

Realisierung und Kalibrierung aktiver Antennensysteme mit digitaler Strahlformung

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor - Ingenieur

genehmigte

Dissertation

von

Dipl. - Ing. Lutz Kühnke

geboren am 26.02.1970 in Bielefeld

2001

1. Referent: Prof. Dr. - Ing. J. Marquardt
2. Referent: Prof. Dr. - Ing. H. Garbe
Tag der Promotion: 23.10.2001

Abstract

Kühnke, Lutz:

Realisierung und Kalibrierung aktiver Antennensysteme mit digitaler Strahlformung

Aktive phasen- und amplitudengesteuerte Gruppenantennen sind hochkomplexe elektronische Systeme, die eine Vielzahl von unterschiedlichsten Fehlereffekten aufweisen. Diese können die erzielbaren Leistungsdaten bei Strahlformung und hochauflösender Richtungsschätzung in der praktischen Anwendung stark beeinträchtigen. Nach einer Darstellung der klassischen Theorie von Gruppenantennen und Verfahren zur Array - Signalverarbeitung werden Fehlereffekte in aktiven Antennensystemen und deren Konsequenzen beschrieben, wobei insbesondere die gegenseitige Verkopplung zwischen den Antennenelementen berücksichtigt ist.

Um den optimalen Betrieb des Antennensystems wieder herzustellen, können geeignete Kalibrierungsverfahren eingesetzt werden. Daher wird eine ausführliche Übersicht über existierende Verfahren zur Fehlerkorrektur und Verkopplungskompensation geliefert. Besonders interessante Methoden werden aufgegriffen und anhand numerischer Simulationen am Beispiel einer linearen und einer planaren Antennengruppe in Streifenleitungstechnologie im Detail analysiert und bewertet. Dies erfolgt auf der Basis einer Vollwellenanalyse beider Antennenanordnungen, die mit der Momenten - Methode durchgeführt wurde. Obwohl die untersuchten Verfahren prinzipiell zum jeweils gewünschten Ergebnis führen, weisen alle deutliche Limitierungen in ihrer Anwendungsflexibilität und ihrem Implementierungsaufwand auf. Daher wird eine neue, universelle und gleichzeitig vergleichsweise einfache Methode zur Lösung des Kalibrierungsproblem vorgestellt, die ein sehr gutes Leistungsvermögen besitzt.

Der praktische Nachweis des Verfahrens erfolgt anhand eines vollständig realisierten, linearen Antennensystems mit digitaler Strahlformung für 8 Elemente für das niedrige Ku-Band bei 12.7 GHz. Es zeichnet sich insbesondere durch die mit einer aktiven Vielkanal - Vorstufe integrierte Antennengruppe auf einem Multilayer - Substrat aus. Ferner wird die Leistungsfähigkeit bei Anwendung auf ein planares Antennensystem mit digitaler Strahlformung für 25 Elemente im L-Band demonstriert. Mit beiden Antennensystemen werden mit Hilfe des Kalibrierungsverfahrens Strahlformung, Störerunterdrückung und Richtungsschätzung mit Erfolg vorgeführt.

Schlagwörter: Kalibrierung, Digitale Strahlformung, Verkopplung

Abstract

Kuehnke, Lutz:

Realisation and Calibration of Active Antenna Systems with Digital Beamforming

Active phased array antennas are electronic systems with a high degree of complexity, that inherently show various different error effects. These can severely degrade the achievable performance of practical beamforming and super-resolution direction of arrival estimation applications. After a reformulation of the classical array theory and methods for array signal processing, different error effects in active arrays and their consequences are described with a particular emphasis on mutual coupling between the radiating elements.

To restore the optimal system operation of a phased array antenna, suitable calibration techniques can be employed. Thus, an extensive survey of known procedures for error correction and mutual coupling compensation is provided. Based on numerical simulations, interesting methods are analysed and assessed in detail by using a linear as well as a planar microstrip array as examples. These simulations are based on a full-wave analysis of each array configuration that have been carried out with the method of moments. Although the analysed procedures are in principle able to provide the desired solution, all show distinct limitations concerning their flexibility for different applications and their expenditure for an implementation. For this reason, a new universal but yet comparatively simple method for the solution of the calibration problem is presented, that exhibits a very high performance.

The procedure is practically proofed by application to a completely realised linear array system incorporating digital beamforming for 8 elements, that operates in the low Ku-Band at 12.7 GHz. The key feature of the system is an active integrated multilayer array frontend comprising the radiating elements and a multichannel receiver. Additionally, the performance is demonstrated by application to a planar digital beamformed array system with 25 elements for L-Band frequencies. By using the calibration technique, beamforming, jammer cancelation and direction finding are presented successfully with both antenna systems.

Keywords: Array Calibration, Digital Beamforming, Mutual Coupling

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen und Abkürzungen	iii
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen aktiver Antennensysteme	5
2.1 Aufbau eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung	5
2.2 Array - Theorie	7
2.2.1 Übersicht	7
2.2.2 Elementposition- und ausrichtung	8
2.2.3 Nah- und Fernfeld des Arrays	10
2.2.4 Fundamentale Ergebnisse der Array - Theorie	11
2.2.5 Verkopplung	16
2.3 Systemtheoretische Beschreibung des Gesamtsystems	24
2.4 Verfahren der Array - Signalverarbeitung	26
2.4.1 Optimale Strahlformung	26
2.4.2 Störerunterdrückung	28
2.4.3 Richtungsschätzung	29
2.5 Antennensysteme mit A/D - Wandler - Schnittstelle	31
3 Evaluation verschiedener Fehlerquellen	37
3.1 Zwei Antennengruppen	37
3.1.1 Lineare Antennengruppe mit 8 Elementen	37
3.1.2 Planare Antennengruppe mit 25 Elementen	38
3.2 Klassifizierung der Fehlerquellen	39
3.3 Einfluss ausgewählter Fehlerquellen	41
3.3.1 Amplituden- und Phasenfehler der Kanalübertragungsfunktionen	41
3.3.2 Verkopplung in der Antennengruppe	43
3.4 Anforderungen an eine Fehlerkorrektur	47
4 Kalibrierungsverfahren	49
4.1 Formulierung des Problems	49
4.2 Übersicht über Grundmethoden	51
4.2.1 Klassifizierung	51
4.2.2 Kurzbeschreibung verschiedener Ansätze	53
4.3 Kalibrierung mittels Diagrammsynthese - Verfahren	56
4.3.1 Fourier - Analyse der aktiven Einzeldiagramme	56
4.3.2 Beamspace - Analyse	59

4.3.3	Auswertung eines linearen Gleichungssystems	62
4.4	Kalibrierung mittels Eigenstruktur - Analyse	65
4.4.1	Auswertung ortsbekannter Quellen	66
4.4.2	Auswertung ortsunbekannter Quellen (Auto - Calibration)	69
4.5	Winkelabhängige Verkopplungskompensation	69
4.6	Weitere Literatur zur Verkopplungskompensation	70
4.7	Kalibrierung mittels systeminterner Netzwerke	70
4.8	Diskussion und Bewertung	71
5	Zwei Antennensysteme mit digitaler Strahlformung	73
5.1	Übersicht und Vorbemerkungen	73
5.2	Lineares Antennensystem mit 8 Elementen	75
5.2.1	Übersicht und Systemkonzept	75
5.2.2	Beschreibung der einzelnen Systemkomponenten	78
5.2.3	Messergebnisse und Eigenschaften des Gesamtsystems	89
5.2.4	Bewertung und Fazit	94
5.3	Planares Antennensystem mit 25 Elementen	95
5.3.1	Das Systemkonzept	95
5.3.2	Eigenschaften des Gesamtsystems	96
6	Praktische Anwendung von Kalibrierungsverfahren	99
6.1	Vorbemerkungen	99
6.2	Lineares Antennensystem mit 8 Elementen	99
6.2.1	Externe Kalibrierungsquellen	99
6.2.2	Internes Kalibrierungssignal	102
6.2.3	Fazit für das lineare Antennensystem	103
6.3	Planares Antennensystem mit 25 Elementen	103
6.3.1	Fazit für das planare Antennensystem	105
7	Diskussion und Bewertung	107
8	Zusammenfassung	111
	Literaturverzeichnis	115
A	Matrixoperationen	123
A.1	Verschiedenes	123
A.2	Normen und das Least-Squares - Problem	124
A.3	Zusammenhang für das Schur-Hadamard Produkt	124
B	Fotos der realisierten Antennensysteme	125
B.1	Lineares Antennensystem mit 8 Elementen	125
B.2	Planares Antennensystem mit 25 Elementen	127

Formelzeichen und Abkürzungen

Die wichtigsten Formelzeichen

$\Gamma_m(u_0, v_0)$	Aktiver Reflexionsfaktor des m-ten Strahlers
θ, ϕ	Winkel des globalen Kugel - Koordinatensystems
C	Kopplungsmatrix
D (Ψ)	Rotationsmatrix, Drehung um Winkel Ψ
$D(u, v)$	Direktivität (Directive Gain)
E	Einheitsmatrix
E (R)	Elektrischer Feldvektor
F, f	Allgemeine Bezeichnungen für eine Charakteristik
$F_a(u, v)$	Array - Faktor
$f_m^a(\theta, \phi)$	Aktive Einzelcharakteristik des m-ten Strahlers
$f_m^i(\theta, \phi)$	Ideale Einzelcharakteristik des m-ten Strahlers
$G(u, v)$	Gewinn
H (R)	Magnetischer Feldvektor
j	Imaginäre Einheit = $\sqrt{-1}$
M, m	Anzahl der Antennenelemente, Zählindex
N, n	Anzahl, Zählindex
n (t)	Rauschvektor am Ausgang des Empfangssystems
R	Aufpunktvektor
R _{xx}	Signal - Kovarianzmatrix
$r(t)$	Referenzsignal
S	Streumatrix
s (t)	Signalvektor am Ausgang des Empfangssystems
σ_n^2, σ_s^2	Rauschvarianz, Signalvarianz (Leistungen)
V , V _e	Steering Matrix, fehlerbehaftete Steering Matrix
v , v _e	Steering Vektor, fehlerbehafteter Steering Vektor
x (t)	Summenvektor am Ausgang des Empfangssystems
w	Gewichtungsvektor

Symbole

\odot	Schur-Hadamard - Produkt (elementweise) zweier Matrizen
$\hat{(\cdot)}$	Kennzeichnung eines Einheitsvektors oder eines Schätzwertes (aus Messung oder Least - Squares - Verfahren)
$(\cdot)^H$	Hermitesche (transponierte, komplex konjugierte) Matrix
$(\cdot)^T$	Transponierte Matrix
$\ \cdot\ _2$	Euklidische Norm eines Vektors, Spektralnorm einer Matrix
$\det\{\cdot\}$	Bildung der Determinante
$\text{tr}\{\cdot\}$	Spur einer Matrix
$E\{\cdot\}$	Bildung des Erwartungswertes
$\Re\{\cdot\}$	Realteil einer komplexen Größe
$(\cdot)^*$	Komplex konjugierte Größe

Abkürzungen

A/D	Analog / Digital
BB	Basisband
DBF	Digital Beamforming
DOA	Direction of Arrival
HF	Hochfrequenz
I/Q	Inphase / Quadratur
INR	Interferenz - Rausch - Verhältnis, Interference to Noise Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Lokaloszillator
MUSIC	Multiple Signal Classification
MUX	Multiplexer
SAW	Surface Acoustic Wave
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SDMA	Space Division Multiple Access
SLL	Nebenkeulenniveau, Sidelobe Level
SNR	Signal - Rausch - Verhältnis, Signal to Noise Ratio
T/R	Transmit / Receive
VGA	Variable Gain Amplifier
ZF	Zwischenfrequenz

Kapitel 1

Einleitung

Antennen sind charakterisierende Merkmale von Kommunikations-, Navigations- und Radarsystemen. Sowohl ihre Eigenschaften auf systemtechnischer Ebene als auch ihre häufig exponierte Anordnung und augenfällige Ausführung bestimmen entscheidend Akzeptanz, Betrieb und Leistungsfähigkeit von drahtlosen Systemen. Insbesondere im Bereich der Mobilkommunikation müssen Leistungsfähigkeit und Flexibilität der Systeme weiter gesteigert werden, um die ständig wachsenden Kapazitätsanforderungen zu erfüllen. Neben der in den bisherigen Systemen verwendeten und stetig verbesserten intelligenten Signalverarbeitung sind dafür zusätzlich auch weiter perfektionierte Antennen zwingend erforderlich, die sich in ihren Eigenschaften intelligent und dynamisch an den aktuellen Betriebsbedarf anpassen.

Dieser Ansatz zielt unter anderem darauf ab, neben den schon bekannten Vielfach - Zugriffsverfahren TDMA, FDMA und CDMA auch eine Signalverarbeitung im Räummultiplex – SDMA, *Space Division Multiple Access* – durchzuführen. Zur flexiblen Umsetzung dieser Methode kann mit adaptiven Antennen eine gezielte Beeinflussung der Richtcharakteristik (Strahlformung) vorgenommen werden, z.B. um Störsignale auszublenden und verschiedene Hauptstrahlungs- bzw. Hauptempfangsrichtungen parallel und unabhängig voneinander zur Verfügung zu stellen. Zur Umsetzung dieser anspruchsvollen Aufgaben sind phasen- und amplitudengesteuerte Gruppenanordnungen von Einzelantennen – sogenannte *Phased Arrays* – erforderlich, die ihren Ursprung in der militärisch genutzten Radartechnik haben.

Die klassischen aktiven Phased Arrays bestehen aus einer Gruppe von einzelnen im Allgemeinen gleichartigen Antennenelementen, die entweder alle oder nach einer Zusammenfassung zu Untergruppen teilweise mit aktiver Elektronik, den T/R - Modulen (Transmit/Receive), beschaltet sind. Mit diesen erfolgt eine Steuerung der komplexen Speisung bzw. Auswertung jedes Elements bzw. Zweigs des Systems, wodurch die Richteigenschaften der gesamten Antennenanordnung sehr weitreichend verändert werden können. Limitiert ist dies durch die diskretisierte Steuerung der Amplituden- und Phasengewichtung und nicht korrigierbare Fehler im Gesamtsystem. In der Militärtechnik sind Phased Arrays mit mehreren Tausend aktiven Antennenelementen im erfolgreichen Einsatz [Bro00].

Zur Vermeidung der genannten Limitierungen, zur Erzielung einer maximalen Flexibilität und Rekonfigurierbarkeit des Systems und im Zuge des Fortschritts der Sende- und Empfangstechnik ist die wünschenswerte Weiterentwicklung des klassischen Phased Arrays der massive Einsatz der

Digitaltechnik. Im Detail bedeutet dies für den Empfangsfall eine parallele Digitalisierung der Signale aller Antennenelemente mit anschließender zeitdiskreter Prozessierung. Diese Methode wird als digitale Strahlformung – *Digital Beamforming* (DBF) – bezeichnet und erschließt neben den konventionellen Methoden zur Strahlformung die Möglichkeit, komplexere Verfahren der digitalen Signalverarbeitung auf alle Einzelkanäle des Systems anzuwenden, so dass eine Art *digitale Antenne* vorliegt.

Die theoretischen Grundlagen eines solchen Systemkonzeptes sind schon seit langem bekannt, jedoch wird es erst heute, bedingt durch den rasanten Fortschritt in der Technik der hochintegrierten Mikrowellenkomponenten, die sehr leistungsfähigen Analog/Digital - Wandler und die sehr schnellen Signalprozessoren, sinnvoll und vor allem wirtschaftlich umsetzbar. Insbesondere Auflösung und Bandbreite des Wandlers sind hier von zentraler Bedeutung. Da jedoch die meisten üblichen Kommunikations-, Navigations- und Radarfrequenzbänder zumindest noch zu hoch für eine direkte Abtastung liegen, sind zusätzlich frequenzumsetzende Komponenten für alle Systemkanäle erforderlich. Somit entsteht ein hochkomplexes und sehr aufwändiges Gesamtsystem für dessen Realisierung eine Vielzahl von Problemen der Antennentechnik, der aktiven Schaltungstechnik im hochfrequenten und niederfrequenten Bereich, der digitalen Schaltungstechnik, der digitalen Signalverarbeitung und Algorithmik sowie im Bereich der Packungs- und Aufbautechnik zu lösen sind.

Durch die durchgestochene Ausführung der Systemarchitektur haben Eigenschaften der Antennengruppe und des Hochfrequenzteils unmittelbaren Einfluss auf die Signalverarbeitung in der Prozessierungseinheit. Von der anderen Seite betrachtet besitzen Anforderungen aus dem signalverarbeitenden Teil sehr direkte Auswirkungen auf die Anforderungen an den Analogteil des Gesamtsystems. Damit werden die einzelnen Systemteile noch mehr als bisher zu untrennbaren Einheiten und es entsteht ein multidisziplinäres Aufgabenprofil für Systemdesign und -entwicklung. Von besonderer Bedeutung ist die zur Erzielung höchster Leistungsfähigkeit unbedingte Forderung an eine größtmögliche Uniformität der Einzelkanäle, die abhängig von der Antennengruppe sowie der analogen und digitalen Elektronik ist. Unter realen Einsatzbedingungen kann diese nur mit geeigneten Verfahren zur *Kalibrierung* und zur kontinuierlichen Überwachung des Systems während des Betriebs, das sogenannte *Monitoring*, erreicht werden. Die sich daraus ableitenden während des Systembetriebs durchzuführenden Korrekturprozesse besitzen einen entscheidenden Einfluss auf die Umsetzung, den Betrieb und die Leistungsfähigkeit des Antennensystems.

In diesen Bereichen leistet die vorliegende Arbeit ihren Beitrag, in der sowohl die Realisierung als auch die Kalibrierung von Antennensystemen mit der bereits sehr grob beschriebenen Architektur behandelt wird. Als Basis dazu liefert das Kapitel 2 eine detaillierte Beschreibung der der digitalen Strahlformung zugrunde liegenden Systemarchitektur und eine Zusammenstellung der notwendigen theoretischen Grundlagen. Dabei wird insbesondere auf die elektromagnetische Verkopplung zwischen einzelnen Antennenelementen aber auch auf später verwendete Signalverarbeitungsverfahren eingegangen. Das Kapitel 3 listet eine Vielzahl von verschiedenen Fehlerquellen auf und leistet eine genauere theoretische Analyse einiger ausgewählter Effekte anhand von zwei verschiedenen Antennenanordnungen in Streifenleitungstechnologie. Dabei handelt es sich um eine lineare Zeile bestehend aus 8 Antennenelementen und eine planare Gruppe bestehend aus 5×5 Antennenelementen. Diese beiden Anordnungen wurden im Rahmen der praktischen Untersuchungen auch realisiert und dienen in der gesamten Arbeit als Demonstrationsreferenz.

Kapitel 4 behandelt auf der Basis einer bislang nicht verfügbaren, sehr ausführlichen Literaturübersicht verschiedene Verfahren zur Kalibrierung von Antennensystemen. Nach der grundlegenden Formulierung des Kalibrierungsproblems werden Zusammenhänge zwischen verschiedenen Ansätzen aufgezeigt und für die vorliegende Arbeit interessante Methoden eingehend theoretisch evaluiert. Dies erfolgt im Gegensatz zu bisherigen Veröffentlichungen unter Zugrundelegung sehr wirklichkeitsnaher Simulationsdaten der Antennengruppen. Darüber hinaus wird ein neues, sehr flexibel einsetzbares Verfahren zur Lösung des Kalibrierungsproblems vorgestellt und sein theoretisches Leistungsvermögen mit dem der anderen detailliert betrachteten Verfahren verglichen.

Kapitel 5 beschreibt die Realisierung der oben erwähnten linearen Antennengruppe aus 8 Elementen, die im niedrigen Ku-Band bei ca. 13 GHz arbeitet, in Verbindung mit einem zugehörigen aktiven System mit digitaler Strahlformung. Insbesondere wird dabei auf die Integration der Gruppe auf einem Multilayersubstrat mit einer 8-kanaligen aktiven Vorstufe zur rauscharmen Vorverstärkung und Abwärtskonversion in ein niedrigeres Frequenzband eingegangen. Die gesamte Umsetzung dieses digitalen Antennensystems für höhere Frequenzen hebt sich deutlich von den aus der Literatur bereits bekannten Demonstrationssystemen ab. Ausserdem erfolgt eine Kurzbeschreibung des ebenfalls oben benannten Antennensystems mit 5×5 Elementen. Auf beide erläuterten Systeme wurde das neue Kalibrierungsverfahren mit Erfolg praktisch angewandt, was in Kapitel 6 anhand verschiedener Strahlformungsbeispiele und einem Verfahren zur Richtungsschätzung eingehend dokumentiert ist.

