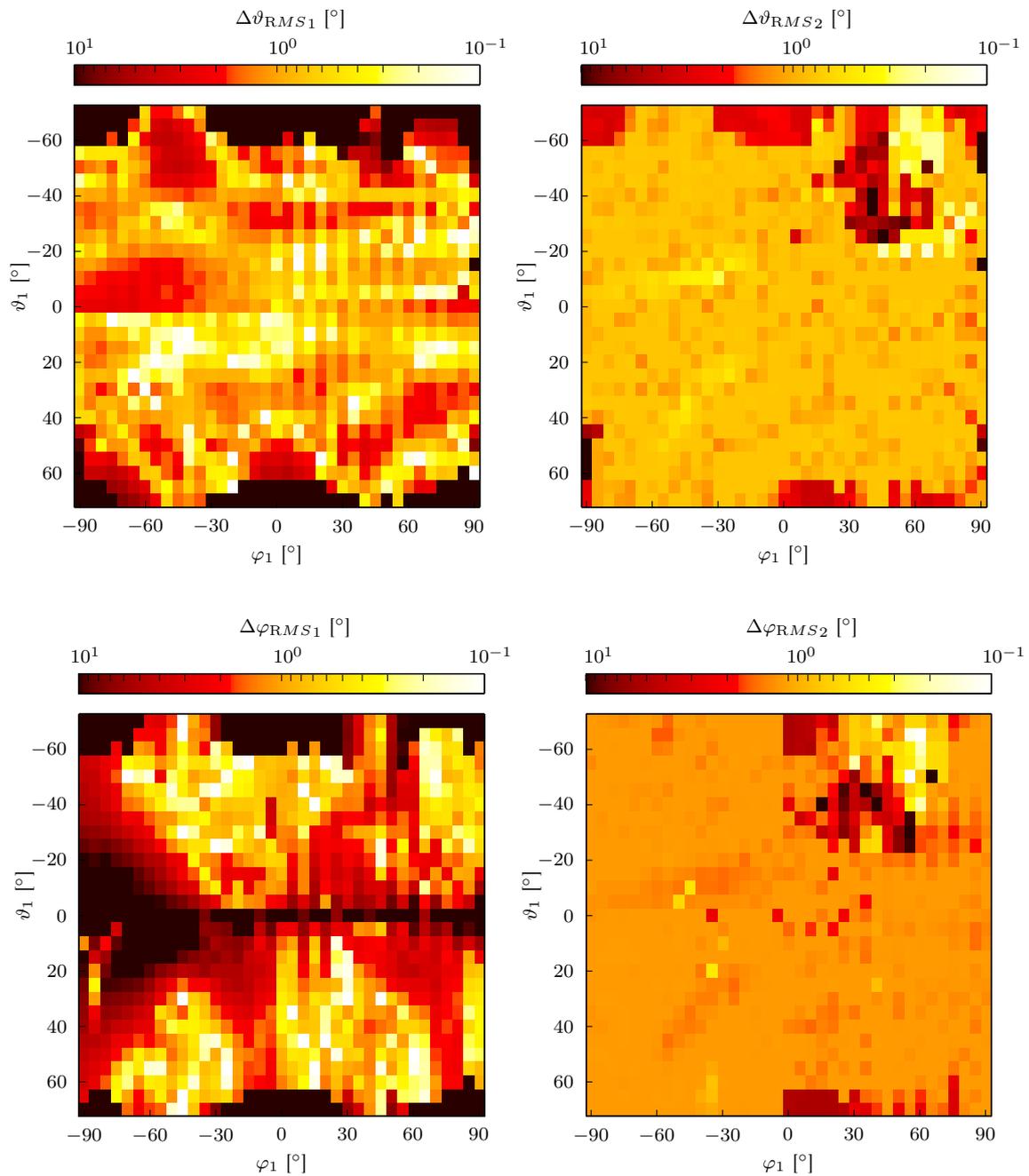


Abb. 5.49: Schätzfehler $\Delta\vartheta_{RMS_i}$ und $\Delta\varphi_{RMS_i}$ des MUSIC2 mit Messdaten bei zwei nicht kohärenten Quellen ($|\theta_1| \leq 70^\circ$, $|\varphi_1| \leq +90^\circ$, $\vartheta_2 = -40^\circ$, $\varphi_2 = 40^\circ$)

Schätzverfahren	Diskretisierung Z	Antennen M	Komplexität	Zeit in ms
ESPRIT1	–	5	$M^3 + n M^2$	0.2
MUSIC1	2048	5	$M^2 Z$	8.1
FFT1	2048	5	$Z \log(Z)$	1.5
ESPRIT2	–	25	$M^3 + n M^2$	6.1
MUSIC2	1024	25	$M^2 Z^2$	28800
FFT2	1024	25	$Z^2 \log(Z)$	1500

Tabelle 5.1: Rechenzeit und Komplexität der unterschiedlichen Verfahren für eine Richtungsschätzung (PentiumM-1.73GHz-Prozessor)

einer Arrayzeile auf 2048 Werte aufgefüllt, MUSIC1 durchsucht das Pseudospektrum nach Polstellen ebenfalls mit einer 2048er Diskretisierung. FFT2 und MUSIC2 werden aufgrund der langen Rechenzeit maximal mit 1024×1024 Punkten diskretisiert. In Tabelle 5.1 sind nochmals die zugehörigen Rechenzeiten sowie die Komplexität der Algorithmen bei hoher Diskretisierung Z gegenüber der Anzahl der Antennen M und der Datensatzgröße n , d.h. $Z \gg M, n$, aufgeführt. Während im eindimensionalen Fall alle Algorithmen bei vergleichbarer Schätzgenauigkeit für den Echtzeitbetrieb geeignet sind, kann dazu im zweidimensionalen Fall nur noch ESPRIT2 verwendet werden, da FFT2 und MUSIC2 aufgrund der quadratischen Abhängigkeit der Diskretisierung Rechenzeiten erreichen, die den Zeitaufwand des ESPRIT2 um mehrere Größenordnungen übersteigen.

Bezüglich der Schätzgenauigkeit bei Schätzungen mit einer Einfallsrichtung sind die eindimensionalen Verfahren mit den gewählten Diskretisierungen bis zu einem Störabstand von 25 dB gleichwertig. Beispielsweise werden mit synthetischen Daten im Elevationsbereich kleiner 60° Schätzwerte besser als 0.1° erreicht, wenn der Störabstand 20 dB beträgt. Fallen die Signale mit höheren Störabständen als 25 dB auf das Array ein, erreichen MUSIC1 und FFT1 ihre Diskretisierungsgrenze. Die Schätzgenauigkeit kann anders als bei ESPRIT1 nicht mehr durch Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes verbessert werden, da die Diskretisierungsfehler überwiegen. Hinsichtlich der Auflösung mehrerer Quellen zeigt ESPRIT1 nur im unmittelbaren Überschneidungsbereich der zwei Signale geringere und schneller abfallende Fehlerwerte als MUSIC1. Außerhalb dieses Bereiches liefern beide Schätzer vergleichbare Ergebnisse. Unterscheiden sich die Einfallsrichtungen z.B. um mehr als 7.5° , können beide besser als 0.5° geschätzt werden. Die FFT1 hingegen kann ab zwei Einfallsrichtungen nicht mehr sinnvoll eingesetzt werden, da deren Auflösungsvermögen bei einer Arrayzeile mit nur 5 Elementen unzureichend ist. Setzt man zur Schätzung einer Einfallsrichtung Messdaten ein, zeigt sich ESPRIT1 generell unempfindlicher gegenüber unkalibrierten Daten. Mit kalibrierten Daten lassen sich mit beiden eigenwertbasierten Methoden vergleichbare Ergebnisse erzielen. Auch die FFT erreicht nur unwesentlich höhere Fehlerwerte.

Die zweidimensionalen Algorithmen unterscheiden sich gegenüber den eindimensionalen Algorithmen grundsätzlich nicht hinsichtlich der Schätzgenauigkeit und des Auflösungsvermögens bei entsprechender Diskretisierung, Datensatzgröße und Anzahl der unabhängigen Schätzungen. Allerdings verbessert der Arraygewinn durch die fünffache Anzahl der Antennenelemente die Schätzgenauigkeit des gesamten Arrays gegenüber einer Arrayzeile. Im Gegensatz zum eindimensionalen Fall liegen bei Elevationswinkel kleiner

60° die Schätzfehler schon ab 13 dB Störabstand unter 0.1° . Dies gilt wiederum für ein einfallendes Signal und synthetische Daten. Sind im Datensatz zwei Signale vorhanden, wird der gesamte Arraygewinn auf die beiden Signale verteilt. Damit werden die beiden Einfallrichtungen mit einer Genauigkeit geschätzt, die bei einer Schätzung mit einem Signal einem um 3 dB geringeren Störabstand entspricht. Auch das Trennvermögen des ESPRIT2 ist vergleichbar dem des ESPRIT1 unter Berücksichtigung des Gruppengewinns durch das Array. MUSIC2 erreicht ein ähnliches Auflösungsvermögen der Signale wie ESPRIT2. Dabei zeigt sich der Einfluss der geringeren Diskretisierung auf das Auflösungsvermögen gegenüber dem Einfluss der Arraygröße als vernachlässigbar.

Unter Einsatz von Messdaten mit einer Einfallrichtung liegt die Schätzgenauigkeit unabhängig von den Verfahren deutlich unter den Werten mit synthetischen Daten. Dies ist auf verbleibende Fehler in den Messdaten, welche vor allem durch die Temperaturdrift der Hardware verursacht werden, zurückzuführen. Temperaturabhängige Fehler können mit dem bestehenden Kalibrierungsverfahren nicht beseitigt werden. Hauptunterschied der Schätzungen mit zwei Einfallrichtungen ist, dass MUSIC2 im Gegensatz zu ESPRIT2 bei Elevationswinkeln von größer als 55° keine sinnvollen Schätzwerte mehr liefert. Damit zeigt sich MUSIC2 wesentlich empfindlicher gegenüber der Kalibrierung.

Aus den oben ausgeführten Ergebnissen der Untersuchungen geht ESPRIT2 als das am besten geeignete Schätzverfahren für das Arraysystem unter den implementierten zweidimensionalen Algorithmen hervor. Das Verhältnis von Rechenaufwand und Schätzgenauigkeit wird von den anderen Algorithmen nicht erreicht. Als echtzeitfähiges Verfahren kann der ESPRIT2 Algorithmus im Demonstratorbetrieb bei direkter Sichtverbindung zum Satelliten verwendet werden. Müssen bei einer Anwendung des Demonstrators in urbanen Gebieten Mehrwegesignale, d.h. kohärente Signale unterschieden werden, ist eine Erweiterung des Verfahrens, z.B. mit *Spatial Smoothing* [9, 48, 66] notwendig. Um mit einem MUSIC2-Verfahren auch im Echtzeitbetrieb arbeiten zu können, könnte man auf den Root-MUSIC zurückgreifen. Im Gegensatz zur hier benutzten spektralen Variante, bei der im Nullspektrum Polstellen gesucht werden müssen, löst Root-MUSIC ein Polynom-Eigenwert-Problem [8, 30], womit die Abhängigkeit des Schätzfehlers von einer bestimmten Diskretisierung des Nullspektrums entfällt.

5.2.9 Strahlformung

Als letzte Teilfunktion des Demonstrators ist nach Bild 2.8 die digitale Strahlformung (*Digital Beam Forming*) zu realisieren. Das Prinzip der Strahlformung generell liegt in der Ausrichtung der Energie in eine bestimmte Richtung, womit eine Sende- oder wie hier die Empfangsfunktion auf diese Richtung fokussiert, und zugleich in andere Richtungen unterdrückt werden kann. Analog ist unter diesem Prozess auch ein räumliches Filter zu verstehen, wobei an räumlich diskreten und äquidistanten Orten die einfallende Wellenfront abgetastet wird.

Das zugehörige Modell eines Strahlformers für schmalbandige Signale ist in Bild 5.50 dargestellt. Trifft zunächst nur eine Wellenfront auf das Array, lässt sich die Ausgangsfunktion der Strahlformung $y(k)$ zum Zeitpunkt k als Linearkombination der Eingangssignale $x_i(k)$ an den M Sensoren mit komplexen Gewichten w_i formulieren.

$$y(k) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (5.68)$$

Möchte man d Einfallrichtungen gleichzeitig bearbeiten, d.h. viele Keulen gleichzeitig bilden, fasst man die d Gewichtungsvektoren zusammen. Der Ausgangsvektor

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_d]^H \mathbf{x}(k) \quad (5.69)$$

hat dann die Dimension $d \times 1$.

Der Empfangsvektor $\mathbf{x}(k)$ eines Arrays bei d empfangenen Signalen $s_i(k)$ lautet mit dem bisherig benutzten Datenmodell nach Gl. 5.31:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= [\mathbf{s}_1(k), \mathbf{s}_2(k), \dots, \mathbf{s}_d(k)] + \mathbf{n}(k) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu_1} & e^{j\mu_2} & \dots & e^{j\mu_d} \\ e^{j2\mu_1} & e^{j2\mu_2} & \dots & e^{j2\mu_d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\mu_1} & e^{j(M-1)\mu_2} & \dots & e^{j(M-1)\mu_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_d(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) \\ &= [\mathbf{a}(\mu_1) \quad \mathbf{a}(\mu_2) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\mu_d)] \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_d(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) \in \mathbb{C}^{M \times 1} \end{aligned}$$

Die mittlere Ausgangsleistung des Strahlformers kann aus den komplexen Gewichtungsvektoren und der in Gl. 5.40 beschriebenen Kovarianzmatrix wie folgt formuliert werden:

$$\begin{aligned} E[|\mathbf{y}\mathbf{y}^H|] &= \mathbf{w}^H E[|\mathbf{x}\mathbf{x}^H|] \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H (\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M) \mathbf{w} \end{aligned} \quad (5.70)$$

Aus einer Vielzahl von möglichen Strahlformungsalgorithmen [30, 51] wird zunächst die konventionelle oder klassische Strahlbildung ausgewählt, da diese sich auf der Kenntnis

der Einfallswinkel der Nutzsingale aufbaut und einfach zu implementieren ist. Abb. 5.51 zeigt das zugehörige Modell. Bei der konventionellen Strahlbildung wird der Gewichtsvektor \mathbf{w} gleich dem durch die Anzahl der Sensoren M geteilten Steuervektor $\mathbf{a}(\varphi, \vartheta)$ gewählt, der die Einfallsrichtung beschreibt. Damit wird die Amplitude aller Gewichte gleichförmig belegt. Die mittlere Ausgangsleistung in Richtung der Hauptkeule ist dann gleich der Eingangsleistung und die Rauschleistung des Prozesses wird um den Faktor M gemindert. Um eine geeignete Optimierung von Hauptkeulenbreite und Nebenkeulenunterdrückung zu erreichen, könnten zusätzlich Fensterfunktionen implementiert oder die Gewichtsamplituden zu den Seitenelementen hin abgeschwächt werden (*Tapering*) [78].

Im Folgenden wird nun die konventionelle Strahlbildung auf Messdaten angewandt, wobei die Messdaten bereits eine Richtungsschätzung mit ESPRIT2 durchlaufen haben. Für ein Beispiel mit einem Nutzsingal werden die zu Abb. 5.40 zugehörigen Richtungsschätzungswerte verwendet. Abb. 5.52 zeigt zunächst das Strahlungsdiagramm einer geformten Keule mit den Richtungswinkeln $\vartheta = 30^\circ$ und $\varphi = -30^\circ$, wobei der geschätzte Richtungswert mit einem Dreieck und der Sollwert mit einem Kreis gekennzeichnet ist. Aufgrund des Schätzfehlers von $\Delta\vartheta \approx 1^\circ$ und $\Delta\varphi \approx 3^\circ$ erreicht der Gewinn in Hauptstrahlrichtung nicht genau 0 dB sondern liegt bei ca. -0.1 dB. Die Nebenkeulenunterdrückung erreicht bei der gleichförmig gewählten Amplitudenbelegung der Gewichte 12 dB. Ermittelt man den den jeweiligen Gewinn in die Hauptstrahlrichtung mit allen nach Abb. 5.40 geschätzten Richtungen ergeben sich die Werte in Abb. 5.53. Innerhalb des Darstellungsreiches zwischen 0 dB und -1 dB sind wiederum die Strukturen der Vollkalibrierung bzw. die Streifenbildung bei positiven Azimutwinkeln durch unterschiedliche Temperaturbedingungen bei der Messabfolge zu erkennen. Durch die relative breite Hauptkeule können Schwankungen im Gruppengewinn durch Richtungsschätzfehler für den gesamten Winkelbereich der Anwendung unter 1 dB gehalten werden.