Schließlich liefert das Kapitel 7 eine ausführliche Rekapitulation der wichtigsten beschriebenen theoretischen Verfahren und Ergebnisse sowie eine kritische Würdigung der mit den praktischen Antennensystemen erzielten Messergebnisse. Das Kapitel 8 enthält eine abschließende Zusammenfassung.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen aktiver Antennensysteme

In diesem Kapitel wird der für diese Arbeit relevante Vertreter der aktiven Antennen, das Antennensystem mit digitaler Strahlformung (DBF - *Digital Beamforming*), zunächst in seiner grundsätzlichen Aufbauform erläutert. Daran schließen sich Methoden zur Berechnung von Gruppenantennen und ein Überblick über die systemtheoretische Beschreibung von Antennensystemen an. Diese beiden Unterkapitel sind insbesondere für die spätere Umsetzung einer Strahlformung und anderer Signalverarbeitungsmethoden erforderlich. Auf der Basis der so abgeleiteten Theorie wird dann ein Überblick über mögliche Verfahren der Signalverarbeitung für Gruppenantennen geliefert, wobei für diese Arbeit relevante Methoden entsprechend ausführlich berücksichtigt sind. Abschließend erfolgt eine Diskussion charakteristischer Größen und Eigenschaften von Gruppenantennen, Empfängern mit Analog-/Digitalwandler - Schnittstelle und deren Kombination. Die dargestellten Aspekte sind für eine praktische Realisierung aktiver Antennensysteme zu beachten.

2.1 Aufbau eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung

Alle phasen- und amplitudengesteuerten Antennensysteme (Phased Arrays) sind aus den wesentlichen Grundeinheiten Antennengruppe und Strahlformer aufgebaut. Bei der Antennengruppe handelt es sich um eine bestimmte Anordnung einer Vielzahl von im Allgemeinen gleichen Einzelantennen, dem sogenannten Array. Physikalisch ausgedrückt leistet dieses Array eine Art Abtastung elektromagnetischer Wellen an vielen Orten in der Antennenapertur. Der Strahlformer übernimmt die Aufgabe der Erregung bzw. Auswertung dieser Abtastpositionen, was durch eine geeignete komplexe Speisung bzw. Signalgewichtung der einzelnen Antennenelemente erfolgt und so zur gezielten Steuerung der Gruppencharakteristiken führt. Das Ziel besteht dabei in der Ausbildung von mehreren voneinander möglichst unabhängigen Strahlungskeulen, die durch Linearkombinationen der einzelnen Antennensignale erzeugt werden. Klassisch wird der Strahlformer mit Hilfe passiver Netzwerke im Hochfrequenzbereich (z.B. Butler Matrix, Blass Matrix) oder durch Linsensysteme realisiert (z.B. Rotman Linse) [Han66], [Mai94], [Han98]. Moderne aktive Antennensysteme verwenden stattdessen sogenannte Transmit-/Receive - Module in denen die Amplituden- und Phasensteuerung von aktiver Elektronik übernommen wird. Auf diese Weise ist bereits eine sehr umfangreiche Steuerung der Antenneneigenschaften möglich. Noch wesentlich flexiblere Möglichkeiten zur Realisierung dieser Steuerung bietet der Einsatz eines digitalen Strahlformers, der im Rahmen der

vorliegenden Arbeiten ausschließlich für den Empfangsfall betrachtet wird.

Unter dem Begriff digitaler Strahlformer wird somit im Folgenden eine System - Einheit verstanden, die digitale Signale von einer Antennengruppe aufnimmt und eine räumliche Prozessierung vornimmt. Dazu müssen die analogen Empfangssignale jedes Antennenelements in komplexe digitale Signale gewandelt werden und in einem schnellen Signalprozessor verarbeitet werden. Das Ergebnis dieser Prozessierung kann in Anlehnung an die klassischen Phased Arrays eine Anzahl von im Raum unterschiedlich orientierten Strahlungskeulen, oder auch, eventuell in Verbindung mit einer zeitlichen Prozessierung, eine andersartige Auswertung der Signalumgebung sein.

Die Analog-/Digital - Wandlung der Empfangssignale sollte zur Erzielung hoher Flexibilität und Präzision möglichst dicht hinter den Antennenelementen erfolgen. Da die üblichen Arbeitsfrequenzen drahtloser Systeme jedoch zu hoch für eine direkte Abtastung sind, muss dem A/D - Wandler ein Überlagerungsempfänger vorgeschaltet werden, der die Empfangssignale auf eine geeignete Frequenzebene umsetzt. Basierend auf diesen Ausführungen ergibt sich das in Abbildung 2.1 dargestellte Prinzipschaltbild eines Empfangsantennensystems mit digitaler Strahlformung. Neben den schon erwähnten Komponenten ist in dem Blockschaltbild auch ein Kalibrierungssystem eingezeichnet, mit dessen Hilfe eine Uniformität der Einzelkanäle des Systems erzielt werden soll. Diese Uniformität ist für ein Gesamtsystem mit hohen Leistungsanforderungen unverzichtbar und ein zentrales Thema der vorliegenden Arbeit.

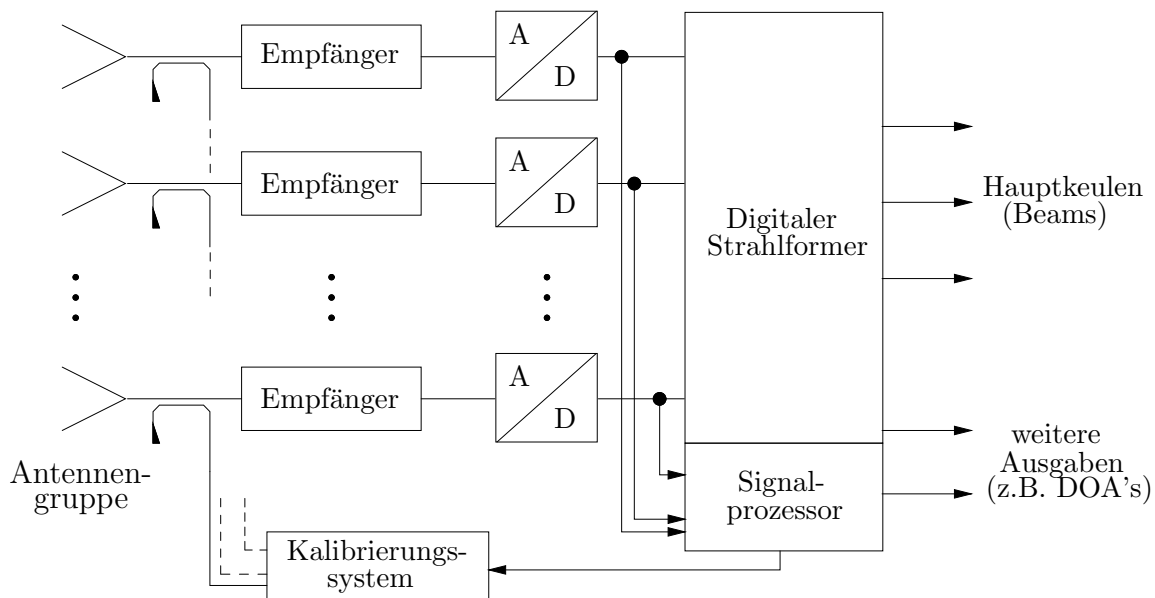


Abbildung 2.1: Prinzipschaltbild eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung für den Empfangsfall bestehend aus Antennengruppe, Kalibrierungssystem, Vielkanalempfänger und Prozessierungs - Einheit.

Um die Empfangssignale der Einzelantennen möglichst wenig zu beeinträchtigen, sind leistungsfähige Empfängermodule in Verbindung mit schnellen A/D - Wandlern für eine gute Systemperformance erforderlich. Diese Komponenten bestimmen Empfindlichkeit und Dynamik für die durchzuführenden Strahlformungsverfahren. Als mögliche Grundarchitekturen für die Empfänger stehen zunächst die bekannten Versionen

1. Direkte Abtastung im HF - Bereich
2. Direktkonversion in das Basisband (BB)
3. Mehrfach - Abwärtskonversion in das Basisband
4. Einfach- oder Mehrfach - Abwärtskonversion auf niedrige Zwischenfrequenz (ZF)

zur Diskussion. Vom Standpunkt der größten Flexibilität ist dabei die direkte Abtastung des Empfangsbandes die wünschenswerte Variante, die jedoch aufgrund der hohen Arbeitsfrequenzen heutzutage normalerweise nicht anwendbar ist. Die analoge Direktkonversion in das Basisband stellt sehr scharfe Anforderungen an die verwendeten Filterbausteine. Darüber hinaus ist es bei dieser Architektur meist schwierig, einen hohen Dynamikbereich bei gleichzeitig möglichst kleiner Gesamttauschzahl zu erhalten. Dagegen sind Architekturen mit einer zusätzlichen Zwischenfrequenz bedeutend flexibler zu realisieren, sie erfordern natürlich einen größeren Bauteileaufwand.

Die analoge Umsetzung des Empfangssignals bis in das Basisband ist die klassische Realisierungsvariante dieses Empfängertyps. Sehr schwierig ist dabei aber die Erzielung einer hohen Amplitudenbalance der Kanäle sowie die Einhaltung der Orthogonalität der Quadraturkomponente, insbesondere über ein breiteres Frequenzband. Beide Anforderungen sind für eine hochpräzise Signalverarbeitung zwingend erforderlich, was in Kapitel 3 noch verdeutlicht werden wird; eine Korrektur entsprechender Fehler ist nur mit großem Aufwand zu erreichen. Unter diesen Gesichtspunkten ist eine Abtastung der ZF und eine digitale Erzeugung der Quadraturkomponente vorzuziehen. Damit steigen jedoch die Anforderungen an die Geschwindigkeit des A/D - Wandlers, wobei auch sein Verhalten bei höheren Frequenzen in Verbindung mit dem verwendeten analogen Bandpass - Vorfilter genau charakterisiert sein muss.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit kommen die beiden letztgenannten Techniken zur Anwendung. Genauere Beschreibungen finden sich an den entsprechenden Stellen in Kapitel 5. Weitere, sehr ausführliche Diskussionen zu Empfängerarchitekturen liefern [Ebe88] und [Lit96].

2.2 Array - Theorie

2.2.1 Übersicht

Entscheidender Bestandteil der in der vorliegenden Arbeit diskutierten Systeme ist die Antennengruppe, welche über das Gesamtsystem bestimmende Eigenschaften besitzt, die auch mit sehr ausgefeilter Signalverarbeitung nicht umgangen werden können. Dieses Array besteht aus einer Gruppe von einzelnen, meist identischen Antennenelementen, die prinzipiell beliebig angeordnet sein können. Zur korrekten Beschreibung einer beliebigen Anordnung von Strahlern mit den jeweilig

zugehörigen Fernfeld - Einzelcharakteristiken ist eine recht aufwändige Anwendung von Drehmatrizen und polarisationsabhängigen Antennendiagrammen erforderlich. Die dazu hier dargestellte Methode, deren Potential im Rahmen dieser Arbeit nicht vollständig ausgeschöpft wird, besitzt neben ihrer Universalität und Vollständigkeit den Vorteil, dass sie auf elegante Weise in einen Programmcode umgesetzt werden kann. Darüber hinaus ist sie auch die Basis für die während der Messphase durchzuführenden Korrekturen von systematischen Messfehlern im Nahfeld der Antennenanordnung.

Ferner werden einige fundamentale und für die vorliegende Arbeit außerordentlich wichtige Ergebnisse aus der Array - Theorie wiederholt. Für zusätzliche Informationen und Details zu diesem Thema wird auf die ausgezeichneten und sehr ausführlichen Bücher von Mailloux [Mai94] und Hansen [Han98] verwiesen.

Eine wesentliche Schwierigkeit bei der Berechnung von Gruppenantennen besteht in der Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung der einzelnen Antennenelemente (Verkopplung, *Mutual Coupling*), die im Themenzusammenhang mit der Kalibrierung eine zentrale Rolle einnimmt und dementsprechend sehr detailliert erläutert wird.

2.2.2 Elementposition- und ausrichtung

In Abbildung 2.2 ist eine generalisierte Verteilung von M Antennenelementen beliebiger Anordnung und Ausrichtung dargestellt, deren Positionen (X_m, Y_m, Z_m) und polarisationsabhängige Fernfeld-Richtcharakteristiken $\mathbf{f}_m^a(\theta, \phi)$ im globalen Koordinatensystem (X, Y, Z) definiert sind. Für das abgestrahlte elektrische Feld des Elementes m lässt sich im durch \mathbf{R} festgelegten Aufpunkt in der allgemeinsten Form der Ausdruck

$$\mathbf{E}_m(\mathbf{R}) = K a_m \mathbf{f}_m^a(\theta, \phi) \frac{e^{-jk|\mathbf{R}-\mathbf{R}_m|}}{|\mathbf{R}-\mathbf{R}_m|} \quad (2.1)$$

[Stu98] angeben, wobei a_m eine dimensionslose komplexe Speiseamplitude und $k = 2\pi/\lambda$ die Freiraum-Wellenzahl repräsentiert sowie K eine dimensionsbehaftete komplexe Konstante ist¹. Die Ausrichtung des Elements wird mit Hilfe eines gegen das globale Koordinatensystem um die Winkel ϕ_m, θ_m und Ψ_m gedrehten sowie um den Vektor \mathbf{R}_m verschobenen lokalen Koordinatensystems (x_m, y_m, z_m) beschrieben.

Ausgangspunkt des folgenden Formalismus sind die Matrizen zur Beschreibung von Drehungen um einen Winkel Ψ um die Achsen X, Y und Z des Koordinatensystems

$$\mathbf{D}_X(\Psi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Psi & -\sin \Psi \\ 0 & \sin \Psi & \cos \Psi \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{D}_Y(\Psi) = \begin{pmatrix} \cos \Psi & 0 & \sin \Psi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \Psi & 0 & \cos \Psi \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

¹In dieser Arbeit werden Vektoren und Matrizen durch Fettdruck gekennzeichnet.

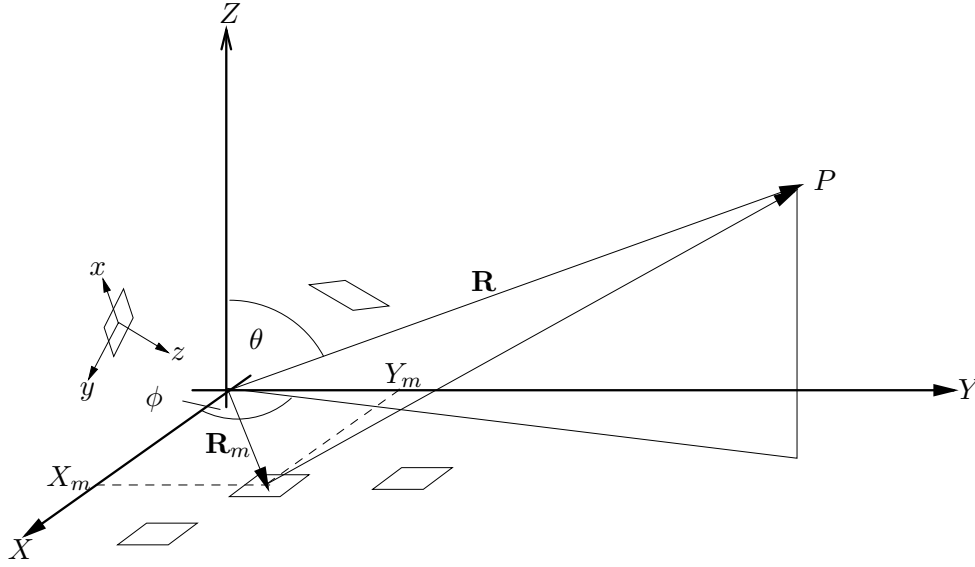


Abbildung 2.2: Array - Konfiguration.

$$\mathbf{D}_Z(\Psi) = \begin{pmatrix} \cos \Psi & -\sin \Psi & 0 \\ \sin \Psi & \cos \Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Durch Hintereinanderschaltung von drei Einzeldrehungen um die oben genannten Winkel ϕ_m , θ_m und Ψ_m kann so jede beliebige Ausrichtung eines Antennenelementes beschrieben werden. Dabei kommt hier jedoch nicht die Definition der klassischen Euler'schen Winkel (z.B. [Zur61]), sondern die Abfolge

1. Drehung um ϕ_m um die Z-Achse
2. Drehung um θ_m um die neue Y-Achse
3. Drehung um Ψ_m um die neue X-Achse, zur Ausrichtung der Polarisation

zur Anwendung. Als Gesamtdrehmatrix, die jeden Punkt des Ausgangssystems $\mathbf{e}_{X,Y,Z}^T = (X, Y, Z)$ in das neue System $\mathbf{e}_{x_m,y_m,z_m}^T = (x_m, y_m, z_m)$ überführt, ergibt sich somit²

$$\mathbf{e}_{x_m,y_m,z_m} = \mathbf{D}_m \mathbf{e}_{X,Y,Z} \quad \text{mit} \quad \mathbf{D}_m = \mathbf{D}_Z(\phi_m) \mathbf{D}_Y(\theta_m) \mathbf{D}_X(\Psi_m). \quad (2.5)$$

Die allgemeine Aufgabenstellung wird es sein, die einzelnen Charakteristiken für eine bestimmte im globalen Koordinatensystem definierte Richtung θ_p, ϕ_p auszuwerten. Dazu erfolgt die Definition einer Matrix $\mathbf{D}_p = (\hat{\mathbf{r}}_p \hat{\theta}_p \hat{\phi}_p)$, die spaltenweise die Einheitsvektoren der Diagramm- und der Polarisationsrichtungen enthält, wobei eine Polarisationsdefinition gemäß der Richtungsvektoren des globalen Kugelkoordinatensystems vorausgesetzt wird [Lud73]. Diese Vektoren werden mittels

$$\mathbf{B}_{p_m} = \mathbf{D}_m^{-1} \mathbf{B}_p = \mathbf{D}_m^T \begin{pmatrix} \sin \theta_p \cos \phi_p & \cos \theta_p \cos \phi_p & -\sin \phi_p \\ \sin \theta_p \sin \phi_p & \cos \theta_p \sin \phi_p & \cos \phi_p \\ \cos \theta_p & -\sin \theta_p & 0 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

im lokalen System des jeweils betrachteten Einzelstrahlers ausgedrückt³, d.h. es findet keine Änderung ihrer Ausrichtung, sondern lediglich ihrer Darstellungsweise statt. Eine Transformation der

²Die Teilmatrizen beziehen sich jeweils auf das von der zuvor durchgeführten Drehung erreichte System.

³Drehmatrizen sind Orthogonalmatrizen, d.h. es gilt $\mathbf{D}_m^{-1} = \mathbf{D}_m^T$.

ersten Spalte von $\mathbf{B}_{p_m} = (\hat{\mathbf{r}}_{p_m} \quad \hat{\vartheta}_{p_m} \quad \hat{\varphi}_{p_m})$ in Kugelkoordinaten ergibt dann die für das jeweilige Einzelement m maßgeblichen Winkelrichtungen ϑ_m und φ_m , die Matrix der zugehörigen Einheitsvektoren $\mathbf{B}_m = (\hat{\mathbf{r}}_m \quad \hat{\vartheta}_m \quad \hat{\varphi}_m)$ gibt die entsprechenden Diagramm- und Polarisationsrichtungen im lokalen System an. Mittels skalarer Multiplikation der Polarisations - Einheitsrichtungsvektoren im lokalen Koordinatensystem können die gesuchten Felder schließlich zu

$$E_{\theta_{p_m}}(\theta_p, \phi_p) = E_{\vartheta_m}(\vartheta_m, \varphi_m) \hat{\vartheta}_m \hat{\vartheta}_{p_m} + E_{\varphi_m}(\vartheta_m, \varphi_m) \hat{\varphi}_m \hat{\vartheta}_{p_m} \quad (2.7)$$

$$E_{\phi_{p_m}}(\theta_p, \phi_p) = E_{\vartheta_m}(\vartheta_m, \varphi_m) \hat{\vartheta}_m \hat{\varphi}_{p_m} + E_{\varphi_m}(\vartheta_m, \varphi_m) \hat{\varphi}_m \hat{\varphi}_{p_m} \quad (2.8)$$

bestimmt werden.