Möchte man neben der Keulenbildung in Richtung des Nutzsingals zusätzlich die Richtungen von Störquellen unterdrücken (*Nulling*), lässt sich zur gleichzeitigen Bildung eines Maximums und eines Minimums die konventionelle Strahlformung nicht mehr verwenden. Eine Möglichkeit, entsprechende Gewichtungsfaktoren zu berechnen, ist die Verwendung des adaptiven LMS- (*Least Mean Squares*) Algorithmus [5]. Nach Abbildung 5.54 werden die geschätzten Richtungen (DOA), darunter sowohl Störsingale als auch das gewünschte Singal $d(k)$, zunächst in den iterativen Algorithmus eingespeist. Die Subtraktion des Ausgangssingals $y(k)$ vom gewünschten Singal $d(k)$ ergibt die Fehlerfunktion $e(k)$. Von der quadratischen Fehlerfunktion J_{MSE} ist dann das globale Minimum zu suchen.

$$J_{\text{MSE}}(\mathbf{w}, k) = E [e^2(k)] = E \left[(d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k))^2 \right] \quad (5.71)$$

Dazu wird der Gradient der Fehlerfunktion mit der Methode des steilsten Abstieges bei jeder neuen Iteration geschätzt:

$$\nabla [J_{\text{MSE}}(\mathbf{w}, k)] = \begin{bmatrix} \frac{\partial J_{\text{MSE}}(\mathbf{w}, k)}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial J_{\text{MSE}}(\mathbf{w}, k)}{\partial w_M} \end{bmatrix}$$

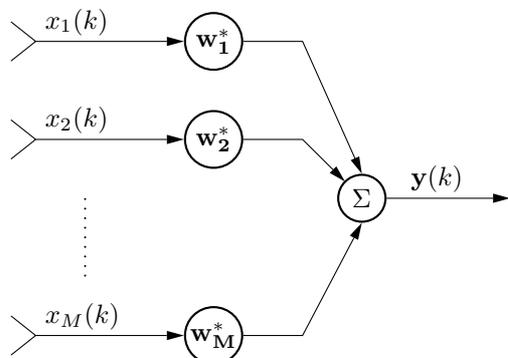


Abb. 5.50: Aufbau des schmalbandigen Strahlformers

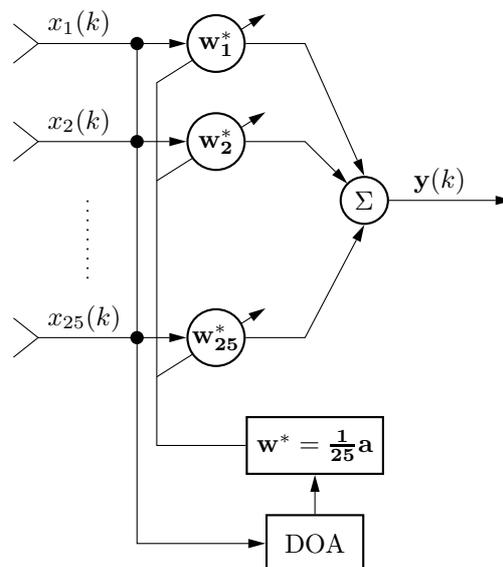


Abb. 5.51: Aufbau des schmalbandigen konventionellen Strahlformers

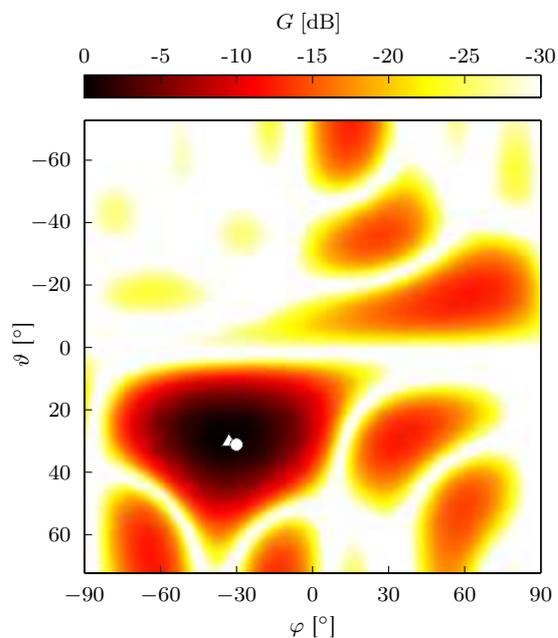


Abb. 5.52: Charakteristik der konventionellen Strahlformung einer Keule

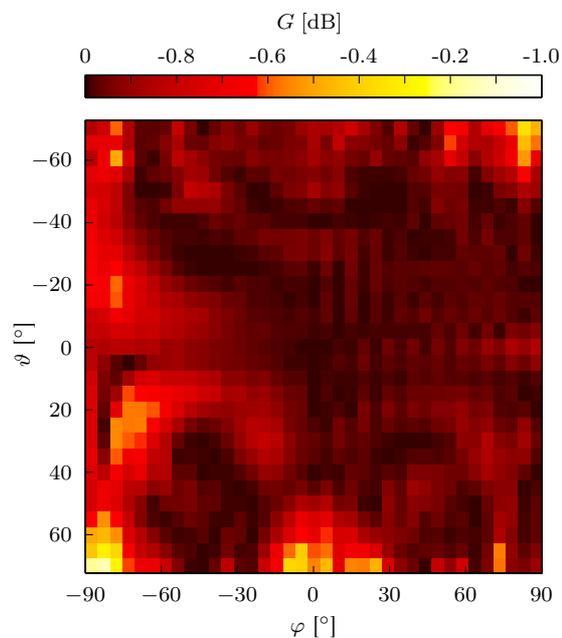


Abb. 5.53: Gruppengewinn in Hauptstrahlrichtung bei konventioneller Strahlformung

Die iterative Gleichung für die Gewichte lautet dann

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) - \mu \nabla [J_{\text{MSE}}(\mathbf{w}, k)] \\ &= \mathbf{w}(k) + 2\mu \mathbf{x}(k) [d(k) - \mathbf{w}(k)^H \mathbf{x}(k)],\end{aligned}\quad (5.72)$$

wobei der Faktor μ im Bereich

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (5.73)$$

gewählt wird, um die Konvergenz der Gewichte sicherzustellen. λ_{\max} bezeichnet dabei den größten Eigenwert der Kovarianzmatrix \mathbf{R}_{xx} . Ein großer Vorteil des LMS-Algorithmus ist die leichte Implementierung aufgrund der geringen Komplexität ($2M$ Multiplikationen [78]), Nachteil liegt in der langsamen Konvergenz im Falle weit streuender Eigenwerte von \mathbf{R}_{xx} .

Für das Beispiel einer Störerunterdrückung und eines Nutzsignals werden Messdaten analog der Richtungsschätzung von Abb. 5.48 überlagert. Die zugehörige Gesamtcharakteristik des Ausgangs mit einem Nutzsignal bei $\vartheta = 30^\circ$ und $\varphi = -30^\circ$ und einem Störsignal bei $\vartheta = -40^\circ$ und $\varphi = 40^\circ$ ist in Abb. 5.55 dargestellt. Wiederum eingezeichnet sind mit weißen Kreis- und Dreieckssymbolen die Sollwinkel und die geschätzten Winkel. Dies gilt ebenfalls für das Störsignal mit schwarzen Symbolen. Der Gruppengewinn in Sollrichtung des Nutzsignals liegt bei -0.2 dB, in Richtung Störsignals wird im Fall des geschätzten Winkels ein Wert von -41.0 dB und beim Sollwinkel -32.3 dB erreicht. Damit beeinflusst die Winkelschätzgenauigkeit aufgrund der schärferen Nullstellen in der Ausgangscharakteristik den Dämpfungswert des Störsignals wesentlich mehr als den Gewinn in Richtung des Nutzsignals, da hier die breite Keule nur geringe Schwankungen zulässt.

Für die abschließende Betrachtung bleibt das Störsignal konstant bei $\vartheta = -40^\circ$ und $\varphi = 40^\circ$, das Nutzsignal wird über genutzten Winkelbereich der Gruppenantenne verändert analog der Winkelschätzung von Abb. 5.48. Das Ergebnis zeigt Abb. 5.56. Der Gruppengewinn in Richtung des Nutzsignales im linken Teilbild bleibt bis auf schlecht geschätzte Richtungen oder den Überlappungsbereich der Hauptkeule mit der Nullstelle im Bereich zwischen 0 dB und -1 dB. Im Überlappungsbereich dagegen sinkt der Gewinn bis zu -5 dB. Auf dem rechten Teilbild ist die Unterdrückung des Störsignales dargestellt. Sieht man wiederum vom Überschneidungsbereich von Hauptkeule und Nullstelle sowie einzelne schlecht geschätzte Richtungen ab, wird das Störsignal im schlechtesten Fall um ca. -28 dB gedämpft, im Großteil den genutzten Winkelbereiches werden Werte unter -40 dB erreicht.

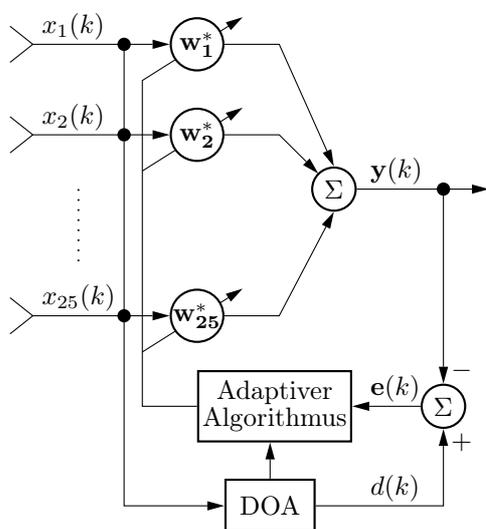


Abb. 5.54: Prinzip einer adaptiven Strahlformung

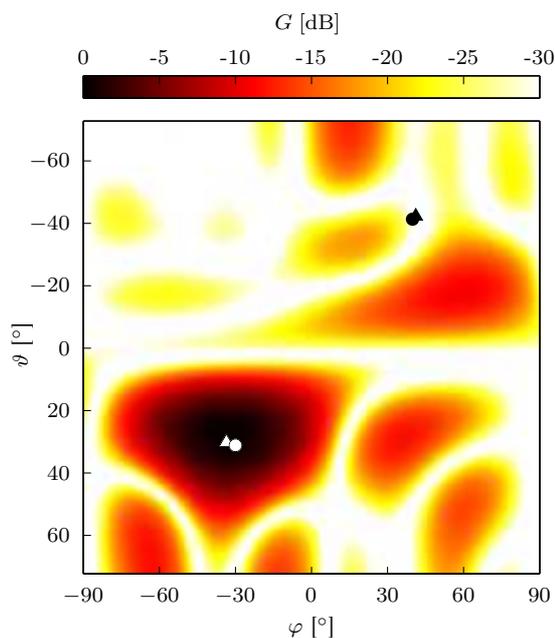


Abb. 5.55: Charakteristik der Strahlformung einer Keule und Nullstelle bei Verwendung des LMS-Algorithmus

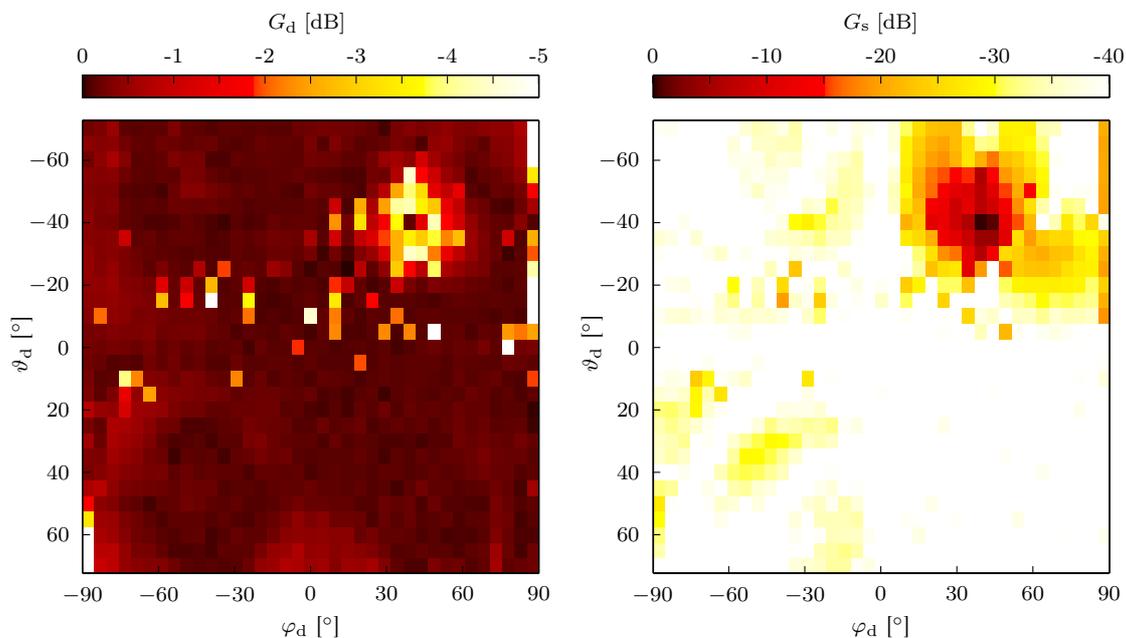


Abb. 5.56: Gruppengewinn der Strahlformung in Richtung des Nutzsignals und in Richtung des Störsignals nach Richtungsschätzung von Abb. 5.48 ($|\vartheta_d| \leq 70^\circ$, $|\varphi_d| \leq +90^\circ$, $\vartheta_s = -40^\circ$, $\varphi_s = 40^\circ$)

6 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschreibt die Konzeptionierung, Entwicklung und Charakterisierung eines adaptiven Antennensystems zur Demonstration an einem realen Satellitensystem. Zunächst wird ein Systemkonzept erstellt, benötigte Systemkomponenten entwickelt, vermessen und zu einem System integriert. Sowohl die gewonnenen Messdaten des an einer Antennenmessanlage charakterisierten Antennensystems als auch synthetisch erzeugte Daten werden dann auf unterschiedliche Richtungsschätzalgorithmen angewandt und auf ihre Effizienz in diesem Antennensystem untersucht.

Die Forderung nach 10 dB Gewinn der gesamten Antennengruppe für den betriebenen Höhenwinkelbereich der oberen Hemisphäre führt zu einer Konfiguration von 5×5 Antennenelementen, was für den nachfolgenden Empfangsteil dieselbe Anzahl von Einzelkanälen bedeutet. Um der daraus resultierenden Komplexität Rechnung zu tragen, werden verschiedene Empfängerkonzepte untersucht. Aus Gründen der Verfügbarkeit von geeigneten digitalen Wandler- und DSP-Elementen können Konzepte, die mit einer Digitalisierung direkt nach dem Antennenelement oder nach einer Frequenzumsetzung arbeiten, zum Zeitpunkt der Systemfestlegung nicht ausgewählt werden. Um dennoch ein System mit maximaler Flexibilität in der Entwicklungsphase hinsichtlich der Signalverarbeitung zu realisieren, muss die Datenrate möglichst gering gehalten werden. Dies führt zu einem Empfangssystem mit zweifacher Frequenzumsetzung ins Basisband mittels Trägerrekonstruktion sowie nachfolgender sequentieller Digitalisierung der an den insgesamt 50 parallel gesteuerten Abtast-Haltegliedern anliegenden Signale. Die Datenablage sowie alle weiteren Signalverarbeitungsschritte werden schließlich von einem kommerziellen Laborrechner ausgeführt.