Die Beschreibung von Rotationen mit Drehmatrizen kann natürlich auch für die Drehung von Objekten um beliebig im Raum angeordnete Achsen angewandt werden. Dazu wird die Drehachse durch zwei Positionsvektoren \mathbf{a}_1 und \mathbf{a}_2 beschrieben. Ausgehend vom durch \mathbf{a}_1 definierten Ursprung wird dann die Drehmatrix bestimmt, die den in Kugelkoordinaten transformierte Achsenvektor $\mathbf{a}_2 - \mathbf{a}_1$ in die Z-Achse des globalen Koordinatensystems rotiert. Mit Kenntnis dieser Matrix erfolgt die Rotation um die Achse im Raum einfach durch die Schritte: Translation des zu drehenden Punktes um \mathbf{a}_1 , Drehung der Rotationsachse in die Z-Achse des globalen Koordinatensystems, Ausführung der eigentlichen Drehung um die Z-Achse, Rückdrehung in das Ausgangssystem und Rücktranslation um \mathbf{a}_1 . Davon wird bei der in Kapitel 5 beschriebenen Vermessung Gebrauch gemacht, die im strahlenden Nahfeld des Messobjektes erfolgt.

2.2.3 Nah- und Fernfeld des Arrays

Der in Gleichung (2.1) für das elektrische Feld angegebene Ausdruck berücksichtigt die Lage des jeweiligen Elementes relativ zum globalen Koordinatensystem mit dem Term $|\mathbf{R} - \mathbf{R}_m|$. Im Rahmen der üblichen Fernfeld - Näherung kann natürlich

$$|\mathbf{R} - \mathbf{R}_m| \approx R - \hat{\mathbf{R}}\mathbf{R}_m \quad \text{mit} \quad \hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{X}}u + \hat{\mathbf{Y}}v + \hat{\mathbf{Z}}w \quad (2.9)$$

gesetzt werden, wobei die Größen u , v und w

$$u = \sin(\theta)\cos(\phi) \quad v = \sin(\theta)\sin(\phi) \quad w = \cos(\theta) \quad (2.10)$$

häufig zur Beschreibung der Winkelrichtung verwendet werden⁴. Für eine beliebige Elementanordnung kann also das Gesamtfeld des Arrays durch Superposition als

$$\mathbf{E}(\mathbf{R}) = K \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_m a_m \mathbf{f}_m^a(\theta, \phi) e^{jk\hat{\mathbf{R}}\mathbf{R}_m} \quad (2.11)$$

geschrieben werden. Außerdem ist dann die Beziehung zwischen elektrischem und magnetischem Feld gemäß

$$\mathbf{H}(\mathbf{R}) = \frac{1}{Z_0} \hat{\mathbf{R}} \times \mathbf{E}(\mathbf{R}) \quad (2.12)$$

⁴Die Größen u und v werden in der angloamerikanischen Literatur häufig als *Direction Cosines* bezeichnet. Eine Darstellung in Abhängigkeit dieser Variablen wird Darstellung in der uv -Ebene genannt.

mit dem Feldwellenwiderstand Z_0 des freien Raumes anwendbar.

Für die Umsetzung der später noch betrachteten Kalibrierungsverfahren werden jedoch auch Anordnungen von Interesse sein, bei denen sich der Aufpunkt zwar im Fernfeld bezüglich jedes Einzelstrahlers, jedoch lediglich im strahlenden Nahfeld der gesamten Gruppenanordnung befindet. In einem derartigen Fall liegt auch bei einer ebenen Antennengruppe der Aufpunkt von jedem einzelnen Element aus gesehen merklich unter einem anderen Raumwinkel. Das strahlende Nahfeld ist als Bereich zwischen dem sogenannten Rayleigh - Abstand

$$r_R = \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (2.13)$$

wobei L die größte Ausdehnung der Antennenanordnung bedeutet, und dem Fernfeld definiert und wird auch als Fresnel - Region bezeichnet. Die Grenze für das Fernfeld wird in der Antennenmesstechnik je nach Genauigkeitsanforderungen mit $4r_R$ und mehr angegeben, aus praktischen Gesichtspunkten wird jedoch für eine vernünftige Vermessung von Antennen häufig nur die Einhaltung von r_R als Messabstand gefordert. Die dabei entstehenden Fehler sind relativ leicht überschaubar und in der einschlägigen Literatur (z.B. [Eva90]) nachschlagbar.

Da bei Gruppenantennen die genannte Ausdehnung L im Allgemeinen sehr groß bezüglich der Wellenlänge ist, können insbesondere hier wirkliche Fernfeldbedingungen nur selten eingehalten werden. Sofern nun zumindest der Abstand r_R überschritten wird, kann eine Korrektur der durch unterschiedliche Weglängen und Blickrichtungen der Einzelstrahler relativ zur Messantenne hervorgerufenen Fehler in den Messwerten durchgeführt werden, z.B. basierend auf der Anwendung der im letzten Abschnitt beschriebenen Drehmatrizen. Eine zusätzliche Amplitudenkorrektur gelingt unter Berücksichtigung der Abhängigkeit der Feldgrößen vom Betrag des Radiusvektor $|\mathbf{R}|$.

2.2.4 Fundamentale Ergebnisse der Array - Theorie

Die in diesem Abschnitt abgeleitete Theorie ist für das Verständnis der Funktionsweise eines Strahlformers und auch für viele Zusammenhänge bei einer Kalibrierung und einer Realisierung einer Gruppenantenne elementar. In späteren Kapiteln wird daher häufig auf die nachfolgend beschriebenen Zusammenhänge verwiesen werden.

Die sowohl für Einzelstrahler als auch für Gruppenanordnungen von einzelnen Strahlern wichtigste Eigenschaft einer Antenne ist ihre Richtwirkung. Die diese Eigenschaft beschreibende sogenannte Direktivität (*Directive Gain*) ist definiert als das Verhältnis der Strahlungsdichte in einer bestimmten Richtung (u, v) und der Strahlungsdichte eines die gleiche Leistung abstrahlenden isotropen Strahlers

$$D(u, v) = \frac{\Re\{\mathbf{E}(\mathbf{R}) \times \mathbf{H}^*(\mathbf{R})\} \cdot \hat{\mathbf{R}}}{P_{rad}/4\pi R^2} = \frac{1}{\eta_a} G(u, v). \quad (2.14)$$

Dabei bedeutet P_{rad} die abgestrahlte Leistung; mit der Strahlereffizienz bzw. dem Antennenwirkungsgrad η_a errechnet sich aus der Direktivität der meistens für die Hauptstrahlrichtung (u_0, v_0) als Kenngröße verwendete Gewinn $G(u_0, v_0)$. Die Steuerung der Richteigenschaften der Antennenanordnung ist das primäre Anliegen beim Einsatz gesteuerter Gruppenantennen. Die grundlegenden

Zusammenhänge dazu werden nun erläutert.

Für diese Arbeit sind hauptsächlich Gruppenanordnungen mit identischen Elementabständen auf einer Linie (das lineare Array) und in einer Ebene (das planare Array) von Interesse. Das Fernfeld-diagramm in der Ebene $\phi = 0$ für eine lineare Anordnung von Elementen an den Orten $\mathbf{R}_m = \hat{\mathbf{X}}m d_x$ ergibt sich für eine Anregung mit Phasenprogression gemäß

$$a_m = |a_m| e^{-j k m d_x u_0} \quad (2.15)$$

mit den Gleichungen (2.9), (2.10) und (2.11) und unter der Voraussetzung identischer Einzelcharakteristiken $\mathbf{f}_m^a(\theta, \phi = 0) = \mathbf{f}^i(u)$ in normierter Form zu

$$\mathbf{F}(u) = \mathbf{f}^i(u) \sum_{m=0}^{M-1} |a_m| e^{j k m d_x (u - u_0)} = \mathbf{f}^i(u) F_a(u) . \quad (2.16)$$

Der Summenterm $F_a(u)$, der auch als Array- oder Space - Faktor bezeichnet wird, besitzt ein in die Richtung u_0 geschwenktes Hauptmaximum (Hauptkeule) der Amplitude M . Durch geeignete Phasenanregung kann also die Hauptstrahlrichtung (die Richtung der Hauptstrahlungskeule) des Arrays variiert werden. Dies ist die theoretische Grundlage aller phasengesteuerter Gruppenantennen. Aufgrund der Periodizität des Array - Faktors ergeben sich weitere dieser Maxima (*Grating Lobes*) an den Stellen

$$u_{gl} = u_0 + \frac{i\lambda}{d_x} \quad \text{mit } i = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.17)$$

Diese liegen nur unter der Bedingung

$$\frac{d_x}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + u_0} \quad (2.18)$$

außerhalb des sogenannten *sichtbaren* Bereiches von -90° bis $+90^\circ$. In der Praxis beschränkt dies insbesondere bei phasengesteuerten Arrays den realisierbaren Elementabstand auf relativ kleine Werte. Dabei ist zu beachten, dass sich der in Gleichung (2.18) einzusetzende Wert für u_0 auf das tatsächliche Maximum des Grating Lobes bezieht. Aufgrund der endlichen Keulenbreite liegt bei Einhaltung dieser Bedingung normalerweise bereits eine Beeinträchtigung des Gruppendiagramms vor.

Zur Bestimmung der außerdem existierenden Nebenmaxima (Nebenkeulen) wird der Array - Faktor in Gleichung (2.16) zunächst für eine uniforme Amplitudenanregung $|a_m| = 1$ in der normierten Form

$$\frac{1}{M} F_a(u) = \frac{1}{M} e^{j k \frac{M-1}{2} d_x (u - u_0)} \frac{\sin \left[k \frac{M}{2} d_x (u - u_0) \right]}{M \sin \left[k \frac{1}{2} d_x (u - u_0) \right]} \quad (2.19)$$

geschrieben. Dieses Diagramm besitzt eine Hauptstrahlbreite von $u_{BW} = 2\lambda / (M d_x)$ zwischen den beiden ersten Nullstellen bei $u - u_0 = \pm \lambda / (M d_x)$ und ist das schmalst mögliche Diagramm, welches mit einem Array aus gleichartigen Elementen erzeugt werden kann⁵. Die Maxima zwischen den Nullstellen dieses Ausdrucks liegen an den Stellen $u - u_0$, die Lösung der Gleichung

⁵Für den Fall der hier nicht näher betrachteten *Superdirectivity* sind noch schmalere Diagramme möglich (siehe z.B. [Han98]).

$M \tan(k \frac{1}{2} d_x (u - u_0)) = \tan(k \frac{M}{2} d_x (u - u_0))$ sind. Für sehr große M ergibt sich die erste Lösung dieser Gleichung bei $k \frac{M}{2} d_x (u - u_0) \approx 4.4934$. Die zugehörige Amplitude relativ zum Hauptmaximum beträgt -13.26 dB, bei kleinen Arrays ergeben sich höhere Werte. Ein sehr häufig angestrebtes Ziel ist daher eine Absenkung der Nebenkeulen auf möglichst geringe Werte, was bereits durch geschickte Wahl der Speiseamplituden $|a_m|$ erreichbar ist. Zur Bestimmung geeigneter Amplitudenverteilungen sind Syntheseverfahren erforderlich.

Der Array - Faktor $F_a(u)$ in Gleichung (2.16) ist ein komplexes Polynom vom Grade $M - 1$ und besitzt demnach genau $M - 1$ Nullstellen. Durch Faktorisierung ergibt sich die alternative Darstellung

$$F_a(u) = F_a(z(u)) = |a_{M-1}| \prod_{m=0}^{M-1} (z - z_m) \quad \text{mit} \quad z(u) = e^{jkd_x(u-u_0)}. \quad (2.20)$$

Für übliche Gruppendiagramme mit einer möglichst schmalen Hauptkeule wird $F_a(u)$ so dimensioniert, dass alle Nullstellen des Polynoms in der u -Ebene rein reell sind, damit liegen sie in der mit der letzten Gleichung definierten komplexen z -Ebene auf dem Einheitskreis. Die Darstellung des Array - Faktors in der z -Ebene geht auf Schelkunoff zurück [Sch43] und ist der z -Transformation in der digitalen Signalverarbeitung äquivalent. Bei dem Syntheseverfahren nach Taylor [Tay55], werden die Nullstellen von der Hauptstrahlrichtung weg verschoben (bei uniformer Amplitudenbelegung liegt eine Gleichverteilung über u bzw. auf dem Einheitskreis der z -Ebene vor), jedoch nicht aus dem sichtbaren Bereich heraus. Damit wird eine Verdichtung der Nullstellen bei größeren Werten von u erzwungen, womit auch die zwischen den Nullstellen liegenden Maxima niedriger gehalten werden können. Dafür muss im Gegenzug konsequenterweise ein größerer Abstand der Nullstellen bei kleineren Winkeln toleriert werden, was zu einer verbreiterten Hauptkeule und damit zu einer niedrigeren Direktivität der Antennengruppe führt. Diese Verbreiterung der Hauptkeule bei Absenkung der Nebenkeulen lässt sich auch anhand des Energieerhaltungssatzes erklären und ist natürlich auch bei den Grating Lobes zu beobachten. Insbesondere sehr kleine Arrays sind somit problematisch, da diese aufgrund ihrer geringen Abmessungen bereits grundsätzlich eine sehr breite Hauptkeule aufweisen.

Die zweite klassische Umsetzung einer Nebenkeulenabsenkung ist das Dolph - Tschebyscheff - Verfahren [Dol46], [Ste53], welches die optimale Amplitudenbelegung im Sinne größter Direktivität für ein vorgegebenes Nebenkeulenniveau erzielt. Dabei wird der Array - Faktor $F_a(u)$ mit einem Tschebyscheff - Polynom gleichgesetzt und daraus Amplitudenkoeffizienten bestimmt. Die Details der beiden genannten Syntheseverfahren in Form von Formeln sollen hier nicht wiederholt werden. Sie sind an mehreren Stellen in der Literatur nachzuschlagen.

Neben der Erzeugung einer schmalen Hauptkeule besteht häufig die Forderung nach breiteren Charakteristiken mit bestimmten vorgegebenen Formen (*Shaped Beams*) bei gleichzeitiger Einhaltung eines bestimmten Nebenkeulenniveaus. Zu diesem Zweck werden komplizierte Syntheseverfahren eingesetzt, die eine Manipulation der Polynom - Nullstellen in der komplexen Ebene vornehmen. Auf diese Art der Beeinflussung der Diagramme sind die in Kapitel 4 beschriebenen Verfahren zurückzuführen.

Für eine planare Anordnung der Elemente an den Orten $\mathbf{R}_m = \hat{\mathbf{X}}m_x d_x + \hat{\mathbf{Y}}m_y d_y$ ergibt sich in

Analogie zum linearen Fall für das Fernfelddiagramm

$$\mathbf{F}(u, v) = \mathbf{f}^i(u, v) \sum_{m_x} \sum_{m_y} |a_{m_x m_y}| e^{jk[m_x d_x(u-u_0) + m_y d_y(v-v_0)]}. \quad (2.21)$$

Dabei bedeutet der Index $m_x m_y$, dass gemäß Gleichung (2.11) alle möglichen Kombinationen aufsummiert werden müssen. Für den häufig gewählten Fall separierbarer Amplituden - Verteilungen $|a_{m_x, m_y}| = |a_{m_x}| |a_{m_y}|$ für die Zeilen und Spalten des Arrays ist eine Darstellung durch das Produkt von zwei unabhängigen Diagrammen

$$\mathbf{F}(u, v) = \mathbf{f}^i(u, v) \left[\sum_{m_x=1}^{M_x} |a_{m_x}| e^{jk m_x d_x(u-u_0)} \right] \left[\sum_{m_y=1}^{M_y} |a_{m_y}| e^{jk m_y d_y(v-v_0)} \right], \quad (2.22)$$

mit $M_x M_y = M$, möglich. Damit reduziert sich das Problem auf die Berechnung zweier linearer Arrays entlang der beiden Hauptrichtungen der Anordnung, was für Diagrammsynthese - Verfahren besonders interessant ist. Zur Vermeidung von Grating Lobes muss die zu Gleichung (2.18) analoge Bedingung für beide Richtungen des planaren Arrays eingehalten werden.

Alle bisherigen Betrachtungen und die genannten Verfahren der Diagramm - Synthese gehen von einer idealisierten Form des Arraydiagramms nach Gleichung (2.16) bzw. (2.21) aus. Aufgrund der weiter unten beschriebenen Verkopplungserscheinungen zwischen den Antennenelementen ergeben sich in der Realität jedoch zwangsläufig unterschiedliche Einzelcharakteristiken der Strahler. Damit wird eine Auswertung des deutlich komplexeren Ausdrucks (2.11) erforderlich, um qualitativ hochwertige Diagramme mit sehr niedrigen Nebenkeulen oder auch tiefen Nullstellen zu erzielen.

2.2.4.1 Darstellung einiger Beispiele

Die berechneten Antennencharakteristiken für das Fernfeld sind alle von den Winkeln θ, ϕ bzw. den dazu äquivalenten Größen u, v abhängig. Zur möglichst übersichtlichen Darstellung eines Diagramms in Abhängigkeit zwei Veränderlichen wird im Folgenden das in Abbildung 2.3 definierte Koordinatensystem verwendet. Die Winkel θ und ϕ bilden dabei zwei Komponenten eines Zylinderkoordinatensystems r, ϑ mit der Zuordnung $\theta \rightarrow r$ und $\phi \rightarrow \vartheta$. Damit wird die bei einer Darstellung von θ und ϕ in einem kartesischen Koordinatensystem entstehende Verzerrung verhindert. Der Diagrammwert selbst wird in der dritten Dimension darüber aufgetragen, entweder als Oberfläche in Form eines 3-dimensionalen Diagramms, oder als farb- bzw. graustufigefülltes Konturdiagramm. Alle 2-dimensionalen Diagramme, die insbesondere für die Darstellung der Charakteristik eines linearen Arrays verwendet werden, ergeben sich daraus als Schnitte für einen bestimmten Winkel ϕ_{cut} . Genau genommen entstehen damit zwei Einzelteile des 2-dimensionalen Diagramms: der erste mit $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \wedge \phi_{cut} < 180^\circ$ und der zweite mit $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \wedge \phi_{cut} + 180^\circ$. Üblicherweise wird der zweite dieser beiden Teile mit negativen Werten für θ gekennzeichnet, obwohl dies den Definitionen des Kugelkoordinatensystems widerspricht und bei Anwendung in den präsentierten Formeln zu Fehlern führt. Trotzdem wird auch hier, in Anlehnung an den üblichen Standard, von dieser Konvention Gebrauch gemacht.

Die Abbildungen 2.4 und 2.5 zeigen die beiden erläuterten Versionen von 3-dimensionalen Diagrammen für ein planares Array mit 5×5 , also 25 Elementen mit Elementabstand $d_x = d_y = 0.5\lambda$. Die Elementerregung erfolgte gemäß Tschebyscheff für ein Nebenkeulenniveau von -30 dB und eine

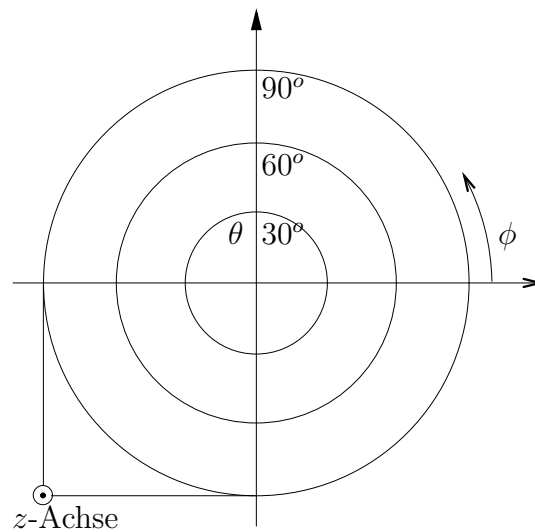


Abbildung 2.3: Koordinatensystem zur Darstellung von 3-dimensionalen Antennendiagrammen.