Aus der Vorgabe eines möglichst kompakten Systemaufbaus werden die Einzelstrahler in einer Multilayer-Planartechnik als aperturgekoppelte Resonatoren realisiert wobei die zirkulare Polarisation mittels Einspeisung über einen Hybridkoppler erzeugt wird. Für die Einzelstrahler können Eckdaten von 45° in der 3 dB-Strahlbreite, 15 dB Kreuzpolarisationsunterdrückung sowie ein durchschnittlicher Gewinn von 4 dB erreicht werden. Sowohl aus Toleranzgründen im Fertigungsprozess als auch wegen der Verfügbarkeit ausreichend großer Substrate ist es nicht möglich die 25 Einzelstrahler auf einem Substrat zu platzieren, sondern es müssen fünf Substratstreifen mit jeweils fünf Strahlern gefertigt werden. Durch die entstehenden Stoßkanten als auch durch größere Masseflächen bei den Strahlern am Arrayrand gegenüber den inneren Strahlern resultieren Unterschiede bei den Einzelcharakteristiken der Strahler in Abhängigkeit von deren Position im Array.

In der Empfängertechnik wird auf eine geschirmte Einzelmodulbauweise in Mikrostreifenleitungstechnik übergegangen, da ein Aufbau aller analogen Empfangskanäle auf einem einzigen Substrat auf fertigungstechnische Grenzen und Wartbarkeitsproblemen bei defekten Einzelmodulen in der Entwicklungsphase stößt. Die zwei benötigten LO-Signale

zur Umsetzung der Empfangssignale von 1.62 GHz ins Basisband werden zentral von zwei Quellen aus in fünf Gruppen ebenfalls in Mikrostreifenleitungstechnik auf die Einzelempfänger verteilt. Für die Grenzempfindlichkeit des analogen Empfänger wird ein Wert von -119 dBm erreicht, womit ca. 20 dB Störabstand bei Empfang von IRIDIUM-Signalen gewährleistet ist. Der Dynamikbereich der Empfängermodule im Gesamtsystem liegt durchschnittlich bei 34 dB. Nach den analogen Empfängermodulen folgt zur Signalerfassung zunächst eine CPLD-gesteuerte analoge Multiplexereinheit, die zunächst die Signale aller Kanäle synchron mit dem IRIDIUM-Symboltakt hält und diese anschließend zur Digitalisierung im Laborrechner sequentiell weiterschaltet. Dies ermöglicht eine fortlaufende Aufzeichnung und Auswertung bzw. Richtungsschätzung der Signale, deren Ergebnisse in einem Quick-Look Fenster der programmierten Benutzeroberfläche am Laborrechner visualisiert werden.

Der Signalverarbeitungsteil sieht vor der Richtungsschätzung zunächst die Kalibrierung der Rohdaten durch Multiplikation mit einer Kalibrierungsmatrix vor. Diese Kalibrierungsfunktion erlaubt es, in Rohdaten auftretende, Hardware-bedingte Verzerrungen der Eingangssignale, wie die Verkopplung der Einzelstrahler untereinander, Verstärkungsvariationen der Empfängermodule sowie Phasenunterschiede durch unterschiedliche Leitungslängen und Bauteiltoleranzen, rechnerisch zu eliminieren. Eine Kalibrierungsmatrix erhält man durch die Schätzung der Array-Koppelmatrix mittels Messungen unter definierten Einfallswinkeln am Antennenmesstand. Diese Matrix beschreibt die Verkopplung des Arrays, zusätzliche Verstärkungs- und Phasendifferenzen werden durch eine einmalige Normierung der Matrix beseitigt. Im Kalibrierungskonzept nicht berücksichtigt ist eine temperaturbedingte zeitliche Änderung des Verstärkungsfaktors der Empfängermodule. Dies kann ausschließlich von einer technisch sehr aufwendigen Kalibrierung der Empfängermodule durch die zyklische Einspeisung eines Testsignals geleistet werden.

Ein weiterer Hauptbestandteil der Signalverarbeitung ist die Richtungsbestimmung der einfallenden Signale. Es werden dazu drei unterschiedliche Schätzverfahren ausgewählt. Das gängigste, am leichtesten zu implementierende Verfahren ist die schnelle Fourier-Transformation, die zunächst für die Entwicklungsphase und Kalibrierungsmessungen als Quick-Look verwendet wird. Neben der FFT werden weiter die hochauflösenden, unterraumbasierten Verfahren ESPRIT und MUSIC zur weiteren Analyse der Messdaten eingesetzt. Unter Verwendung sowohl künstlich erzeugter als auch messtechnisch gewonnener Daten lässt sich die Leistungsfähigkeit der Schätzverfahren zunächst in der eindimensionalen Implementierung für eine Arrayzeile abschätzen. Im eindimensionalen Fall, bei Betrachtung einer Signalquelle, zeigen sich alle Verfahren hinsichtlich der Schätzgenauigkeit als gleichwertig bis zu einem Störabstand von 25 dB bei entsprechender Diskretisierung bei MUSIC und FFT. Über diesen Wert erreichen MUSIC und FFT höhere Diskretisierungsfehler als Schätzfehler. Bei den Rechenzeiten und damit auch in der Komplexität liegt ESPRIT in einem System, bestehend aus einer Arrayzeile mit fünf Elementen, deutlich im Vorteil. In Bezug auf der Auflösungsfähigkeit von zwei Signalquellen ist ESPRIT geringfügig besser MUSIC-Verfahren. Die FFT erweist sich erwartungsgemäß als ungeeignet, naheliegende Quellen zu trennen.

Mit Einführung der zweiten Dimension führt die Komplexität der zwei diskretisierenden Verfahren MUSIC und FFT zu enormen Rechenzeiten. Eine Implementierung dieser Algorithmen mit einer dem ESPRIT-Verfahren vergleichbaren Schätzgenauigkeit ist in einem Echtzeitbetrieb nicht möglich. Die Ausführung einer Schätzung mit ESPRIT benötigt in etwa 6 ms. Weitere Untersuchungen der Algorithmen sind dann mit reduzierter