Strahlschwenkung nach $\theta = 35^\circ$ und $\phi = 155^\circ$. Insbesondere das Konturdiagramm veranschaulicht deutlich, dass mit den gewählten Werten für das Nebenkeulenniveau und den Schwenkwinkel $\theta = 35^\circ$ die Grenze für eine vernünftige Strahlformung für die vorliegende Gruppenanordnung mit 5×5 Elementen bereits nahezu erreicht ist. Zum Einen liegt eine beträchtliche Hauptkeulbreite vor, am Rande des sichtbaren Bereichs sind deutliche Verzerrungen in der Keulenform zu erkennen. Diese Verzerrung ist eine direkte Folge der Abhängigkeit des Array - Faktors von Produkten trigonometrischer Funktionen der beteiligten Winkel θ und ϕ . Zum Zweiten taucht am rechten Rand des Diagramms bereits der erste Grating Lobe auf. Wohlbemerkt stellen diese Diagramme nur den Array - Faktor dar, in Wirklichkeit überlagern sich diesem noch die Einzelcharakteristiken, die insbesondere bei großen θ -Werten einen merklichen Einfluss besitzen.

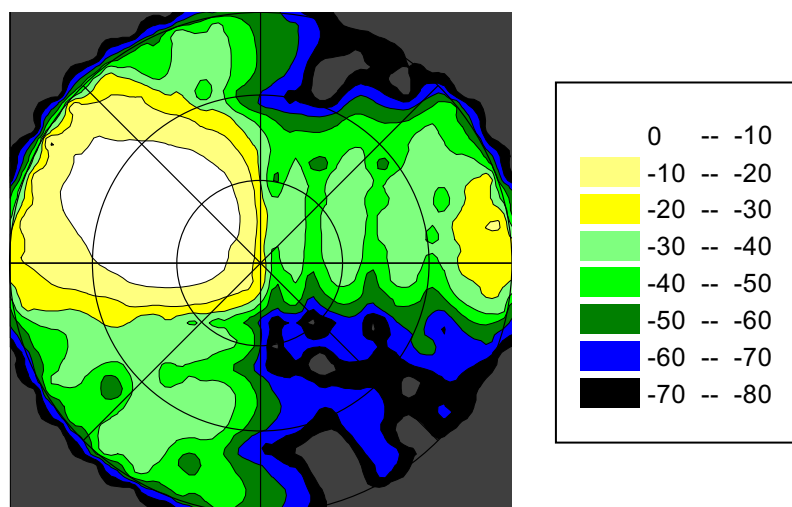


Abbildung 2.4: Array - Faktor für planare Gruppe bei 30 dB - Tschebyscheff - Belegung und Schwenkung der Hauptkeule nach $\theta = 35^\circ$, $\phi = 155^\circ$, Kontur - Diagramm.

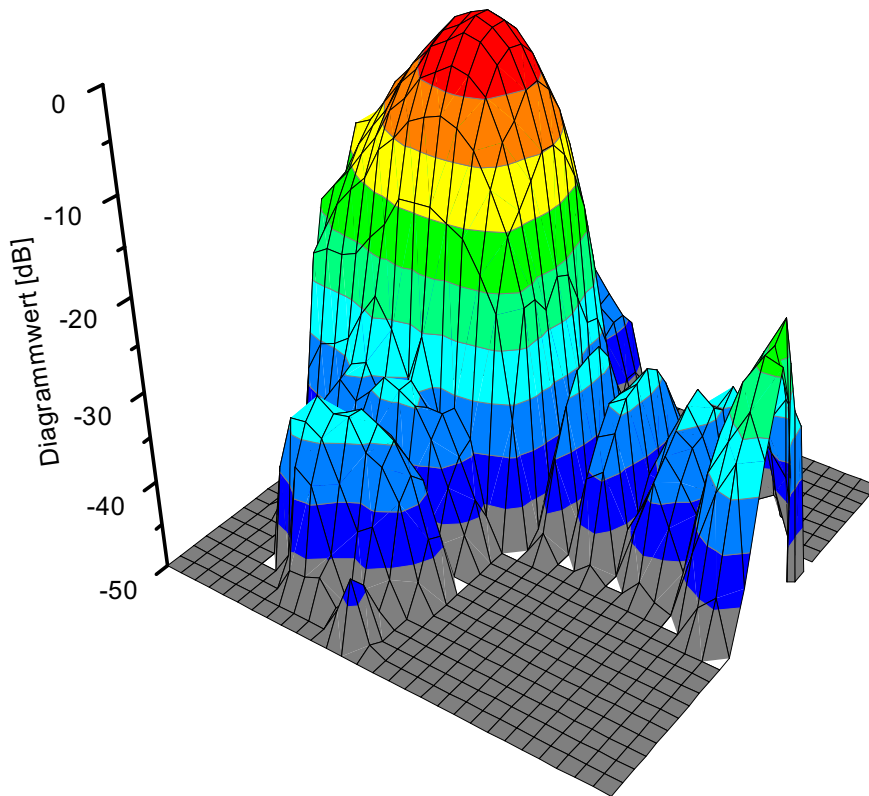


Abbildung 2.5: Array - Faktor für planare Gruppe bei 30 dB - Tschebyscheff - Belegung und Schwenkung der Hauptkeule nach $\theta = 35^\circ$, $\phi = 155^\circ$, Oberflächen - Diagramm.

2.2.5 Verkopplung

Bedingt durch die im allgemeinen sehr geringen Abstände der Strahler in der Antennengruppe (typisch $\sim \lambda/2$) kommt es zu einer gegenseitigen elektromagnetischen Beeinflussung bzw. Verkopplung der Einzelemente. Die exakte Beschreibung dieser Verkopplungsmechanismen ist eine sehr komplexe Problemstellung, die meistens nur näherungsweise möglich ist, da sie bei größeren Antennengruppen schnell die Leistungsgrenzen moderner Rechanlagen überschreitet. Bei sehr scharfen Anforderungen an die zu erzeugende Diagrammform oder bei der Anwendung von komplizierteren Signalverarbeitungsmethoden ist eine Berücksichtigung der Verkopplungseffekte jedoch erforderlich, was in Kapitel 3 noch gezeigt werden wird. Daher ist die im Folgenden dargestellte Theorie von zentraler Bedeutung für die gesamte vorliegende Arbeit, in der unter anderem versucht wird, eine Kompensation der Verkopplungseffekte durch Kalibrierung zu erreichen.

Die elektromagnetischen Mechanismen, die sich hinter dem sehr allgemeinen Ausdruck Verkopplung verbergen, sind vielfältig. Die grundlegendste Form der gegenseitigen Beeinflussung zweier oder mehrerer Antennenlemente ist die Strahlungskopplung. Ihr können sowohl die Verkopplung sehr weit entfernter Antennenelmente als auch die Wechselwirkungen im unmittelbaren Nahfeld sehr dicht benachbarter Strahler zugeordnet werden. Bei den in dieser Arbeit näher betrachteten, auf einem Substratmaterial gedruckten Antennenstrukturen existieren außerdem Oberflächenwellen, die entweder zu einer direkten Verkopplung oder auch zu einer durch Teilreflexion an den Substratkanten hervorgerufenen indirekten Verkopplung führen.

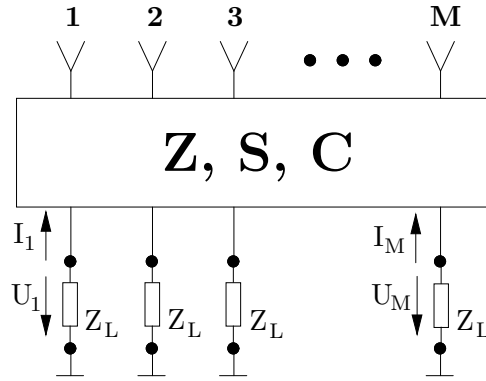


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung eines Arrays mittels Verkopplungsmatrix.

Zur Modellierung der Verkopplung kann die Antennengruppe wie in Abbildung 2.6 als M-Tor mit einer zugehörigen komplexen $M \times M$ - Mehrformatrix dargestellt werden. Klassisch kommen dabei häufig die Impedanz-Parameter $\mathbf{Z} = (Z_{nm})$ oder die Streuparameter $\mathbf{S} = (S_{nm})$ zum Einsatz. Für die Behandlung des Kalibrierungsproblems ist außerdem eine sogenannte Verkopplungsmatrix \mathbf{C} von Bedeutung, die weiter unten genauer erläutert wird. Die Impedanzmatrix beschreibt den Zusammenhang zwischen den Strömen I_m und den Spannungen U_m an den einzelnen Antennentoren. Die Parameter

$$Z_{nm} = \left. \frac{U_n}{I_m} \right|_{I_k=0 \forall k \neq m} \quad (2.23)$$

stellen die Koppelimpedanzen zwischen den Toren m und n dar. Ebenso kann unter Berücksichtigung der Bezugsimpedanz Z_L wie in der Antennentechnik üblich, die Verknüpfung hin- und rücklaufender Wellen mittels der Streumatrix

$$\mathbf{U}^{ref} = \mathbf{S} \mathbf{U}^{inc} \quad \text{mit} \quad S_{nm} = \left. \frac{U_n^{ref}}{U_m^{inc}} \right|_{U_k^{inc}=0 \forall k \neq m} \quad (2.24)$$

verwendet werden. Dabei bedeutet U_m^{inc} die hinlaufende und U_n^{ref} die rücklaufende Spannungswelle⁶. Der Zusammenhang zur Gesamtspannung bzw. zum Gesamtstrom am Antennentor m ist für die Einheitsbezugsimpedanz $Z_L = 1$ dann durch

$$U_m = U_m^{inc} + U_m^{ref} \quad \text{bzw.} \quad I_m = I_m^{inc} - I_m^{ref} = (U_m^{inc} - U_m^{ref}) \quad (2.25)$$

gegeben.

Unter der Voraussetzung einmodiger Tore bzw. Zuleitungen in der betrachteten Anschlussebene der Antennengruppe beschreibt die definierte Matrix die Verkopplung zwischen den einzelnen Toren exakt und vollständig. Damit sollen die Konsequenzen der Verkopplung am Beispiel eines planaren Arrays mit den Elementorten $\mathbf{R}_m = \hat{\mathbf{X}}_m d_x + \hat{\mathbf{Y}}_m d_y$ genauer untersucht werden.

⁶Streng genommen ist die Streumatrix aus Leistungswellen mit der Einheit $\sqrt{\text{Leistung}}$ definiert. In Anlehnung an die einschlägige Literatur zur Antennentechnik wird jedoch die Definition aus Gleichung (2.24) verwendet, was hier keinen wesentlichen Einfluss auf die Matrixelemente hat.

2.2.5.1 Aktive Charakteristik

Es wird eine Anregung der Gruppe für eine Strahlschwenkung nach (u_0, v_0) gemäß

$$U_m^{inc} \hat{=} U_{m_x m_y}^{inc} = U_0 e^{-jkm_x d_x u_0} e^{-jkm_y d_y v_0} \quad (2.26)$$

betrachtet. Die Doppelindizierung erfolgt dabei in Analogie zur Gleichung (2.21) für eine Elementzählung in beide Ausdehnungsrichtungen der Gruppenanordnung. Ein Ersatz mit dem einfachen Index m ist zwar grundsätzlich möglich, für die weiteren Betrachtungen jedoch entweder zu unübersichtlich oder nicht geeignet. Der sogenannte *aktive Reflexionsfaktor* des m -ten Antennenelements

$$\Gamma_m(u_0, v_0) = \frac{U_m^{ref}}{U_m^{inc}} \hat{=} \Gamma_{m_x m_y}(u_0, v_0) = \frac{U_{m_x m_y}^{ref}}{U_{m_x m_y}^{inc}} \quad (2.27)$$

berechnet sich unter Berücksichtigung des Zusammenhanges $U_m^{ref} = \sum_n S_{mn} U_n^{inc}$ so zu

$$\Gamma_m(u_0, v_0) = e^{jkm_x d_x u_0} e^{jkm_y d_y v_0} \sum_{n_x} \sum_{n_y} S_{m_x m_y n_x n_y} e^{-jkn_x d_x u_0} e^{-jkn_y d_y v_0} \quad (2.28)$$

[Han66], [Poz94]. Auch hier repräsentiert die Indizierung $m_x m_y n_x n_y$ in der konventionellen Zählung ein Elementpaar mn . Der aktive Reflexionsfaktor ist vom Schwenkwinkel abhängig, solange $S_{mn} \neq 0$ für $m \neq n$, d.h. wenn Verkopplung vorliegt. Somit liegt ein unerwünschtes winkelabhängiges Verhalten aller Strahler vor, welches sich den gewünschten Richteigenschaften überlagert.

Mit den über die Streukoeffizienten und die Zusammenhänge aus Gleichung (2.25) definierten, tatsächlichen Anregungskoeffizienten U_m bzw. I_m kann auch das von einem in der Antennengruppe eingebetteten Element abgestrahlte Feld aus dem aus einer numerischen Berechnung oder einer Messung bekannten Feld eines völlig isolierten Strahlers näherungsweise berechnet werden. Für das isolierte Feld eines im Ursprung angeordneten Elements wird gemäß Gleichung (2.1) für das Fernfeld mit Einheitsamplitude $|a_m| = 1$ der Ausdruck

$$\mathbf{E}^i(u, v) = K \mathbf{f}^i(u, v) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.29)$$

angesetzt. Dabei repräsentiert $\mathbf{f}^i(u)$ die Richtcharakteristik des isolierten Einzelstrahlers.

Im Folgenden wird nun ein einmodiger Zusammenhang zwischen der Erregung im Speisepunkt der Antennenelemente und der zugehörigen Stromverteilung auf den Strahlern vorausgesetzt. Das tatsächlich von Element m abgestrahlte Feld $\mathbf{E}_m(u, v) \hat{=} \mathbf{E}_{m_x m_y}(u, v)$ bei reflexionsfreiem Abschluss aller anderen Elemente errechnet sich dann durch Ersetzen der tatsächlich vorliegenden Elementanregung $U_m = U_m^{inc} + U_m^{ref}$ mit den durch die Streumatrix verknüpften übergekoppelten und abgestrahlten Anteile zu

$$\mathbf{E}_m(u, v) = U_0 \mathbf{E}^i(u, v) \left[e^{jkm_x d_x u} e^{jkm_y d_y v} + \sum_{n_x} \sum_{n_y} S_{n_x n_y m_x m_y} e^{jkn_x d_x u} e^{jkn_y d_y v} \right], \quad (2.30)$$

wobei die Exponentialterme die Lage der einzelnen Elemente relativ zum gewählten Ursprung berücksichtigen. Daraus folgt mit der Definition aus Gleichung (2.28) bis auf einen unwichtigen

konstanten Faktor die sogenannte *aktive Einzelcharakteristik* des m -ten in die Gruppe eingebetteten Einzelstrahlers

$$\mathbf{f}_m^a(u) = \mathbf{f}^i(u) e^{jkm_x d_x u} e^{jkm_y d_y v} [1 + \Gamma_m(-u, -v)] . \quad (2.31)$$

An dieser Stelle ist es wichtig zu beachten, dass es sich um eine Richtcharakteristik handelt. In der Literatur ist unter dem gleichen Namen häufiger auch die damit verknüpfte Strahlungscharakteristik angegeben, die sich aus Leistungsgrößen errechnet. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit ist es ferner wichtig zu beachten, dass es sich bei der aktiven Einzelcharakteristik um die Charakteristik eines passiven, d.h. ohne eine Beschaltung durch aktive Schaltungskomponenten, Einzelelementes in der Gruppenanordnung handelt. Als Konsequenz daraus wird das Diagramm eines aktiv beschalteten isolierten Einzelstrahlers als Charakteristik des aktiven Einzelstrahlers bezeichnet.

Für das abgestrahlte Feld des nach Gleichung (2.26) vollständig erregten Arrays errechnet sich durch Summation über alle Elemente aus Gleichung (2.30) der Ausdruck

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{ges}(u_0, v_0) = U_0 \mathbf{E}^i(u_0, v_0) \sum_{m_x} \sum_{m_y} \left[\left(e^{-jkm_x d_x u_0} e^{-jkm_y d_y v_0} \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{n_x} \sum_{n_y} S_{m_x m_y n_x n_y} e^{-jkn_x d_x u_0} e^{-jkn_y d_y v_0} \right) e^{jkm_x d_x u_0} e^{jkn_y d_y v_0} \right] \end{aligned} \quad (2.32)$$

und damit

$$\mathbf{E}_{ges}(u_0, v_0) = U_0 \mathbf{E}^i(u_0, v_0) \sum_{m=0}^{M-1} [1 + \Gamma_m(u_0, v_0)] . \quad (2.33)$$

Zur Berechnung des Gewinns wird die gleiche Rechnung für das magnetische Feld $\mathbf{H}_m(u, v)$ durchgeführt. Unter Berücksichtigung der Gleichung (2.25) für die Stromgrößen und der Definition aus (2.14) lautet das Ergebnis für das m -te Element bis auf einen konstanten Faktor

$$\begin{aligned} G_m(u, v) &= \frac{4\pi R^2 \eta_a}{P_{rad}} \Re \{ E_{\theta m}(u, v) H_{\phi m}^*(u, v) - E_{\phi m}(u, v) H_{\theta m}^*(u, v) \} \\ &= \frac{4\pi}{Z_0} \left(|f_{\theta}^i(u, v)|^2 + |f_{\phi}^i(u, v)|^2 \right) \left[1 - |\Gamma_m(-u, -v)|^2 \right] . \end{aligned} \quad (2.34)$$

Dabei wurde der Zusammenhang $P_{rad}/\eta_a = MU_0^2$ verwendet. Somit ergibt sich ein um den Faktor in der eckigen Klammer kleinerer Gewinn als für den idealen Fall ohne Verkopplung. Der Ausdruck ist der oben erläuterten aktiven *Strahlungscharakteristik* äquivalent, der Faktor in runden Klammern stellt die Strahlungscharakteristik des isolierten Strahlers dar.

Der Gewinn der Gesamtgruppe bestimmt sich mit $P_{rad}/\eta_a = MU_0^2$ entsprechend zu

$$G_{ges}(u_0, v_0) = \frac{4\pi}{MZ_0} \left(|f_{\theta}^i(u, v)|^2 + |f_{\phi}^i(u, v)|^2 \right) \left[M^2 - \left| \sum_{m=0}^{M-1} \Gamma_m(u_0, v_0) \right|^2 \right] . \quad (2.35)$$

Damit sind die Richteigenschaften der Anordnung unter Berücksichtigung der Verkopplung (näherungsweise) bekannt. Da die berechneten Gewinne die Anpassungsverhältnisse berücksichtigen, handelt es sich bei ihnen um sogenannte *realisierte* Gewinne.

Abschließend sei noch der Fall eines sehr großen Arrays betrachtet. Für eine steigende Anzahl M an Antennenelementen sinkt der Einfluss der Kanteneffekte, d.h. der Elemente die im Randbereich des Arrays liegen. Die meisten, innen liegenden Elemente “sehen” annähernd die gleiche Umgebung, werden sich also in ihren aktiven Einzelcharakteristiken nur sehr unwesentlich voneinander unterscheiden. Wird näherungsweise $\Gamma_m(u, v) \approx \Gamma(u, v)$ gesetzt, d.h. werden alle Randeffekte vollständig vernachlässigt, dann kann in Gleichung (2.31) die Symmetrie $\Gamma(u, v) = \Gamma(-u, -v)$ ausgenutzt werden und der Gewinn des aktiven Einzelstrahlers reduziert sich auf

$$G_m(u, v) = \frac{4\pi}{Z_0} \left(|f_\theta^i(u, v)|^2 + |f_\phi^i(u, v)|^2 \right) \left[1 - |\Gamma(u, v)|^2 \right], \quad (2.36)$$

der des gesamten Arrays auf

$$G_{ges}(u, v) = M \frac{4\pi}{Z_0} \left(|f_\theta^i(u, v)|^2 + |f_\phi^i(u, v)|^2 \right) \left[1 - |\Gamma(u, v)|^2 \right]. \quad (2.37)$$

Somit gilt der einfache Zusammenhang

$$G_{ges}(u, v) = M G_m(u, v), \quad (2.38)$$

d.h. es liegt wieder ein einfacher multiplikativer Zusammenhang zwischen Einzel- und Gesamtdiagramm vor, der schon für die elementaren Gruppenbetrachtungen ohne Verkopplung in Abschnitt 2.2.4 verwendet wurde. Dies ist der Kern des bekannten und für größere Arrays häufiger verwendeten *Infinite Array Models* (z.B. [Han66]), im Gegensatz zur klassischen Gruppentheorie steht hier jedoch ein aktives Einzeldiagramm aus dem Mittenbereich repräsentativ für alle Einzeldiagramme des Arrays. Eine ähnliche Idee steht hinter der Vorgehensweise, ein gemittelttes Diagramm zu verwenden (*Average Active Element Pattern*), wie es in [Kel93] dargestellt ist. Beide Verfahren sind jedoch für kleine Gruppenanordnungen mit nur wenigen Elementen nicht geeignet. Ein Ausweg für mittelgroße Gruppen besteht in der Anwendung eines mittleren Diagramms für die Elemente im Innenbereich der Gruppe und die Verwendung der aktiven Einzeldiagramme für die stark davon abweichenden Elemente im Randbereich der Gruppe. Dies reduziert bei einer praktischen Anwendung den Simulations- oder Messaufwand gegenüber einer vollständigen Beschreibung erheblich.

Das Grundkonzept des aktiven Einzeldiagramms ist relativ einfach und auch in der Praxis gut anwendbar. Allerdings ist die tatsächliche Umsetzung unter Umständen sehr aufwändig, insbesondere wenn die aktiven Diagramme komplett vermessen werden sollen. Trotzdem liefert die Technik auch bei 2-dimensionalen Gruppenanordnungen bei häufig noch vertretbarem Aufwand brauchbare Ergebnisse. Dies wird im weiteren Verlauf der Arbeit noch deutlich werden.

2.2.5.2 Diskussion des Konzeptes der aktiven Charakteristik

Der dargestellte Formalismus der aktiven Charakteristik setzt voraus, dass zwischen der Charakteristik des Strahlers in der Gruppe und der Anregung in der Torebene der Streumatrix ein einmodiger Zusammenhang vorliegt. Nur dann besitzt der der Gleichung (2.30) zugrunde liegende gedankliche Ansatz Gültigkeit. Dies bedeutet, dass sich die Stromverteilungen auf den Antennenelementen in der Gruppe gegenüber der Verteilung auf einem isolierten Strahler lediglich durch eine komplexe Konstante unterscheiden, die Form der Stromverteilung ist jedoch identisch. Diese Näherung wird bei der Betrachtung von Gruppen in der Literatur häufiger vorausgesetzt, jedoch meistens verschwiegen. Eine sehr anschauliche Rechtfertigung für die Annahme einer unbeeinträchtigten Form

der Stromverteilung am Beispiel planarer Mikrostreifenleitungs - Antennen ist in [Hei95] zu finden. Dort werden mit Hilfe einer numerischen Analyse basierend auf der Momenten - Methode die Stromverteilungen verkoppelter Antennenelementpaare mit denen des isolierten Strahlers verglichen. Für Elementabstände ab etwa 0.4λ liegt die Legitimation der beschriebenen Annahme vor. Auch anschaulich ist dieses Verhalten relativ leicht nachvollziehbar. Die sich auf einem resonanten Strahler ausbildende Form der Stromverteilung ist in erster Linie abhängig von der Strahlergeometrie selbst, an zweiter Stelle von der Art der Einspeisung des Strahlers. Da eine Verkopplung nichts anderes ist, als die Anregung eines Strahlers durch das Feld eines anderen Strahlers, bildet sich in erster Näherung eine Stromverteilung in gleicher Form wie durch eine Anregung der dominanten Stromverteilung durch die reguläre Einspeisung aus. Nur bei sehr dichter Nachbarschaft der beiden verkoppelten Elemente, also wenn das angekoppelte Antennenelement im unmittelbaren Nahfeld des anregenden Strahlers liegt, wird die sich durch Verkopplung ausbildende Stromverteilung gewungenermaßen eine andere Form besitzen. Von der anderen Seite betrachtet, wird in diesem Fall die Stromverteilung des anregenden Elements durch den angekoppelten Strahler beeinflusst, so dass auch eine deutliche Rückwirkung auf den erregenden Strahler vorliegt. Mit Hilfe des in [Rum54] beschriebenen Reaktionsprinzips wird in [Hei95] in diesem Zusammenhang analytisch gezeigt, dass die verwandte Näherung das exakte Ergebnis liefert, sofern eben diese Rückkopplung vernachlässigbar klein ist.

Zur exakten Beschreibung mehrmodiger Strahler muss eine mehrmodige Streumatrix des Arrays angesetzt und das abgestrahlte Feld jedes einzelnen Modes berechnet werden. Bei Vorliegen von Speiseleitungen, auf denen nur ein Grundmode ausbreitungsfähig ist, kann dann mittels Übergangsmatrizen eine Konversion der berücksichtigten Moden jedes einzelnen Strahlers in den Mode der Speiseleitungen geleistet werden. Auf diese Weise kann mit hohem Aufwand eine genauere Beschreibung der Vorgänge in der Antennengruppe erfolgen, indem für die modenabhängigen Fernfelder mit den entsprechenden Koeffizienten der beteiligten Matrizen gerechnet wird. Die Überlagerung der einzelnen Fernfelder ergibt dann das tatsächlich abgestrahlte Diagramm. Implizit wird die Berücksichtigung aller Moden von raum- oder flächendiskretisierenden Simulationsprogrammen zur Antennenberechnung natürlich auch geleistet, sofern die gesamte Gruppe modelliert wird. Dass dieser Aufwand in der vorliegenden Arbeit nicht zwingend erforderlich ist, wird später noch gezeigt werden.

Die mehrmodige Streumatrix beschreibt die in der Antennengruppe vorliegenden Verkopplungsmechanismen exakt. Die genaue Bestimmung dieser Matrix ist bei einer numerischen Berechnung aus Aufwandsgründen jedoch häufig ein Problem. Ein Berechnungsversuch sprengt sehr schnell die Grenzen moderner Rechner. Liegt in der Praxis der bis auf wenige Ausnahmen klassische Fall eines einmodigen Speisetzwerkes vor, so ist eine direkte messtechnische Bestimmung der mehrmodigen die Verkopplung beschreibende Streumatrix nicht möglich.

Auch die Messung einer Streumatrix an einmodigen Antennentoren kann in der Praxis ein Problem darstellen. Insbesondere bei aktiven integrierten Antennen ist eine derartige Messung gar nicht möglich, da Antenne und Speiselemente voneinander untrennbare Systemteile werden. Grundsätzlich möglich ist jedoch eine Vermessung der aktiven Diagramme aller in der Gruppe enthaltenen Elemente, sofern diese einzeln zugänglich sind (z.B. auch an Ausgängen von mit aktiven Schaltungselementen integrierten Gruppenelementen), auch wenn dies unter Umständen einen sehr großen Aufwand erfordert. Damit liegt im Rahmen der begrenzten realisierbaren Messgenauigkeit ein

vollständig und exakt charakterisiertes Antennensystem vor.

Dieses Szenario lässt sich auch mit einem numerischen Simulationsprogramm nachbilden, indem nacheinander die Diagramme jedes einzelnen Gruppenelements bei Abschluss aller anderen Elemente mit einem **geeigneten** Bezugswiderstand berechnet werden. Die so erhaltenen Ergebnisse unterscheiden sich dann von denen z.B. mit Gleichung (2.31) berechneten in zwei Punkten. Zum anderen liegt hier eine Berücksichtigung der Verkopplung höherer Moden vor, zum zweiten gilt die Gleichung (2.31) bei Erregung von Element m bei **reflexionsfreiem** Abschluss aller anderen Elemente. Dieser Fall liegt jedoch in der Praxis im allgemeinen nicht vor. Diese Unterschiede resultieren natürlich in unterschiedlichem Abstrahlverhalten. In diesem Zusammenhang ist es wichtig festzustellen, dass in der Literatur manchmal auch die Charakteristik des m -ten in die Gruppe eingebetteten Einzelstrahlers bei Erregung des **gesamten** Arrays als aktive Einzelcharakteristik bezeichnet wird, wobei unter Umständen wieder andere Anpassungsverhältnisse an den Speisetermen vorhanden sind als bei der Definition, die in der vorliegenden Arbeit verwendet wird.

Anhand der Ausführungen wird deutlich, dass auch abgesehen von der detaillierten Bestimmung der Verkopplungseigenschaften auf simulativer oder messtechnischer Basis ein sehr komplexes und unhandliches Problem vorliegt. Erst vereinfachende Annahmen machen die Zusammenhänge übersichtlich. Dies gelingt besonders gut bei sehr großen Gruppenanordnungen, im Grenzfall natürlich für das unendlich ausgedehnte Array. Die Gleichungen (2.36) - (2.38) gelten nämlich auch bei mehrmodigen Strahlern, da bei unendlicher Gruppenausdehnung alle Elemente identische Abstrahleigenschaften besitzen. Kleine Arrays stellen dagegen ein deutlich schwierigeres Problem dar.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, dass mit den bis hier abgeleiteten Beziehungen ein in sich geschlossener Formalismus vorliegt, da die Ausgangsgleichung (2.1) bereits die aktive Einzelcharakteristik berücksichtigt. Auf simulativer Basis erzeugte Beispiele für Verkopplungseinflüsse sind in Kapitel 3 dargestellt.

2.2.5.3 Die Verkopplungsmatrix C

Die im letzten Abschnitt dargestellten Techniken ermöglichen die Berechnung der Charakteristiken der Einzelelemente aus der Charakteristik des zugehörigen isolierten Einzelstrahlers und der Streumatrix des Arrays. Dabei setzt sich jede Einzelcharakteristik aus einer gewichteten Summe von geeignet verschobenen isolierten bzw. idealen Charakteristiken zusammen. Ein alternativer Ansatz für die aktive Richtcharakteristik des Strahlers m als Überlagerung von idealen Charakteristiken ist der Ausdruck

$$f_m^a(u, v) = c_{mm} f_m^i(u, v) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{M-1} c_{mn} f_n^i(u, v). \quad (2.39)$$

Dabei ist bei den isolierten bzw. idealen Charakteristiken $f_m^i(u)$ bereits die Verschiebung des Elementortes berücksichtigt, so dass diese Diagramme auf das Phasenzentrum der Gesamtgruppe bezogen sind. Die c_{mn} repräsentieren die Koeffizienten einer Verkopplungsmatrix, die eine direkte

Damit errechnet sich mit der Verknüpfung der Ströme und Spannungen über die Lastimpedanzen der Zusammenhang

$$\begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \\ \vdots \\ U_{M0} \end{pmatrix} = \frac{1}{Z_L} \begin{pmatrix} Z_{11} + Z_L & Z_{12} & \cdots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} + Z_L & \cdots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \cdots & Z_{MM} + Z_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_M \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

zwischen den Leerlaufspannungen und den tatsächlichen Torspannungen des Antennenarrays.

Bei Anwendung dieser Methode für eine theoretische Analyse ist problematisch, dass eine Berechnung verkoppelter Ausgangsgrößen aus dem Fall eines als verkopplungsfrei angenommenen Verhaltens bei Leerlaufbetrieb erfolgt. Ferner gilt natürlich auch hier die oben ausführlich erläuterte Einschränkung für einmodige Antennenelemente.

2.2.5.5 Fazit

Als Ergebnis der vorangegangenen Ausführungen ist festzuhalten, dass eine Berücksichtigung der Verkopplungserscheinungen in der Antennengruppe zwar unhandlich, jedoch näherungsweise möglich ist. Für die Untersuchungen im Kapitel 4 erfolgt die Berücksichtigung der Verkopplung somit auf zwei unterschiedliche Arten. Basierend auf einer numerischen Feldanalyse mittels der Momentenmethode werden zum einen alle aktiven Einzelcharakteristiken der in der Arbeit betrachteten Arrays berechnet. Diese Ergebnisse enthalten den Einfluss höherer Moden und beschreiben die vorliegende Antennengruppe abgesehen von numerischen Ungenauigkeiten und Unzulänglichkeiten der Modellierung exakt und vollständig. Zum anderen werden ebenfalls mit einer numerischen Analyse die Streumatrix der Gruppe und die Charakteristik des isolierten Einzelstrahlers berechnet. Daraus erfolgt anschließend eine Anwendung der Gleichungen für die aktive Charakteristik. Damit liegt dann eine einmodige Näherung der Diagramme vor.

2.3 Systemtheoretische Beschreibung des Gesamtsystems

Eine systemtheoretische Beschreibung des Antennensystems rundet die im letzten Abschnitt dargestellte Array - Theorie ab, indem sie die Einzelkanäle der Gesamtanordnung nicht mehr auf einer hochfrequenztechnischen Ebene, sondern auf Blockschaltbildebene mit zugehörigen Übertragungseigenschaften betrachtet. Da sie die Eigenschaften der zu verarbeitenden Signale mit berücksichtigt, liefert sie die Grundlage der im nächsten Abschnitt betrachteten Array - Signalverarbeitungsverfahren.

Der systemtheoretischen Beschreibung des Antennensystems wird die in Abbildung 2.7 dargestellte Struktur zu Grunde gelegt. Die Ausgangssignale des Arrays werden vor der Summation mit komplexen Gewichtungsfaktoren beaufschlagt. Ferner kann eine direkte Auswertung dieser Signale in einem Prozessor erfolgen. Außerdem ist eine Rückkopplung des Ausgangs auf die Gewichtungsfaktoren eingezeichnet, die eine Adaptivität des Systems ergibt. Zur mathematischen Beschreibung der empfangenden und zu bearbeitenden Signale wird die in der Literatur sehr populäre Darstellungsform des analytischen Signals oder äquivalent dazu die komplexe Einhüllende gewählt. Der

Zusammenhang zu den entsprechenden realen, reellen Signalen ist durch die Beziehung

$$\text{aktuelles Signal} = \Re\{(\text{komplexe Einhüllende})e^{j\omega t}\} \quad (2.46)$$

gegeben, wobei ω die von der Antennengruppe zu bearbeitende Träger- oder auch Mittenkreisfrequenz bedeutet. Im Sinne eines konventionellen Strahlformers ergibt sich dann das Ausgangssignal des Systems gemäß der Abbildung 2.7 zu

$$\text{aktuelles } y(t) = \Re\{\mathbf{w}^H \mathbf{x} e^{j\omega t}\} \quad \text{mit } \mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (2.47)$$

Dabei bedeutet der Superskript H den hermiteschen Vektor. Die Einzelsignale $x_m(t)$ und die Gewichtungen w_m sind jeweils in Vektoren zusammengefaßt worden. Die eigentlich empfangenen Einzelsignale $x_m(t)$ setzen sich wiederum aus einem Nutzanteil $s_m(t) = f_m^a(u, v)p(t)$ und einem gaußverteilten, mittelwertfreien weißen Rauschen $n_m(t)$ mit der Varianz σ_n^2 zusammen, welches mit den Signalen unkorreliert ist. Die mit Gleichung (2.47) umgesetzte gewichtete Summenbildung entspricht exakt der schon in Abschnitt 2.2.4 beschriebenen Amplituden- und Phasengewichtung für konventionelle Strahlformung.

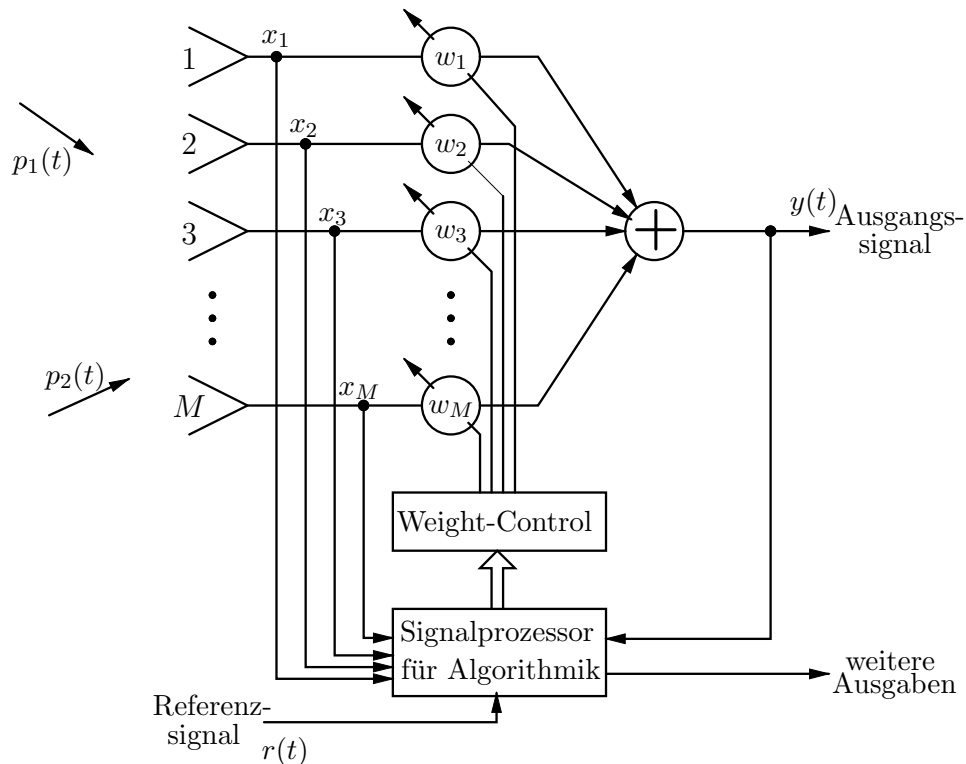


Abbildung 2.7: Schematische Darstellung eines adaptiven Antennensystems.

Für eine Beurteilung der Systemeigenschaften ist außerdem die Autokorrelationsmatrix der beteiligten Signale

$$\mathbf{R}_{xx}(\tau) = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t - \tau)\} \quad (2.48)$$

ein wichtiger Ausdruck, die aus einer Erwartungswertbildung $E\{\cdot\}$ bestimmt werden kann. Dabei wird die Zeitverschiebung τ in allen für diese Arbeit relevanten Fällen zu Null gesetzt. Liegt kein mittelwertfreier Prozeß $\mathbf{x}(t)$ vor, so muss ersatzweise die damit korrespondierende Kovarianzmatrix

gebildet werden. In der einschlägigen Literatur werden daher beide Begriffe verwendet.

Die Kovarianzmatrix ist für verschiedenste Formen der Array - Signalverarbeitung von entscheidender Wichtigkeit. Die Bedeutung der Matrixelemente ist jedoch auch für eine Vermessung des Systems elementar. In der Hauptdiagonalen ergeben sich nämlich die Empfangsleistungen der jeweiligen Antennenelemente. Die Nebendiagonalen enthalten die Kreuzleistungen von Elementpaaren. Der zugehörige Phasenwinkel dieser Kreuzleistungen spiegelt die Phasendifferenz des jeweiligen Elementpaares wieder (für $\tau = 0$). Ist keine detaillierte Auswertung des empfangenen Datenstromes erforderlich, sondern reichen Mittelwerte zur Prozessierung der Datensätze aus, so stellt die Kovarianzmatrix eine platzsparende Möglichkeit zur Speicherung des Signalinhaltes der Antennenumgebung dar.

Alle nachstehend vorgenommenen Betrachtungen setzen gegenüber $e^{j\omega t}$ langsam veränderliche Signale $p(t)$ voraus. Mit anderen Worten bedeutet dies ein schmalbandiges Spektrum der Empfangssignale, so dass sich die durch die Gruppenanordnung der Antennenelemente maximal ergebende Retardierung der Empfangssignale nicht maßgeblich in $p(t)$ niederschlägt. Diese Voraussetzung liegt natürlich auch allen zur Array - Theorie und der Verkopplung durchgeführten Betrachtungen zu Grunde. Detaillierte Ausführungen zum Einfluss der Schmalbandnäherung auf die im Folgenden genannten Richtungsschätzungs - Algorithmen liefert [Boc99], Bandbreitenbetrachtungen mit Bezug auf die klassische Array - Technik sind in [Mai94] dargestellt.