Diskretisierung von MUSIC und FFT durchgeführt. Im Definitionsbereich der Antenne erreicht ESPRIT mit synthetischen Daten einen maximalen Elevationsfehler von 0.2° bei 10 dB Störabstand. Im Gegensatz dazu sind bei den Schätzergebnissen mit Messdaten die besseren Ergebnisse von ESPRIT gegenüber den anderen beiden niedriger diskretisierten Schätzern nicht mehr deutlich zu erkennen, da die Schätzfehler aufgrund der von der Kalibrierung nicht vollständig eliminierten Verzerrungen der Signale durch Temperaturdrift in der Hardware wesentlich größer sind als der Unterschied der Schätzverfahren bei fehlerfreien bzw. synthetischen Daten. Innerhalb der Kalibrierungspunkte werden durchschnittliche Schätzgenauigkeiten von ca. 0.7° in der Elevation erreicht. Das Auflösungsvermögen hinsichtlich zweier Signale ist zwischen ESPRIT und MUSIC vergleichbar. Für einen Echtzeitbetrieb des Arrays erweist sich somit der ESPRIT-Algorithmus vor allem hinsichtlich der Recheneffizienz als das geeignetste Verfahren. Darüber hinaus ist die Schätzgenauigkeit gegenüber den beiden anderen Verfahren aufgrund der Unabhängigkeit von einer Diskretisierung günstiger. Das Auflösungsvermögen erreicht eine Schätzgenauigkeit von 1° , wenn die Einfallswinkel mindestens 5° auseinanderliegen. Ist der Winkelabstand größer als 20° wird die Winkelschätzgenauigkeit gegenüber einer Einsignalschätzung nicht mehr beeinträchtigt. Insgesamt kann das Auflösungsvermögen von ESPRIT und MUSIC als gleichwertig bezeichnet werden. Bei Weiterverarbeitung der geschätzten Einfallswinkel aus den Messdaten in einem klassischen Strahlformungsalgorithmus schwankt der Gruppengewinn der Antenne aufgrund der geformten breiten Keule lediglich innerhalb 1 dB im Falle eines einzelnen Signals. Mit der Implementierung eines LMS-Algorithmus zur Ausblendung von Störsignalen können Störsignale mindestens um 30 dB abgeschwächt werden, wenn sich die Einfallswinkel von Nutz- und Störsignal um mehr als 20° unterscheiden.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer adaptiven Antenne zur Demonstration digitaler Strahlschwenkung bzw. Richtungsschätzung von Signalen eines niedrigfliegenden Satellitensystems. Es ist ein funktionsfähiger Hardware-Demonstrator mit einer implementierten Funktion zur Richtungsschätzung und Strahlbildung fertig gestellt worden. Da die Testphase des Demonstrators sich mit der Zeit überlagerte, in der das Satellitensystem aufgrund der Insolvenz des IRIDIUM-Betreibers außer Betrieb gesetzt wurde, war eine Demonstration des Arrays mit realen Satellitensignalen nicht möglich. Die Demonstration der Funktionsfähigkeit erfolgte deswegen am Antennenmessstand, wobei die Signalstruktur des Sendesignals dem Satellitensystem angeglichen wurde.

Für den Fall einer Weiterentwicklung des Demonstrators sei abschließend ein kurzer Ausblick über Erweiterungen und Verbesserungsmöglichkeiten des Systems gegeben. Hinsichtlich der Qualität der Messsignale bringt eine fortlaufende Kalibrierung der Hardware durch ein internes Testsignal eine entscheidende Verbesserung, da vor allem Verstärkungsschwankungen durch Temperaturabhängigkeit beseitigt werden können. Eine Integration des passiven Arrays auf ein einziges Substrat verhindert zusätzliche Verzerrungen der Einzeldiagramme im Array, verursacht durch die Stoßkanten sowie deren Veränderung durch Alterung, die dann wiederum in einer Änderung der Verkopplungsmatrix resultiert. Eine Weiterentwicklung hinsichtlich Packungsdichte des Demonstrator-Arrays und aller Empfängerzweige auf einer Platine stößt nach wie vor auf limitierende Faktoren sowohl in der Technologie zur Herstellung großer Multilayer HF-Platinen und deren Kosten als auch in der Wartbarkeit des Systems. Die Integration von kleineren Empfängergruppen auf einer Platine ist aber denkbar. In der Signalverarbeitung bietet ein Systemkonzept mit Digitalisierung auf der Zwischenfrequenzebene eine weit

aus größere Flexibilität, da die Funktionen der analogen Schaltungen zur Signal- und Taktregenerierung sowie der Kanalselektion auf Digitalebene einfach umgesetzt werden können. Weiterhin vereinfacht sich mit einer digitalen Demodulation ins Basisband der analoge Empfänger Aufbau und dessen Kalibrierung. Ein solches Konzept kann inzwischen aufgrund der Verfügbarkeit entsprechender kommerzieller Komponenten realisiert werden. Die Richtungsschätzung und Strahlformung des Demonstrators ist für direkte Sichtverbindung zum Satelliten in unbebauten Gelände ausgelegt worden. Bei Betrieb des Arrays in bebauten Gebieten muss vor allem mit Störungen durch Mehrwegeausbreitung gerechnet werden, womit für den verwendeten Richtungsschätzer die Fähigkeit zur Trennung von kohärenten Signalen gefordert ist. ESPRIT kann dann mit einem zusätzlichen Spatial-Smoothing-Algorithmus erweitert werden.

A Mathematische Formulierungen

A.1 Matrix-Vektor Umwandlung

Im Zusammenhang mit Kronecker Produkten wird oft die Umwandlung einer Matrix in einen Vektor durch den Operator vec verwendet. Er bewirkt ein Untereinanderstapeln aller Arrayelemente. Dabei werden die Werte der ersten Zeile, dann der zweiten Zeile usw. untereinander geschrieben. Wird der Operator auf die Matrix \mathbf{A} angewandt, gilt

$$\text{vec}(\mathbf{A}) = \left[a_{11} \ a_{12} \ \cdots \ a_{1n} \ a_{21} \ a_{22} \ \cdots \ a_{2n} \ \cdots \ \cdots \ a_{m1} \ a_{m2} \ \cdots \ a_{mn} \right]^T \quad (\text{A.1})$$

mit

$$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}.$$

A.2 Kronecker Produkt

Mit den gegebenen Matrizen

$$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n} \quad \text{und} \quad \mathbf{B} \in \mathbb{C}^{p \times q}$$

ist das Kronecker Produkt, gekennzeichnet durch den Operator \otimes , wie folgt definiert:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & a_{12}\mathbf{B} & \cdots & a_{1n}\mathbf{B} \\ a_{21}\mathbf{B} & a_{22}\mathbf{B} & \cdots & a_{2n}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}\mathbf{B} & a_{m2}\mathbf{B} & \cdots & a_{mn}\mathbf{B} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{mp \times nq} \quad (\text{A.2})$$

B Abkürzungen

AGC	Automatic Gain Control
AD	Analog to Digital
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AWACS	Airborne Warning and Control System
CPLD	Complex Programmable Logic Device
DB	Digital Beamforming
DCO	Digital Controlled Oscillator
DFT	Discrete Fourier Transformation
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
ESP	Error Signal Phase
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
EVM	Error Vector Magnitude
FPGA	Field Programmable Gate Array
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GAL	Generic Array Logic
LEO	Low Earth Orbiting
LHCP	Left Hand Circular Polarisation
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oszillator
MAC	Multiplier-Accumulator
MACS	Multiply-Accumulates per Second
ME	Magnitude Error
MESAR	Multifunction Electronically Scanned Adaptive Radar
MDS	Microwave Development System
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit
MUSIC	Multiple Signal Classification
MUX	Multiplexer
NCO	Numerical Controlled Oscillator
PD	Phasendetektor
PLL	Phase Locked Loop
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RHCP	Right Hand Circular Polarisation
SAW	Surface Acoustic Wave
SDMA	Space Division Multiple Access
SH	Sample and Hold
SNR	Signal to Noise Ratio

SRAM	Static Random Access Memory
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit
TDMA	Time Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
XOR	Exclusive OR
ZP	Zero Padding