2.4 Verfahren der Array - Signalverarbeitung

Ebenso wie die weiter oben behandelte Array - Theorie sind die in diesem Abschnitt beschriebenen Verfahren zur Signalverarbeitung in Array - Systemen von elementarer Bedeutung für die vorliegende Arbeit. Insbesondere bilden sie die Grundlage für die Erläuterung einiger der später behandelten Kalibrierungsverfahren und werden ferner zur Demonstration der Leistungsfähigkeit der praktisch realisierten Antennensysteme verwendet. Daher wird an entsprechenden Stellen im Text auf die folgenden Ausführungen verwiesen werden.

2.4.1 Optimale Strahlformung

Wird von der Grundstruktur eines einfachen adaptiven Strahlformers wie in Abbildung 2.7 dargestellt ausgegangen, so können zur Einstellung der optimalen Gewichtungsfaktoren verschiedene Bewertungskriterien herangezogen werden. Das MSE-Kriterium (Mean Squared Error), das SIR-Kriterium (Signal to Interference Ratio) und das MV-Kriterium (Minimum Noise Variance) stellen die grundlegendsten aus der Literatur bekannten Kriterien dar. Es kann gezeigt werden, dass die sich damit ergebenden Lösungen eng mit einer sehr einfachen Form der optimalen Lösung verknüpft sind, die durch Faktorisierung der Ergebnisse erhalten werden kann. Diese Lösung ist die sogenannte Wiener - Lösung [Mon80], [Lit96] und lautet

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} = \beta \mathbf{R}_{ii}^{-1} \mathbf{v} . \quad (2.49)$$

Dabei bedeutet \mathbf{R}_{xx} die Kovarianzmatrix der Empfangssignale, \mathbf{R}_{ii} die Kovarianzmatrix der Stör- bzw. Interferenzsignale inklusive der Rauschanteile und $\mathbf{r}_{xd} = E\{\mathbf{x}(t)d^*(t)\}$ mit einem geeigneten

Referenzsignal $d(t)$, welches mit dem gewünschten Empfangssignal korreliert sein muss. β ist ein komplexer Faktor. Ferner bedeutet der Ausdruck \mathbf{v} den sogenannten *Array Propagation Vector* oder *Steering Vector*, der die relative Lage der einzelnen Antennenelemente zueinander berücksichtigt

$$\mathbf{v}^T = \left[e^{jk\hat{\mathbf{R}}\mathbf{R}_1} \quad e^{jk\hat{\mathbf{R}}\mathbf{R}_2} \quad \dots \quad e^{jk\hat{\mathbf{R}}\mathbf{R}_M} \right]. \quad (2.50)$$

Diese Form von \mathbf{v} setzt im Gegensatz zu Gleichung (2.40) isotrope Einzelcharakteristiken der Antennenelemente voraus, was in der Realität niemals vorliegen wird. Mit den Ausführungen der vorangegangenen Abschnitte ist außerdem offensichtlich, dass die Annahme gleicher Charakteristiken nur für den idealisierten Fall einer Antennengruppe ohne Verkopplung und für identische Einzelkanäle in Abbildung 2.7 gültig ist. In der Praxis wird der ebenfalls bereits in Gleichung (2.40) definierte Vektor \mathbf{v}_e maßgeblich sein, der die aktiven Einzelcharakteristiken der Antennenelemente enthält

$$\mathbf{v}_e^T = \left[f_1^a(u, v) \quad f_2^a(u, v) \quad \dots \quad f_M^a(u, v) \right]. \quad (2.51)$$

Eine exakte Lösung nach Gleichung (2.49) ist somit nur dann erzielbar, wenn neben einem geeigneten Referenzsignal auch das Verhalten des Arrays exakt bekannt ist. Dies illustriert deutlich die Notwendigkeit einer Kalibrierung des Antennensystems. Unter der Voraussetzung eines idealen Systemverhaltens ist das anschauliche Ergebnis des Verfahrens die Maximierung der mit dem Referenzsignal korrelierten Signale und eine Unterdrückung (Nullstellenbildung im Antennendiagramm) aller mit dem Referenzsignal unkorrelierten Signale. Somit liegt eine Optimierung des Signal - Interferenz - Verhältnis vor.

Im Gesamtzusammenhang ist es wichtig zu beachten, dass die Matrix \mathbf{R}_{xx} auch bei idealem Antennensystem normalerweise nicht bekannt ist. Daher muss in der Praxis eine Schätzung durch Mittelung über mehrere Abtastzeitpunkte gemäß

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l) \quad (2.52)$$

erfolgen, der Vektor \mathbf{r}_{xd} kann ebenso bestimmt werden. Wird das Ergebnis für die Auswertung von Gleichung (2.49) verwendet, so ergibt sich das sogenannte SMI- (*Sample Covariance Matrix Inversion*) oder DMI-Verfahren (*Direct Covariance Matrix Inversion*).

Wird ein adaptiver Algorithmus zur Strahlformung herangezogen, so besteht dessen Aufgabe im Allgemeinen ebenfalls in der Einstellung der komplexen Gewichte nach Wiener. In der Literatur existiert eine nahezu unüberschaubare Anzahl von adaptiven Algorithmen, die jeweils für verschiedene Gegebenheiten optimiert sind. Zum überwiegenden Teil basieren diese auf der Methode des kleinsten Fehlerquadrates (LMS - Algorithmen) oder auf einer rekursiven Bestimmung der zu ermittelnden Größe (RLS - Algorithmen). Sehr klassische Diskussionen dieser adaptiven Strahlformung liefern [Wid67] und [Mon80]. Eine Möglichkeit zur Beschleunigung der Verfahren liegt in dem Versuch, eine zufällige Komponente in die Optimierung mit einzubeziehen, was zur Klasse der sogenannten *Random Search Algorithms* führt. Modernere Verfahren beruhen zum Teil auf der Evolutionsstrategie (*genetische Verfahren*) oder auf der Anwendung neuronaler Netze [Lit96]. Alle adaptiven Algorithmen leisten eine schrittweise Suche nach dem Optimum anhand einer Fehlerfunktion und sind somit grundsätzlich auch in der Lage, das Optimierungsziel bei einem fehlerbehafteten

Antennensystem zu erreichen. Die durch Systemfehler verursachten Störungen während dieser Optimierung werden in Kapitel 3 kurz zusammengefasst. Im Gegensatz dazu führen die durch reale Fehler hervorgerufenen Abweichungen vom idealen Systemmodell bei der Anwendung eines direkten Verfahrens, wie es z.B. durch Gleichung (2.49) vorgegeben ist, meist zu deutlichen Degradationen des erzielten Ergebnisses. Dies gilt auch für die im nächsten Abschnitt beschriebene Störerunterdrückung.

2.4.2 Störerunterdrückung

Um die Auswirkungen von starken Störquellen auf die Signalverarbeitung bzw. -auswertung zu minimieren, kann die Amplitude der Summen - Strahlungscharakteristik einer Gruppenantenne in bestimmten Richtungen herabgesetzt werden. Der Hintergrund dieser Störerunterdrückung ist die gezielte Steuerung der $M - 1$ Nullstellen des Array - Faktors nach Gleichung (2.20). Diese Aufgabe kann mit Hilfe eines klassischen Synthese - Verfahrens gelöst werden, mit den Ausführungen des vorangegangenen Abschnitts liegt aber bereits eine elegante Alternative vor. Gemäß der Optimallösung nach Wiener aus Gleichung (2.49) besteht ein direkter Zusammenhang zwischen dem optimalen Gewichtsfaktor und der Kovarianzmatrix der Störer. Für ein Störersignal $p^i(t)$ aus der Richtung (u_0, v_0) ergibt sich im Idealfall der Array - Ausgangsvektor

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{i}(t) = \mathbf{v}(u, v)p^i(t) + \mathbf{n}(t) . \quad (2.53)$$

Durch die oben definierte Erwartungswertbildung kann bei schmalbandigen Signalen für die Störer - Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R}_{ii} = E\{\mathbf{i}(t)\mathbf{i}^H(t)\} = \sigma_s^2 \mathbf{v}_0 \mathbf{v}_0^H + \sigma_n^2 \mathbf{E} \quad (2.54)$$

geschrieben werden. Dabei repräsentiert σ_s^2 die Leistung des Störersignals. Mit Kenntnis dieser Matrix ergibt sich der optimale Gewichtungsfaktor für eine Unterdrückung des Signals bei $(u, v)_0$ einfach zu

$$\mathbf{w}_{jc} = \beta \mathbf{R}_{ii}^{-1} \mathbf{w}_{bf} , \quad (2.55)$$

wobei \mathbf{w}_{bf} der für die ursprüngliche Strahlformung verantwortliche Gewichtungsvektor ist. Mit Hilfe von β kann eine geeignete Normierung des Ausgangssignals vorgenommen werden. Da die Matrix \mathbf{R}_{ii} die Rauschsignale $n_m(t)$ berücksichtigt, ist die Tiefe der durch \mathbf{w}_{jc} in der Summencharakteristik ausgebildeten Nullstelle vom Interferenz - Rausch - Verhältnis

$$\text{INR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (2.56)$$

abhängig.

Für die praktische Anwendung dieser Methode werden für die gewünschten zu unterdrückenden Richtungen virtuelle Störersignale mit zugehörigen Signal - Interferenz - Verhältnissen angenommen, \mathbf{R}_{ii} durch Überlagerung aller Anteile bestimmt und der Lösungsvektor nach Gleichung (2.55) berechnet. Bei M Antennenelementen können $M - 2$ verschiedene Richtungen unterdrückt werden, da einer der insgesamt $M - 1$ Freiheitsgrade für die Ausbildung der Hauptkeule benötigt wird. Werden noch mehr virtuelle Störer angesetzt, so ergibt sich die Summencharakteristik als Kompromiss für

ein möglichst großes INR. Damit liegt eine Möglichkeit zur relativ gezielten Beeinflussung der Charakteristik vor, die wiederum zur Diagrammsynthese verwendet werden kann. Diese Vorgehensweise wurde in [Ole90] vorgeschlagen.

2.4.3 Richtungsschätzung

Durch Anwendung digitaler Signalverarbeitung auf die Ausgänge einer Gruppenantenne erschließt sich neben der soeben präsentierten Methode noch eine Reihe leistungsfähiger Methoden zur Richtungsschätzung eines oder mehrerer Signale. Die mathematische Basis nahezu aller dieser Verfahren ist die komplexe lineare Algebra, mit deren Hilfe eine Auswertung der schon bekannten Signal - Kovarianzmatrix vorgenommen wird. Die grundlegendste Methode stellt der sogenannte MUSIC - Algorithmus (MUltiple SIgnal Classification) dar, der nun aufgrund seiner fundamentalen und auch für einige Kalibrierungsverfahren wichtigen Bedeutung erläutert wird.

In Analogie zu den vorangegangenen Abschnitten wird hier wieder eine Antennenanordnung mit M Elementen betrachtet, wobei zunächst keinerlei Einschränkung bezüglich deren Anordnung nötig ist. Weiterhin werden D verschiedene an der Antenne eintreffende Wellenfronten vorausgesetzt und ein dem gesamten Vorgang überlagertes Rauschen. Für die Signale x_m hinter den einzelnen Antennenelementen lässt sich dann idealerweise die Matrixgleichung

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{V}\mathbf{p}(t) + \mathbf{n}(t) \quad \text{mit} \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}(u, v)_1 & \mathbf{v}(u, v)_2 & \cdots & \mathbf{v}(u, v)_D \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

angeben⁷. Dabei ist unbedingt die gegenüber dem Signalvektor $\mathbf{x}(t)$ abweichende Form von $\mathbf{p}(t)$ zu beachten, der für jedes einfallende Signal genau ein Element enthält. Wird diese Gleichung vom geometrischen Standpunkt betrachtet, so stellt der Vektor $\mathbf{x}(t)$, der von der Antenne "gemessen" wird, einen Vektor im M -dimensionalen Raum dar. $\mathbf{v}(u, v)$ ist das Kontinuum aller möglichen Gruppenvektoren und wird häufig *Array Manifold* genannt. Dieses Kontinuum ist eine Kurve bei eindimensionaler Richtungsschätzung (z.B. in Abhängigkeit von θ) und eine Oberfläche bei zweidimensionaler Schätzung. Da der Vektor $\mathbf{x}(t)$ eine bestimmte Linearkombination der Gruppenvektoren $\mathbf{v}(u, v)_d$ mit $d = 1, 2, \dots, D$ ist, wobei die Elemente von $\mathbf{p}(t)$ die Koeffizienten dieser Linearkombination sind, muss $\mathbf{x}(t)$ auf den Raumbereich von \mathbf{V} beschränkt sein. Mit anderen Worten liegt er in einem D -dimensionalen Unterraum des M -dimensionalen Raumes.

Ausgehend von dieser Betrachtungsweise können die Anzahl der die Antennen erreichenden Signale und deren zugehörige Richtungen bestimmt werden. Dazu erfolgt zunächst die Bildung der $M \times M$ -Kovarianzmatrix des Vektors $\mathbf{x}(t)$

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H + \sigma_n^2\mathbf{E}, \quad (2.58)$$

wobei \mathbf{E} die Einheitsmatrix ist. Die Kovarianzmatrix \mathbf{R}_{pp} ist hermitesch und positiv definit [Far92], lediglich im Falle kohärenter Signale ist sie positiv semi-definit und besitzt dementsprechend einen Rangdefekt; dieser Fall soll hier jedoch nicht betrachtet werden.

Es ist leicht einzusehen, dass die Gesamtmatrix $\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H$ für den Fall $D < M$ singulär ist und einen Rang kleiner M besitzt. Die Gleichung

$$\det\{\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H\} = \det\{\mathbf{R}_{xx} - \sigma_n^2\mathbf{E}\} = 0, \quad (2.59)$$

⁷In Analogie zu dem Ausdruck *Steering Vector* für $\mathbf{v}(u, v)$ wird \mathbf{V} als *Steering Matrix* bezeichnet.

deren zweiter Teil das charakteristische Polynom eines speziellen Eigenwertproblems darstellt, ist also nur zu erfüllen, wenn σ_n^2 auch Eigenwert der Gesamtmatrix ist. Da \mathbf{R}_{pp} laut obiger Voraussetzung positiv definit ist und \mathbf{V} vollen Rang besitzt, muss die singuläre Matrix $\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H$ positiv semi-definit sein mit einem Eigenwert $\lambda = 0$ der Vielfachheit $M - D$. Aufgrund der Eigenwertgleichung

$$\det \{ \mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H - (\lambda_i - \sigma_n^2) \mathbf{E} \} = 0 \quad (2.60)$$

muss σ_n^2 dann gleichzeitig der kleinste Eigenwert der Gesamtmatrix sein, weil auch die Matrix \mathbf{R}_{xx} mindestens positiv semi-definit ist. Da die Eigenwerte der Gesamtmatrix und die der Matrix $\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H$ sich alle um σ_n^2 unterscheiden und der minimale Eigenwert der Matrix $\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H$ identisch Null ist, ist die Vielfachheit des kleinsten Eigenwertes σ_n^2 gerade $\hat{N} = M - D$. Damit beträgt die Anzahl der die Antenne erreichenden Signale genau

$$\hat{D} = M - \hat{N} . \quad (2.61)$$

Aus der Matrizen­theorie (z.B. [Zur61]) ist bekannt, dass alle Eigenvektoren einer diagonalähnlichen Matrix⁸ zueinander orthogonal sind. Somit kann von einem mit den zu den Eigenwerten σ_n^2 gehörigen Eigenvektoren aufgespannten \hat{N} -dimensionalen Rausch-Unterraum (*Noise Subspace*) und einem dazu orthogonalen D -dimensionalen Signal-Unterraum (*Signal Subspace*), der von den übrigen Eigenvektoren aufgespannt ist, gesprochen werden. Wird nun für die beiden Summanden der Gleichung (2.58) die Hauptachsentransformation

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n\mathbf{\Lambda}_n\mathbf{U}_n^H \quad \text{mit} \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M \} \quad (2.62)$$

betrachtet, wobei die Spalten von \mathbf{U} die zueinander unitären Eigenvektoren des Vektorraumes der Dimension M enthalten, so kann das Quadrat der euklidischen Distanz eines Vektors \mathbf{z} vom Signal-Unterraum als $\mathbf{z}^H\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{z}$ angegeben werden. Wird schließlich für den Vektor \mathbf{z} noch der Gruppenvektor $\mathbf{v}(u, v)$ eingesetzt, so lassen sich die Richtungen der einfallenden Signale (DOA's - *Direction Of Arrivals*) als Maxima der Funktion

$$P_{MUSIC}(u, v) = \frac{1}{\mathbf{v}^H(u, v)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{v}(u, v)} \quad (2.63)$$

bestimmen. Diese Gleichung entspricht dem sogenannten MUSIC - Spektrum [Sch86a], [Sch86b]. Die Darstellung lässt sich auch auf dual-polarisierte Signale verallgemeinern, wenn der Gruppenvektor auf jeweils zwei Komponenten für die beiden entsprechenden Anteile erweitert wird. Die Daten zur Auswertung des Spektrums sind dem System durch Kalibrierung mitzuteilen.

Der Nachteil des Verfahrens liegt in seinem hohen numerischen Rechenaufwand. Außerdem ist seine Leistungsfähigkeit natürlich von den zu detektierenden Signalformen und deren Korrelationsgrad abhängig. Der Signal Subspace kann nur für einen unendlich großen Signal - Rausch - Abstand, d.h. $\mathbf{n}(t) = \mathbf{0}$, oder auf der Basis von unendlich vielen Abtastwerten exakt bestimmt werden. Bei Vorliegen dieser asymptotischen Verhältnisse schneidet der Array Manifold den Signal Subspace exakt an den Punkten, die zu den gesuchten DOA's gehören. Damit ist theoretisch eine vollständige Auflösung der Quellen möglich, sogar wenn diese beliebig dicht beieinander liegen⁹.

⁸Hermitische Matrizen sind stets diagonalähnlich [Zur61].

⁹Aus diesem Grund werden der MUSIC-Algorithmus und artverwandte Verfahren auch als *Super-Resolution-Algorithm* bezeichnet.

Eine bezüglich des Prozessierungsaufwandes und der Störanfälligkeit günstigere Methode zur Richtungsschätzung ist der ESPRIT - Algorithmus (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [Roy89], der die Invarianz verschiedener in ihrer Grundstruktur gleicher Untergruppen in der gesamten Array - Struktur für die Berechnung ausnutzt und so die Richtungsschätzung verbessert.

2.5 Antennensysteme mit A/D - Wandler - Schnittstelle

Zur vollständigen Charakterisierung einer aktiven Antenne sind neben den Strahlereigenschaften auch die Leistungsdaten der beteiligten aktiven Elektronik zu berücksichtigen. Daher wird nachstehend ein kurzer Überblick über die wichtigsten Eigenschaften einer aktiven Antenne mit nachgeschaltetem A/D - Wandler geliefert. Dabei wird umfangreicher Gebrauch von Ergebnissen aus der Literatur zur Empfängertheorie gemacht, wobei lediglich Sachverhalte beleuchtet werden, die für die hier vorliegende Anordnung von Interesse sind und in der einschlägigen Literatur meistens nicht behandelt sind. Für die grundsätzlichen Definitionen der verschiedenen verwendeten Kenngrößen wird z.B. auf [Tsu86] und [Tsu95] verwiesen. Die Ausführungen sind von großer Bedeutung für die in Kapitel 5 beschriebenen praktischen Umsetzungen realer Systeme.

Es erfolgt die Betrachtung eines Einzelzweiges des in Abbildung 2.1 dargestellten Vielkanal - Empfangssystems. Alle Erläuterungen werden dabei anhand des in Abbildung 2.8 skizzierten Blockschaltbildes geführt, welches die Hintereinanderschaltung des Antennenelementes, des eigentlichen Empfängers, der seinerseits aus einer oder mehreren Stufen der Frequenzkonversion besteht, und des Analog/Digital - Wandlers zeigt. Die eingetragenen Kenngrößen mit dem Index a berücksichtigen Eigenschaften der angeschlossenen Antenne.

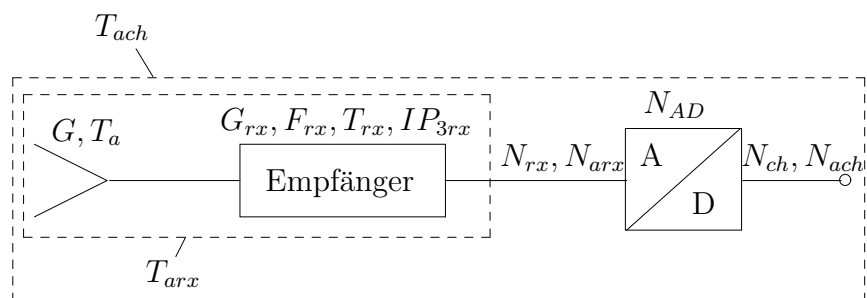


Abbildung 2.8: Bezeichnungen für die einzelne Empfangskette.

Die wichtigsten Eigenschaften einer derartigen Empfängerkette sind das Rauschverhalten, der Gewinn und die unvermeidlich enthaltenen Nichtlinearitäten, sowie daraus abzuleitende Größen wie Empfindlichkeit und Dynamikbereich. Zur Berücksichtigung der nichtlinearen Effekte wird hier für die jeweilig zu betrachtende Komponente die in der Literatur übliche Annahme einer Kennlinie dritter Ordnung mit Zweittonanregung der Form

$$y(x) = k_1 f(x) + k_2 [f(x)]^2 + k_3 [f(x)]^3 \quad \text{und} \quad f(x) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.64)$$

getroffen. Dabei bedeutet k_1 die lineare Verstärkung der betrachteten Komponente. Für $y(x)$ ergeben sich im Ausgangsspektrum die bekannten Mischfrequenzen $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1 + \omega_2$,

$2\omega_2 + \omega_1$, $\omega_1 - \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$, sowie die zweiten und dritten Harmonischen der Eingangssignale. Im Allgemeinen liegen nur die beiden Erstgenannten im oder nahe des Nutzbandes, so dass sie unmöglich herausgefiltert werden können. Unter der Voraussetzung $A_1 = A_2$ besitzen sie die Amplituden $\frac{3}{4}k_3A_1^3$. Werden die Leistungen eines dieser Intermodulationsprodukte 3-ter Ordnung und des gewünschten linearen Ausgangssignals mit der Amplitude k_1A_1 ins Verhältnis gesetzt, so liefert dies den sogenannten Intermodulationsabstand (*Intermodulation Distortion Ratio*)

$$R_{IMR} = \left(\frac{\frac{3}{4}k_3A_1^3}{k_1A_1} \right)^2 = \left(\frac{P_{in}}{IP_3} \right)^2. \quad (2.65)$$

Der Wert der Eingangsleistung $P_{in} = \frac{1}{2}A_1^2$, der am Ausgang der Komponente gerade den fiktiven Fall gleicher Leistungsanteile durch den linearen Term und den Verzerrungen 3. Ordnung hervorrufen würde, entspricht dem in den Datenblättern üblicherweise spezifizierten Intercept-Punkt 3. Ordnung IP_3 (hier bezogen auf den Eingang) und führt somit auf $R_{IMR} = 1$.

Die zu hohen Eingangspegeln vermehrt auftretenden Verzerrungen begrenzen die Signalverarbeitungsmöglichkeiten nach oben. Auf der anderen Seite ergibt sich das minimal detektierbare Signal (MDS) aus der Antennenrauschtemperatur und dem Rauschbeitrag der gesamten Empfängerkette. Aus diesen zwei Randbedingungen lässt sich nun eine mögliche Definition für den Dynamikbereich des Empfängers ableiten. Die sogenannte *Spurious Free Dynamic Range* (SFDR) ist definiert als Verhältnis von minimal detektierbarem Signal und der Signalleistung, welche eine Intermodulationsleistung 3-ter Ordnung (enthalten in einer Frequenzlinie) bewirkt, die gerade gleich der vorliegenden Gesamttrauschleistung $N_f = kT_{rx}\Delta f$ ist [Tsu86].

$$\text{SFDR} = \left(\frac{IP_3}{N_f} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (2.66)$$

Wird die so beschriebene Empfängerkette nun mit einem A/D - Wandler mit b Bits, einem Eingangsspannungsbereich $(-U_{range} \dots +U_{range})$ und der konstanten Stufenbreite $Q = \frac{U_{range}}{2^{(b-1)}}$ verbunden, so sind zusätzlich dessen Eigenschaften zu berücksichtigen. Liegt am Eingang des Wandlers ein Signal mit der Amplitude U_0 überlagert von einem gaußverteilten Rauschen mit der Standard - Abweichung $\sigma_n = \sqrt{N_{rx}}$ vor, so errechnet sich die Wahrscheinlichkeit $p_m(mQ)$ für den Ausgangswert der m -ten Stufe $U_{dig} = mQ$ zu

$$p_m(mQ) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_{(m-\frac{1}{2})Q}^{(m+\frac{1}{2})Q} e^{-\frac{(U-U_0)^2}{2\sigma_n^2}} dx. \quad (2.67)$$

Damit lassen sich auch der mittlere Fehler des digitalisierten Signals zu

$$ae = E\{U_{dig}\} - U_0 = \sum_m mQ p_m - U_0 \quad (2.68)$$

und das resultierende mittlere Fehlerquadrat zu

$$mse = E\{(U_{dig} - U_0)^2\} = \sum_m (mQ - U_0)^2 p_m \quad (2.69)$$

bestimmen¹⁰. Die graphische Darstellung von ae/Q in Abbildung 2.9 zeigt für steigendes Verhältnis von σ_n/Q einen abnehmenden Quantisierungsfehler. Insbesondere ergibt sich für $\sigma_n/Q = 0$, d.h.

¹⁰Der Operator $E\{\cdot\}$ kennzeichnet wie oben die Bildung des Erwartungswertes

es liegt ein rauschfreies Signal vor, die bekannte Sägezahn - Fehlerkurve eines A/D - Wandlers mit Stufencharakteristik. Aus Abbildung 2.10 ist zu entnehmen, dass der mittlere quadratische Fehler durch das Quantisierungsrauschen für $\sigma_n/Q \geq 0.75$ näherungsweise konstant bleibt und sich dem thermischen Rauschen linear überlagert. Dieses wichtige Ergebnis führt auch zur Erkenntnis, dass in einem später noch zu betrachtenden Vielkanalsystem die Quantisierungsfehler in den einzelnen Kanälen als unkorreliert angenommen werden können.

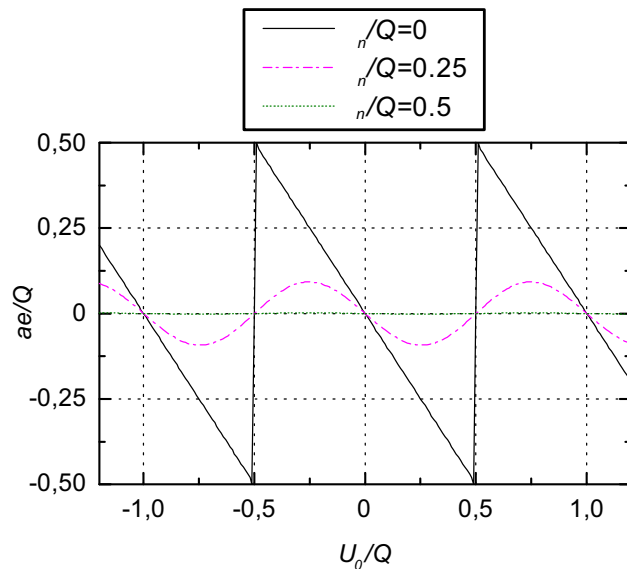


Abbildung 2.9: Mittlerer Quantisierungsfehler.

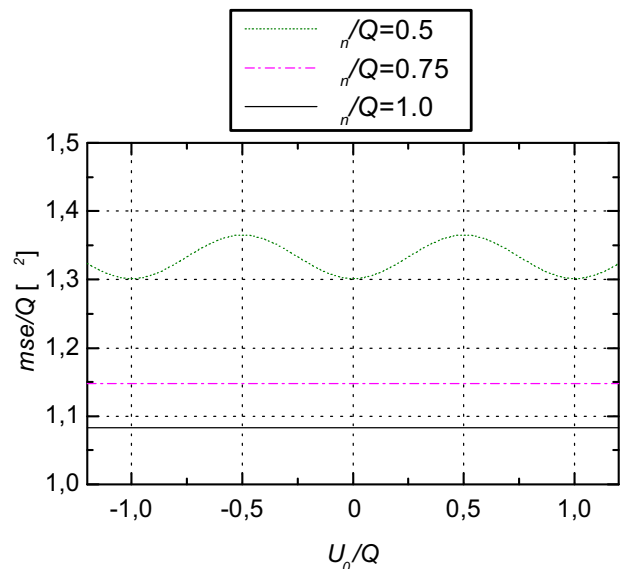


Abbildung 2.10: Mittlerer quadratischer Quantisierungsfehler.

Der Leistungsinhalt des Quantisierungsrauschen errechnet sich aus dem quadratischen Erwartungswert einer über die Stufenbreite Q gleichverteilten Quantisierungsfehlerwahrscheinlichkeit an einem Bezugswiderstand von 1Ω zu

$$N_{AD} = \frac{1}{Q} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2}} x^2 dx = \frac{Q^2}{12} \quad \text{mit} \quad Q = \frac{U_{range}}{2^{(b-1)}}. \quad (2.70)$$

Damit lässt sich basierend auf der IEEE - Standarddefinition eine Rauschzahl der Empfangskette von

$$F_{ch} = \frac{N_{ch}}{G_{rx}N_f} = \frac{N_{rx} + N_{AD}}{G_{rx}N_f} = F_{rx} \left(1 + \frac{N_{AD}}{N_{rx}} \right) \quad (2.71)$$

angeben. Die für ein Empfängerdesign naheliegende Wahl $\sigma_n = \sqrt{N_{rx}} = Q$ hat somit eine Verschlechterung der Kanalrauschzahl von $13/12 \doteq 0.35$ dB zur Folge.

Zur Spezifikation der kompletten Einzelkette sollte nun so vorgegangen werden, dass die maximalen Eingangspegel am Ausgang der Gesamtkette Intermodulationsprodukte 3. Ordnung hervorrufen, die gerade im Rauschen verschwinden (analog der obigen Definition der SFDR). Gleichzeitig ist der Gesamtgewinn G_{rx} des Empfängers so zu wählen, dass das Eingangssignal gerade auf den maximal zulässigen Eingangsspannungswert des A/D - Wandlers verstärkt wird. Dabei muss die am

Empfängerausgang vorliegende Rauschleistung N_{arx} berücksichtigt werden, die den A/D - Wandler in die Sättigung treiben kann. Um zusätzliche nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden ist es somit sinnvoll, eine Reserve zwischen U_{range} und der A/D - Wandler - Eingangsspannung U_0 einzuplanen. Analog der in Gleichung (2.67) berechneten Wahrscheinlichkeit für eine bestimmte Ausgangsstufe lässt sich auch die in Abbildung 2.11 dargestellte Wahrscheinlichkeit für die Überschreitung von U_{range} bestimmen. Als Parameter dient hier der Signal - Rausch - Abstand des am Wandler anliegenden Eingangssignals.

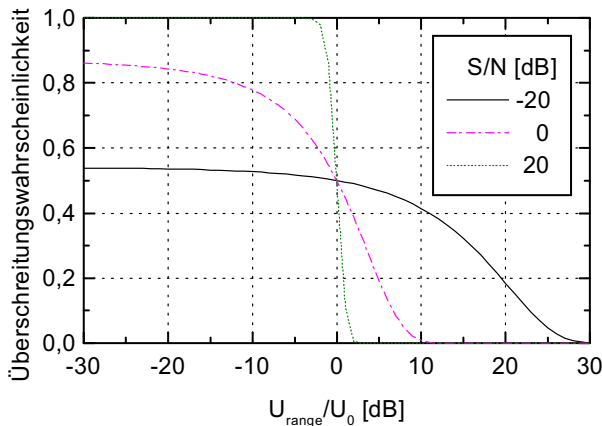


Abbildung 2.11: Wahrscheinlichkeit für die Überschreitung der maximalen Eingangsspannung des A/D - Wandlers für verschiedene Werte des Signal - Rausch - Verhältnis.

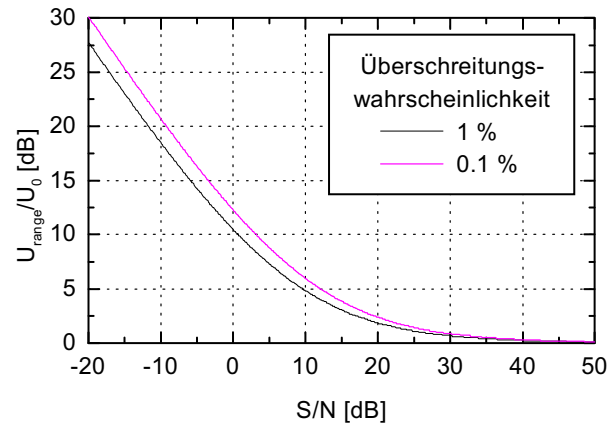


Abbildung 2.12: Erforderliches Verhältnis von Eingangsspannung U_0 und Bereichsspannung U_{range} des A/D - Wandlers zur Einhaltung einer vorgegebenen Überschreitungswahrscheinlichkeit.

Die Abbildung 2.12 zeigt Grenzkurven für die Einhaltung zweier Überschreitungswahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit vom Signal - Rausch - Abstand am Eingang des Wandlers, die als eine Orientierung für eine geeignete Auslegung der A/D-Wandler - Schnittstelle dienen können. Tsui fordert in [Tsu95] als Sicherheit eine Reserve von 3 Standardabweichungen der Rauschleistung zwischen maximaler Eingangsamplitude U_0 und dem Grenzwert des Eingangsspannungsbereichs U_{range} . Eine weitere Auswertung der dargestellten Grenzkurven aus Abbildung 2.12 ergibt, dass für die 1%-Kurve eine Reserve von mehr als 2.3 und für 0.1%-Kurve von mehr als 3.1 Standardabweichungen verbleibt. Zu beachten ist dabei, dass die Ausführungen für ein Einton - CW-Signal gelten.

Eber liefert in [Ebe88] eine Analyse der A/D - Wandler - Schnittstelle, die für das Gesamtsystem maßgebliche Randbedingungen berücksichtigt. Seine Bewertungsgrundlage ist dabei unter anderem ein Rausch - Korrelations - Koeffizient, der ein Maß für die Anpassung zwischen zwei Empfangskanälen darstellt, wenn diese mit identischem Breitbandrauschen gespeist werden. Das gewünschte Ergebnis dieses Experiments ist eine Identität der Ausgangssignale, so dass das zugehörige Differenzsignal vollständig verschwindet. Liegt im Sichtbereich der Antenne ein Rausch - Störsignal vor, so wird die oben definierte, maximale Wandler - Eingangsspannung U_{range} stets in einem Maße überschritten, die von der mittleren Störleistung abhängig ist. Dadurch kommt es zu Sättigungseffekten des Wandlers, die eine vollständige Unterdrückung des Störers durch eine Nullstellensteuerung im Summendiagramm verhindern. Zur Vermeidung dieses Problems fordert Eber im Gegensatz zu den oben dargestellten Kurven basierend auf einer Berechnung eine Reserve von 15 dB zwischen U_{range}

und der Standardabweichung des Störers, die bei dieser Anwendung das U_0 repräsentiert.

Aus den Ausführungen wird deutlich, dass der aus der Bitzahl b errechenbare Dynamikbereich

$$DR_{AD} = \frac{P_{range}}{\sigma_n^2} = \frac{2^{2(b-1)}}{\sigma_n/Q} \quad (2.72)$$

des A/D - Wandlers je nach Anwendungsziel merklich eingeschränkt genutzt werden muss. Weitere Beschränkungen ergeben sich ferner durch die Amplitudendifferenzen der verschiedenen Kanäle, die in der Praxis auch bei sorgfältigem Design leicht einige dB betragen können. Bei einer Auswertung der Signale, die die Gesamtheit aller Kanäle berücksichtigt, liegt der tatsächlich nutzbare Dynamikbereich des Gesamtsystems nämlich innerhalb der Leistungsgrenzen, die von allen Kanälen beherrscht werden. Dies wird in Kapitel 5 deutlich werden.

Basierend auf der vorangegangenen Diskussion kann nun unter Berücksichtigung von DR_{AD} der für einen vorgegebenen Eingangspegel erforderliche Intercept - Punkt des Empfängers in Verbindung mit seiner Gesamtverstärkung bestimmt werden, was deutlich aufwändiger als die Abschätzung unter Verwendung von Gleichung (2.66) ist. Ferner kann mit der System - Rauschtemperatur T_{arx} das für Empfangsanordnungen häufig verwendete Verhältnis von Antennengewinn zu Rauschtemperatur angegeben werden.

Kapitel 3

Evaluation verschiedener Fehlerquellen in Antennensystemen

Die Ausführungen im vorangegangenen Kapitel haben die Komplexität aktiver Antennensysteme verdeutlicht. Bereits die dort dargestellten sehr groben Systembeschreibungen auf Blockschaltbildebene lassen die Vielzahl möglicher Fehlereinflüsse im System erahnen, einige von diesen wurden bereits angesprochen. Fehlerquellen der unterschiedlichsten Art und deren Auswirkungen sollen in diesem Kapitel beschrieben werden. Die Ausführungen beziehen sich, soweit das erforderlich ist, auf eine lineare Antennenkonfiguration mit 8 Elementen und auf eine planare Antennenanordnung mit 5×5 Elementen, die beide auch praktisch untersucht wurden. An die Beschreibung dieser beiden Gruppenanordnungen schließt sich eine grundlegende Klassifizierung möglicher Nichtidealitäten im Antennensystem an. Ausgesuchte Fehlerquellen werden dann detaillierter erläutert, um durch wesentliche Eigenschaften von beteiligten Systemkomponenten bedingte Leistungsgrenzen für Antennensystem und Strahlformung aufzuzeigen. Bei einfachen Amplituden- und Phasenfehlern wird sich herausstellen, dass die gängigen, auf statistischen Abschätzungen basierenden Literaturergebnisse nur bedingte Exaktheit besitzen.

3.1 Zwei Antennengruppen

3.1.1 Lineare Antennengruppe mit 8 Elementen

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit näher untersuchte lineare Gruppenanordnung mit 8 Antennenelementen ist in Abbildung 3.1 skizziert. Die Einzelstrahler sind dabei als aperturgekoppelte, doppelstöckige Streifenleitungsantennen für lineare Polarisation ausgeführt. Bei der im Folgenden stets vorausgesetzten Arbeitsfrequenz von 12.7 GHz beträgt der Elementabstand $d_x = 0.56\lambda$. Auf weitere praktische Details zu dem verwendeten Strahlertyp wird in Kapitel 5.2 eingegangen.

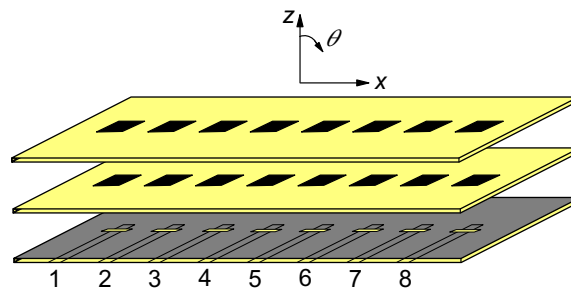


Abbildung 3.1: Explosionsskizze der linearen Antennengruppe mit 8 Elementen.

3.1.2 Planare Antennengruppe mit 25 Elementen

Bei der Antennengruppe mit 25 Elementen handelt es sich um eine planare Anordnung von 5×5 Strahlern, die als aperturgekoppelte, einstöckige Streifenleitungsantennen ausgeführt und in Abbildung 3.2 dargestellt sind. Die Anregung der eigentlichen Patche erfolgt dabei jeweils über zwei orthogonale Schlitze, die mittels eines Hybrids in Triplate - Leitungstechnik mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 90° gespeist werden. So ergibt sich ein für den Empfangsfall rechtszirkular polarisiertes Antennenelement. Bei der Arbeitsmittelfrequenz von 1.62 GHz beträgt der Elementabstand in der Gruppe $d_x = d_y = 0.5\lambda$. Gruppenanordnung, Elementnummerierung und Koordinatendefinition sind der Abbildung 3.3 zu entnehmen. Weitere Details zu dieser Anordnung sind in Kapitel 5.3 zu finden, für eine detaillierte praktische Beschreibung dieser Antenne wird auf [Kue00a] verwiesen.