Literaturverzeichnis

- [1] ADRIAN, A. ; SCHAUBERT, D. H.: Dual Aperture Coupled Microstrip Antenna for Dual of Circular Polarisation. In: *Electronic Letters* 23 (1987), November, Nr. 12, S. 1226–1228
- [2] AKSUN, M. I. ; CHUANG, S. L. ; LO, Y. T.: Theory and Experiment of Electromagnetically Microstrip Antennas for Circular Polarization Operation. In: *IEEE Symposium on Antennas and Propagation Digest AP-S 2* (1989), S. 1142–1145
- [3] ALLEN, B. ; GHAVAMI, M.: *Adaptive Array Systems*. 1st. Wiley, 2005
- [4] BAINES, R.: The DSP Bottleneck. In: *IEEE Communications Magazine* 33 (1995), May, Nr. 5, S. 46–54
- [5] BALANIS, C.: *Antenna Theory*. 3rd. Wiley, 2005
- [6] BEST, R.: *Phase-Locked Loops*. 2nd. McGraw-Hill, 1993
- [7] BHASKAR, D. R. ; HARI, K. V. S.: Performance Analysis of ESPRIT and TAM in Determining the Direction of Arrival of Plane Waves in Noise. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-37* (1989), December, Nr. 12, S. 1990–1995
- [8] BHASKAR, R. D. ; HARI, K. V. S.: Performance Analysis of Root-MUSIC. In: *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing ASSP-37* (1989), December, Nr. 12, S. 1939–1949
- [9] CARTER, G. C.: Coherence and Time Delay Estimation. In: *Proceedings of the IEEE* 75 (1987), February, Nr. 2, S. 236–255
- [10] CARVER, K. R.: Microstrip Antenna Technology. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation AP-29* (1981), January, Nr. 1, S. 2–24
- [11] CHANG, D. D. ; WECK, O.L. de: Basic Capacity Calculation Methods and Benchmarking for MF-TDMA and MF-CDMA Communication Satellites. In: *International Journal of Satellite Communications* 23 (2005), May/June, Nr. 3, S. 153–171
- [12] CHIBA, I. ; TAKAHASHI, T. ; KARASAWA, Y.: Transmitting Null Beam Forming with Beam Space Adaptive Array Antennas. In: *Proc IEEE* 34 (1993), S. 297–310
- [13] CHOI, S. ; SARKAR, T. K. ; LEE, S. S.: Design of Twodimensional Tseng Window and its Application to Antenna Array for the Detection of AM Signals in the Presence of Strong Jammers in Mobile Communications. In: *Proceedings of the 44th Vehicular Technology Conference*. Stockholm, Sweden,

-
- [14] CROQ, F. ; POZAR, D. M.: Millimeter Wave Design of Wide-Band Aperture Coupled Stacked Microstrip Antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-39 (1991), December, Nr. 12, S. 1770–1776
- [15] CUMMINGS, M. ; HARUYAMA, S.: FPGA in the Software Radio. In: *IEEE Communications Magazine* 37 (1999), February, Nr. 2, S. 1939–1949
- [16] DANDEKAR, K. R. ; LING, H. ; XU, G.: Effect of mutual coupling in direction finding in smart antenna applications. In: *Electronic Letters* Vol. 36, Nr. 22, S. 108–112
- [17] DANDEKAR, K. R. ; LING, H. ; XU, G.: Experimental Study of Mutual Coupling Compensation in Smart Antenna Applications. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* Vol. 1 (2002), Nr. 3, S. 480–487
- [18] DIDOMENICO, L. K. ; REBEIZ, G. M.: Digital Communications Using Self-Phased Arrays. In: *IEEE MTT-S*, 2000
- [19] DREHER, A. ; KLEFENZ, F. ; HEINSTADT, J.: SATNAV - Entwicklung einer aktiven Endgeräte-Antenne / DL-IB 554-2/2000. 2000. – Forschungsbericht
- [20] ENCINAS, J. B.: *Phase Locked Loops*. 1st. Chapman and Hall, 1993
- [21] EVANS, J. V.: Satellite Systems for Personal Communications. In: *Proceedings of the IEEE* 86 (1998), July, Nr. 7, S. 1325–1341
- [22] FISCH, W. ; CHTCHEKATOUROV, V. ; RUSSEK, P.: Senderpositionsbestimmung mittels hochauflösender Methoden für unregelmäßig angeordnete Antennenelemente. In: *Kleinheubacher Berichte*, 2000
- [23] FRIEDLANDER, B. ; PORAT, B.: Performance Analysis of a Nullsteering Algorithm Based on Direction-of-Arrival Estimation. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* ASSP-37 (1989), S. 461–466
- [24] FRIEDLANDER, B. ; WEISS, A. J.: Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling. In: *IEEE Trans. Ant. Prop.* AP-39 (1991), March, Nr. 3, S. 273–284
- [25] FUJIMOTO, M. ; NIKISHAWA, K. ; SATO, K.: Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications. In: *Proc. of ISAP '96*, 1996, S. 769–772
- [26] GARDNER, F. M.: *Phaselock Techniques*. 2nd. John Wiley and Sons, 1979
- [27] GIBSON, J. D.: *Digital and Analog Communications*. 2nd. Macmillan, 1993
- [28] GODARA, L. C.: Beamforming in Presence of Correlated Arrivals using Structured Correlation Matrix. In: *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing* ASSP-38 (1990), January, Nr. 1, S. 1–15
- [29] GODARA, L. C.: Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility and System Considerations. In: *Proceedings of the IEEE* 85 (1997), July, Nr. 7, S. 1031–1060

- [30] GODARA, L. C.: Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations. In: *Proceedings of the IEEE* 85 (1997), July, Nr. 7, S. 1195–1245
- [31] GUPTA, I. J. ; KSIENSKI, A. A.: Effect Mutual Coupling of the Performance of Adaptive Arrays. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-31 (1983), Nr. 5, S. 268–279
- [32] HAARDT, M.: *Efficient One-, Two-, and Multidimensional High-Resolution Array Signal Processing*, Technische Universität München, Diss., 1997
- [33] HAMPSON, G. ; GORIS, M. ; JOSEPH, A. ; SMITS, F.: The Adaptive Antenna Demonstrator. In: *IEEE Signal Processing Workshop*. Bryce Canyon, USA, April 1998
- [34] HAMPSON, G. A. ; SMOLDERS, A. B.: A Fast and Accurate Scheme for Calibration of Active Phased-Array Antennas. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* Bd. AP-S 2. Orlando, USA, March 1999, S. 1040–1043
- [35] HATZOLD, P.: *Digitale Kommunikation über Funk*. 1st. Franzis', 1999
- [36] ISSUE, Special: In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-34 (1986), March, Nr. 3
- [37] JENG, S. ; LIN, H.: Smart antenna system and its application in low-earth-orbit satellite communication systems. In: *IEE Proc.- Microwave Antennas Propag.* Vol 146 (1999), April, Nr. 2, S. 125–130
- [38] JENG, S. ; OKAMOTO, G. T. ; XU, G. ; LIN, H. ; VOGEL, W. J.: Experimental Evaluation of Smart Antenna System Performance for Wireless Communications. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-46 (1998), June, Nr. 6, S. 749–757
- [39] JENG, S. ; XU, G. ; LIN, H. ; VOGEL, W. J.: Experimental Studies of Spatial Signature Variation at 900 MHz for Smart Antenna Systems. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-46 (1998), July, Nr. 7, S. 953–961
- [40] KAVAK, A. ; WEIDONG-YANG ; SAN-YOUB-KIM ; DANDEKAR, K. R. ; XU, G.: Experimental Studies of Indoor Propagation Characteristics of a Smart Antenna System at 1.8 GHz. In: *Proceedings of the SPIE* Vol. 37 (1999), April, S. 98–107
- [41] KELLEY, D. ; STUTZMAN, W.: Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effects. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-41 (1993), Nr. 2, S. 1625–1632
- [42] KENINGTON, P. ; ASTIER, L.: Power Consumption of A/D Converters for Software Radio Applications. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 49 (2000), March, Nr. 2, S. 643–650
- [43] KÜHNKE, L.: Phased Array Calibration Procedures Based on Measured Element Patterns. In: *11th Int. Conf. on Antennas and Propagation* Bd. ICAP 2001, 2001, S. 660–663

-
- [44] KÜHNKE, L. ; HELMINGER, J. ; KLEFENZ, F. ; DREHER, A.: A Prototype Digital Beamforming Antenna for Future Satellite Communications. In: *29th European Microwave Conference*. Munich, Germany, October 1999
- [45] KÜHNKE, L. ; HELMINGER, J. ; KLEFENZ, F. ; MARQUART, J. ; DETLEFSEN, J. ; DREHER, A.: Entwicklung einer intelligenten Antenne für die Mobilkommunikation / Universität Hannover, TU München, DLR. 2000. – Forschungsbericht
- [46] KÜHNKE, L. ; MARQUART, J. ; HELMINGER, J. ; DREHER, A. ; DETLEFSEN, J. ; SCHROTH, A.: A Digital Beamforming Antenna for Mobile Communications. In: *30rd Cost 260 Management Committee and Working Group Meeting*. Trondheim, Norway, June 1998
- [47] KLEFENZ, F. ; GUPTA, S. ; DREHER, A.: Multilayer Planar Array Antennas for Smart User Terminals for Satellite Communication and Navigation. In: *ITG-Fachberichte* (1999), Nr. 157, S. 103–106
- [48] LI, J. ; COMPTON, R. T.: Angle and Polarization Estimation in a Coherent Signal Environment. In: *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems* 29 (1993), July, Nr. 3, S. 706–715
- [49] LIEKE, M.: Intelligente Planarantennen mit digitaler Strahlformung und Strahlsteuerung (Teil II) - Praktische Realisierung, Integration und Test / CCG SE 2.04 / 18. 1999. – Forschungsbericht
- [50] LIN, H. ; JENG, S. ; XU, G. ; VOGEL, W.: Experimental Studies of Using a Smart Antenna System in Low-Earth-Orbit Satellite Communications. In: *47th IEEE Veh. Tech. Conf.* Bd. vol. 1. Tokyo, Japan, May 1997, S. 242–245
- [51] MADISETTI, V. K. ; WILLIAMS, D. B.: *Digital Signal Processing Handbook*. 1st. CRC PRESS, 1997
- [52] MÄUSL, R.: *Digitale Modulationsverfahren*. 4th. Hüthig Verlag Heidelberg, 1995
- [53] MEDOURI, A. ; GALLEGO, A. ; RUIZ, D. P. ; CARRION, M. C.: Estimating One- and Two-Dimensional Direction of Arrival in an Incoherent/Coherent Source Environment. In: *IEICE Trans. Commun.* E80-B (1997), November, Nr. 11, S. 1728–1740
- [54] MITOLA, J.: The Software Radio Architecture. In: *IEEE Communications Magazine* 33 (1995), May, Nr. 5, S. 26–38
- [55] MIURA, R. ; TANAKA, T. ; CHIBA, I. ; HOIRE, A. ; KARASAWA, Y.: Beamforming Experiment with a DBF Multibeam Antenna in a Mobile Satellite Environment. In: *IEEE Trans. Antennas and Propagation* AP-45 (1997), April, Nr. 4, S. 707–713
- [56] NAHABEDIAN, C. E.: Intelligent antenna improves cellular system performance. In: *Mobile Radio Technology* (1996), March, S. 18–22
- [57] NANGIB, A. ; PAULRAJ, A. ; KAILATH, T.: Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA. In: *Mobile Radio Technology* (1996), March, S. 18–22

- [58] PENSEL, K. ; NOSSEK, J. A.: Uplink and Downlink Calibration of Smart Antennas. In: *Proc. Int. Conf. on Telecommunications* Bd. Vol. 2, 1998, S. 323–327
- [59] POZAR, D. M.: Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-30 (1982), Januar, Nr. 6, S. 1191–1196
- [60] POZAR, D. M.: Microstrip Antennas. In: *Proceedings of the IEEE* 80 (1992), Januar, Nr. 1, S. 79–81
- [61] RAZAVILAR, J. ; RASHID-FARROKHI, F. ; LIU, K. J.: Software Radio Architecture with Smart Antennas: A Tutorial on Algorithms and Complexity. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* SAC-17 (1999), April, Nr. 4, S. 662–675
- [62] ROY, R. ; PAULRAJ, A. ; KAILATH, T.: ESPRIT- A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cisoids in Noise. In: *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing* ASSP-34 (1986), October, Nr. 5, S. 1340–1344
- [63] SCHELKSHORN, S.: *Richtungsschätzung mit adaptiven Antennen*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2001
- [64] SCHMIDT, G.: *Grundlagen der Regelungstechnik*. 2nd. Springer, 1991
- [65] SCHMIDT, R. O.: Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-34 (1986), March, Nr. 3, S. 276–280
- [66] SHAN, T. ; WAX, M. ; KAILATH, T.: On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals. In: *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing* ASSP-33 (1985), August, Nr. 4, S. 806–811
- [67] SIART, U. ; HELMINGER, J. ; J., Detlefsen: *Calibration of a Receive-Only Planar Smart Array Antenna*. – Lst. für Hochfrequenztechnik, TU München
- [68] SIMMONDS, C. M.: Downlink calibration requirements for the TSUNAMI (II) adaptive antenna testbed. In: *Proc. of Ninth Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Communications, PIMRC '98* Bd. Vol. 3. New York, USA, 1998, S. 1260–1264
- [69] SKOLNIK, M. I.: *Radar Handbook*. 2nd. McGraw-Hill, 1990
- [70] SOLOMON, I. S. D. ; ABRAMOVICH, Y. I. ; GRAY, D. A. ; ANDERSON, S. J.: OTH Radar Antenna Array Calibration Analysis. In: *Int. Symp. on Signal Processing and its Applications, ISSPA* Bd. Vol. 2. Brisbane, Australia, 1996, S. 471–474
- [71] SOMMERKORN, G. ; HAMPICKE, D. ; KLUKAS, R. ; RICHTER, A. ; SCHNEIDER, A. ; THOMÄ, R.: Uniform Rectangular Antenna Array Design and Calibration Issues for 2-D ESPRIT Application. In: *Proc. of the 4th European Mobile Communication Conference* Bd. EPMCC 2001, 2001
- [72] STEYSKAL, H.: Digital Beamforming Antennas. In: *Microwave Journal* (1998), January, S. 107–124

-
- [73] STEYSKAL, H. ; HERD, J. S.: Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-39 (1990), Nr. 12, S. 1971–1975
- [74] SVANTESSON, T. ; RANHEIM, A.: Mutual Coupling Effects on the Capacity of Multielement Antenna Systems. In: *Proc. IEEE ICASSP 01* Bd. 4, 2001, S. 2485–2488
- [75] TANAKA, M. ; YAMAMOTO, S. ; OBARA, N. ; SITO, H. ; R., Miura: KA-Band Mobile-Vehicular Active Phased Array Antenna System For Mobile Satellite Communications. In: *American Institute of Aeronautics and Astronautics AIAA 1306* (1998), S. 431–439
- [76] TANGEMANN, M. ; BIGALK, U. ; HOEK, C. ; HOTHER, M.: Sensitivity Enhancements of GSM/DCS 1800 with Smart Antennas. In: *ITG-Fachberichte*
- [77] THOMÄ, R. S. ; HAMPICKE, D. ; RICHTER, A. ; SOMMERKORN, G. ; SCHNEIDER, A.: Identification of Time-Variant Directional Mobile Radio Channels. In: *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement* Vol. 49 (2000), April, Nr. 2, S. 357–364
- [78] VAN VEEN, B. D. ; BUCKLEY, K. M.: Beamforming: A versatile Approach to Spatial Filtering. In: *IEEE ASSP Magazine* (1998), April, S. 4–23
- [79] VAUGHAN, R.: The Theory of Bandpass Sampling. In: *IEEE Trans. on Signal Processing* Vol. 39 (1991), September, Nr. 9, S. 1973–1984
- [80] ViCON: Entwicklung von satellitengestützten Mehrsensorsystemen zur autonomen Positionierung für landmobile Anwendungen / FKZ: 50 NB 9604/4. 1999. – Forschungsbericht
- [81] VOLPIO, V.: *Wideband Patch Antenna Array Techniques for Mobile Communications*, Helsinki University of Technology, Diplomarbeit, 2001
- [82] WALKE, B.: *Mobilfunknetze und ihrer Protokolle*. Bd. 2. 1st. Teubner, 1998
- [83] WEPMAN, J.: Analog-to-Digital Converters and Their Applications in Radio Receivers. In: *IEEE Communications Magazine* Vol. 33 (1995), May, Nr. 5, S. 39–45
- [84] WINTERS, J. H.: Smart Antennas for Wireless Systems. In: *IEEE Personal Communications* (1998), February, S. 23–27
- [85] YAO, W. ; WANG, Y. ; ITOH, T.: A Self-Calibration Antenna Array System with Moving Apertures. In: *IEEE-MTT-S*, 2003
- [86] YORK, R. A. ; ITOH, T.: Injection- and Phase-Locking Techniques for Beam Control. In: *IEEE Trans. MTT* MTT-46 (1998), November, Nr. 11, S. 1920–1929