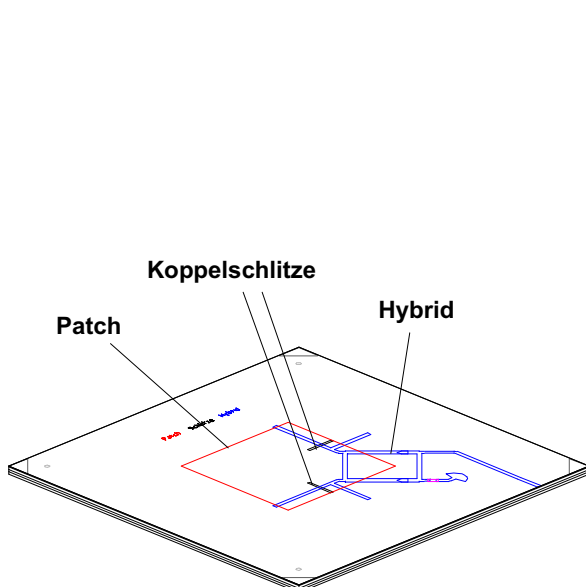


Abbildung 3.2: Einzelstrahler der planaren Antennengruppe. Transparenzansicht von unten ohne unterste Substratlage.

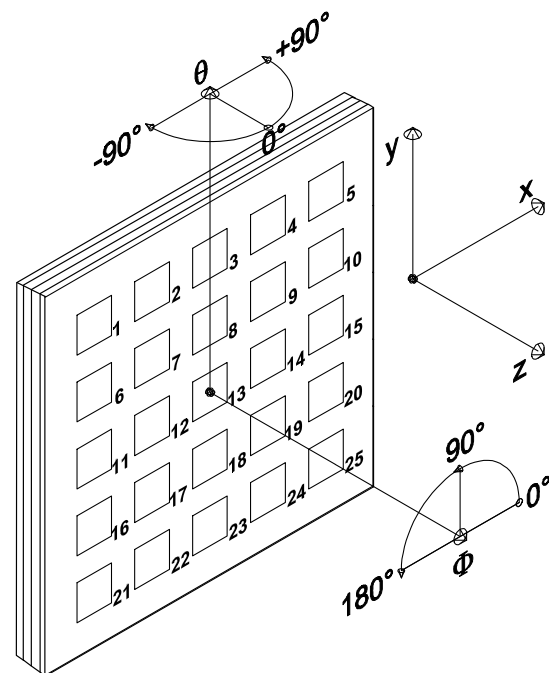


Abbildung 3.3: Skizze der planaren Antennengruppe mit Koordinatendefinitionen und Elementnummerierung.

3.2 Klassifizierung der Fehlerquellen

Grundsätzlich können die in einem aktiven Antennensystem mit digitaler Strahlformung auftretenden Fehler auf verschiedenste Arten klassifiziert werden. Für eine erste Übersicht erfolgt hier zunächst eine Aufzählung der möglichen Fehler in den einzelnen Systemteilen Antennengruppe, Empfangssystem, A/D - Wandler - Schnittstelle und Signal - Prozessor.

1. Antennengruppe
 - (a) Gegenseitige Verkopplung der Antennenelemente
 - (b) Fehlanpassung im Speisepunkt der Einzelstrahler
 - (c) Fehler in der Elementanordnung (lateraler Abstand, Elementrotation um eine Achse parallel zur Gruppennormalen, Verkipfung eines Elements gegen die Gruppennormale)
 - (d) Nahfeldstreuungen an der Antennenstruktur
2. Empfangssystem
 - (a) Amplituden- und Phasenripple der Einzelkanäle im Durchlassbereich (durch Bauteiltoleranzen, Filter - Mittenfrequenz - Abweichungen, usw.)
 - (b) Endliche Spiegelfrequenzunterdrückung bei der Frequenzkonversion
 - (c) Nichtlineare Fehler (Intermodulation, Kompression)
 - (d) Rauschen
 - (e) Stabilität der Systemkomponenten bei Schwankungen der Versorgungsspannung
 - (f) Temperaturstabilität
 - (g) Bei Basisband - Abtastung: DC - Offsets und fehlerhafte Gewinn- und Phasenbalance der I/Q - Kanäle
 - (h) LO - Generatoren: Kurzzeitstabilität (Phasenrauschen) und Drift
3. A/D - Wandler - Schnittstelle bzw. Sample and Hold Stufe
 - (a) Quantisierungsrauschen
 - (b) Aperture Jitter
 - (c) Interchannel - Skew
 - (d) Voltage Droop (Haltedrift)
 - (e) Offset - Fehler
 - (f) Temperaturstabilität
 - (g) Differentielle Nichtlinearität
 - (h) Sättigungseffekte
4. Signal - Prozessor / Digitaler Strahlformer
 - (a) Quantisierung bei Rechenoperationen und Gewichtungsfaktoren
 - (b) Endliche Rechengenauigkeit

Für die weiteren Inhalte der vorliegenden Arbeit ist nun eine Unterscheidung nach linearen und nichtlinearen Fehlern sowie dynamischen und statischen Fehlern sinnvoll.

Aufgrund der sehr schwierig handhabbaren Konsequenzen nichtlinearer Fehler wird man wie auch in vielen anderen Bereichen versuchen, diese durch ein geeignetes System- und Komponentendesign weitestgehend zu vermeiden. Dies gilt sinngemäß auch für die Rauscheigenschaften. Dafür sind unter anderem die Ausführungen in Abschnitt 2.5 zu beachten. Verschiedene Auswirkungen nichtlinearer Fehler sollen an dieser Stelle daher auch nicht betrachtet werden. Eine Ausnahme stellen die Temperatur- und Spannungsstabilität der Komponenten dar, die auf sehr komplizierte nichtlineare Effekte zurückzuführen sind. Diese werden weiter unten mit Hilfe eines linearen Modells als zeitabhängige Änderung der linearen Eigenschaften berücksichtigt und zu bestimmten Zeitpunkten korrigiert werden. Literaturbeispiele für den Einfluss nichtlinearer Fehler auf die Eigenschaften eines Antennensystems sind [Mat86] und [Lit96]. Erwähnenswert ist in diesem Zusammenhang die häufiger angewandte und leicht einzusehende Forderung, dass alle unerwünschten Produkte der nichtlinearen Komponenten sowie auch der Einfluss von Spiegelfrequenzbändern in den Mischstufen unterhalb des mit dem Gesamtsystem zu erzielenden Nebenkeulenniveaus liegen sollten [Pet92]. Dabei sind auch die möglichen Fehler eines im Falle der Basis - Abtastung vorhandenen IQ - Mischers zu beachten. Bei Nichteinhaltung der erforderlichen Amplitudenbalance und der 90° Phasendifferenz zwischen den beiden Kanälen ergeben sich nämlich merkliche Amplituden- und Phasenfehler durch eine entstehende Spiegelfrequenz sowie einen unerwünschten Gleichanteil im komplexen Ausgangssignal [Tsu95]. Da diese Fehler nur mit größerem Aufwand zu eliminieren sind, ist eine ZF - Abtastung unter dem Gesichtspunkt einer möglichst hohen Präzision die bessere Variante.

Eber diskutiert in [Ebe88] insbesondere die Auswirkungen verschiedener der aufgezählten nicht idealen Eigenschaften der A/D - Wandler - Schnittstelle. Dabei stellt sich heraus, dass die mit diesen Eigenschaften verbundenen Fehler normalerweise vernachlässigbar gegenüber den in Abschnitt 2.5 erläuterten Restfehlern durch die Quantisierung sind. Die aufgelisteten Fehlerursachen im Signalprozessor werden ebenfalls nicht weiter behandelt, da in der vorliegenden Arbeit der digitale Strahlformer in einem PC umgesetzt wurde, der für Strahlformung und Richtungsschätzung vernachlässigbare Fehler aufweist.

Nach dieser sehr knappen Diskussion bleiben in der obigen Auflistung als zu betrachtende Fehler zum Ersten alle der Antennengruppe zugeordneten Einflüsse übrig. Mit Ausnahme der Nahfeldstreuungen können diese mit Hilfe der in Kapitel 2 dargestellten Theorie näherungsweise beschrieben werden. Zum Zweiten liegen durch unterschiedliche Effekte hervorgerufene, frequenzabhängige Amplituden- und Phasendifferenzen der Einzelkanäle vor. Beide Fehlerarten werden im nächsten Abschnitt detaillierter behandelt und sind zumindestens näherungsweise korrigierbar.

3.3 Einfluss ausgewählter Fehlerquellen

3.3.1 Amplituden- und Phasenfehler der Kanalübertragungsfunktionen

Viele der oben genannten Fehlerquellen lassen sich auf Amplituden- und Phasenfehler in den Kanalübertragungsfunktionen der einzelnen Systemzweige zurückführen. In Verbindung mit den Ausführungen aus Kapitel 2 kann eine mathematische Beschreibung dieser Fehler durch Multiplikation der in Gleichung (2.40) definierten Kopplungsmatrix mit einer Diagonalmatrix erfolgen, die in der Hauptdiagonalen die komplexen Übertragungskoeffizienten der Einzelkanäle enthält. Alternativ wird hier vorausgesetzt, dass die Kopplungsmatrix selbst bereits diese Fehlerkoeffizienten enthält, so dass keine Unterscheidung zwischen Amplituden- bzw. Phasenfehlern und Verkopplungsfehlern im mathematischen Modell erforderlich ist.

Durch Amplituden- und Phasenfehler der Einzelzweige kann eine Strahlformung, die eine starke Nebenkeulenabsenkung als Ziel hat, unter Umständen eine nur moderate oder gar völlig unzulängliche Summendiagrammform produzieren. Sind diese Fehler auf Bauteiltoleranzen zurückzuführen, so ist es normalerweise möglich, diese als zufällig und somit unkorreliert anzunehmen. Bei systematischen Fehlern ergeben sich Störungen für die einzelnen Systemzweige, die untereinander stark korreliert sind. Dies kann z.B. durch ein Leistungsteilernetzwerk hervorgerufen werden, welches an seinen Ausgängen einen ungewollten Phasengang produziert. Offensichtlich können solche Effekte in sehr starken Diagrammstörungen resultieren. Bei Betrachtungen zu Anregungsfehlern in Gruppenantennen wird daher häufig vorausgesetzt, dass vom Entwickler alle korrelierten Fehler korrigiert wurden. Die dann verbleibenden zufälligen Fehler können mit Mitteln der Statistik evaluiert werden. Verschiedene auf diesem Ansatz beruhende Berechnungen für resultierende mittlere und maximale Niveaus von Nebenkeulen, Gewinnverlust und Schielen der Hauptkeule sind in [Bro91] und [Mai94] zusammengefasst. Deterministische Aussagen zu den tatsächlichen Auswirkungen von Fehlern sind aufgrund der Vielfältigkeit des Problems nicht möglich.

Sehr häufig erfolgt die auf Ruze [Ruz52] zurückgehende Abschätzung eines mittleren Nebenkeulenniveaus gemäß

$$\overline{\text{SLL}} = \frac{\overline{\Delta^2} + \overline{\Phi^2}}{M\eta_T} \quad \text{mit} \quad \eta_T = \frac{|\sum a_m|^2}{M \sum |a_m|^2}, \quad (3.1)$$

die eine Näherung für kleine Fehler ist. Dabei bedeutet $\overline{\Delta^2}$ bzw. $\overline{\Phi^2}$ die Varianz der Amplituden- bzw. Phasenfehler, für die eine Gaußverteilung vorausgesetzt wird; η_T ist die sogenannte Taper Effizienz, die den Einfluss einer Amplitudengewichtung berücksichtigt. Der so berechenbare Wert gibt ein Mittel über ein Ensemble von fehlerbehafteten Gruppen an und ist vom Elementabstand unabhängig, jedoch umgekehrt proportional zur Elementzahl M . Große Arrays sind somit deutlich weniger störanfällig als kleine Anordnungen. Problematisch bei der Interpretation des mit der Gleichung (3.1) bestimmten Mittelwertes ist, dass $\overline{\text{SLL}}$ ausser bei extrem kleinen Werten von $\overline{\Delta^2}$ und $\overline{\Phi^2}$ natürlich so gut wie immer bei einigen Winkeln deutlich überschritten wird. Wesentlich interessanter ist daher eine Abschätzung der maximalen Nebenkeulen (*Peak Sidelobes*). Hsiao berechnet in [Hsi85] Konturen konstanter Überschreitungswahrscheinlichkeit für bestimmte Niveaus der Nebenkeulen. Ein im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführter Vergleich mit der bereits in [Kue95] vom Autor vorgeschlagenen Monte-Carlo - Simulation zur Evaluation von Fehlereffekten, ergab allerdings eine schlechte Übereinstimmung der Ergebnisse. Abbildung 3.4 zeigt das bei

einer Monte-Carlo - Analyse mit 500.000 Versuchen erreichte mittlere Niveau der Nebenkeulen und die Maximalwerte über dem Raumwinkel. Bei jedem Versuch wurde dabei ein Satz von Amplitudenfehlern mit $\sqrt{\Delta^2} = 0.3\text{dB}$ und Phasenfehlern mit $\sqrt{\Phi^2} = 3^\circ$ (es wurde ebenfalls eine Gauß - Verteilung vorausgesetzt) errechnet und damit der gewünschte Gewichtungsvektor nach Tschebyscheff für -35 dB Nebenkeulen gestört. Der mit Gleichung (3.1) berechnete Wert von -32 dB für den mittleren Pegel besitzt eine gute Übereinstimmung mit dem erzielten Ergebnis. Es ist jedoch für die Realität zu beachten, dass der Einfluss der Einzelcharakteristiken eine weitere Absenkung der Pegel bewirkt. Die mit Punkten gekennzeichnete Kurve in Abbildung 3.4 zeigt diesen Effekt für die Peak - Werte; deutlich ist ein nahezu getreues Abbild des Einzeldiagramms zu erkennen (vgl. Abbildung 3.7).

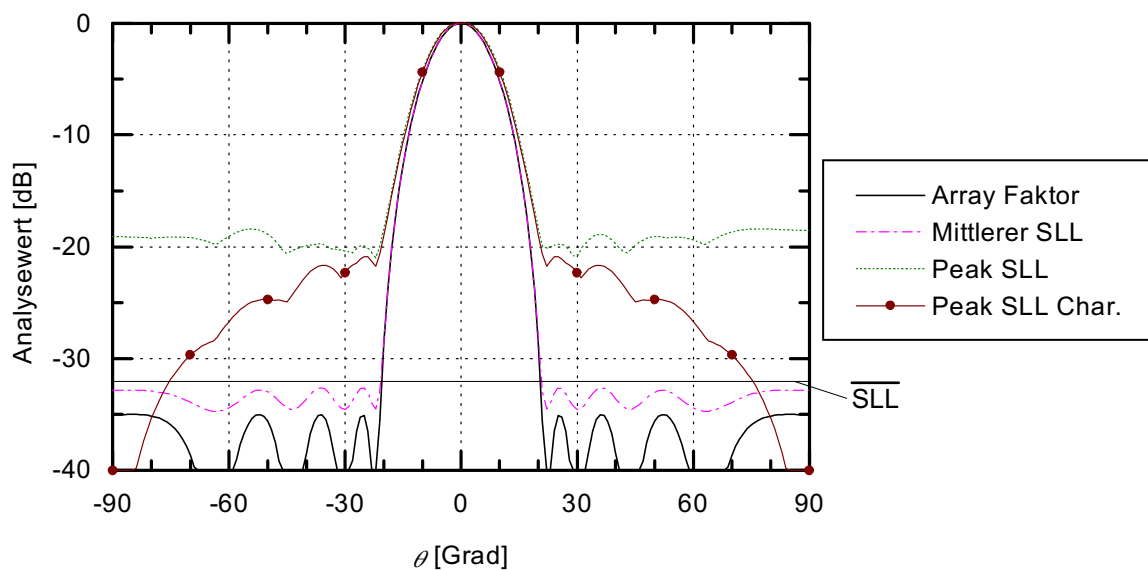


Abbildung 3.4: Mittlere und maximale Pegel der Nebenkeulen für die 8-Element - Linie bei Vorliegen von Amplituden- und Phasenfehlern der Einzelkanäle. Monte-Carlo - Analyse mit $\sqrt{\Delta^2} = 0.3\text{dB}$ und $\sqrt{\Phi^2} = 3^\circ$ und Vergleich zu Gleichung (3.1).

Die Abbildung 3.5 gibt die Wahrscheinlichkeit für die Überschreitung eines Nebenkeulenniveaus in dem Bereich zwischen den Grenzkurven aus Abbildung 3.4 für Winkel größer als 25° bzw. 30° an. Beispielsweise ergibt sich eine Wahrscheinlichkeit von etwa 11% dafür, dass ein Pegel von -25dB im Winkelbereich jenseits von $\pm 25^\circ$ überschritten wird, bei Berücksichtigung der Einzelcharakteristiken nur eine Wahrscheinlichkeit von etwa 1%. Dagegen liefert die oben angesprochene Analyse nach Hsiao [Hsi85] einen Wert von ca. 3.5%. Zusammenfassend lässt sich somit festhalten, dass die aus der Literatur zitierten Techniken für eine grobe Näherung verwendet werden können. Für etwas detailliertere Aussagen sollte jedoch eine genauere Analyse erfolgen. Auf mögliche Unzuverlässigkeiten der bekannten statistischen Fehleranalyse - Verfahren wird auch in [Aum94] hingewiesen. Dort erfolgt eine Abschätzung des Nebenkeulenniveaus anhand einer Eigenwert - Analyse der Array - Kovarianzmatrix, um die Überlagerung von Kanalungleichheiten und Verkopplungseffekten zu berücksichtigen.

Auch zur Beurteilung der Robustheit des im letzten Kapitel beschriebenen MUSIC-Algorithmus wurde eine Monte-Carlo - Analyse mit den bereits oben verwendeten Fehlergrößen durchgeführt. Dabei stellte sich heraus, dass das Verfahren nur bei etwa 5% der Versuche in der Lage war, die

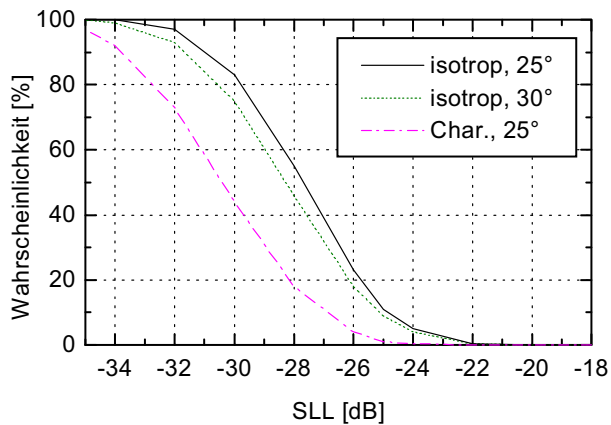


Abbildung 3.5: Überschreitungs - Wahrscheinlichkeit in Abhängigkeit vom Nebenkeulenniveau für isotrope Einzelstrahler und bei Berücksichtigung der Einzelcharakteristik.

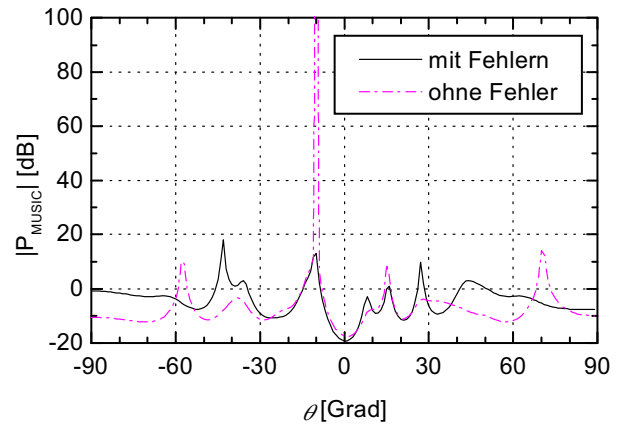


Abbildung 3.6: Betrag des MUSIC-Spektrums für die 8-Element - Linie bei Vorliegen von Amplituden- und Phasenfehlern.

Beispielquelle beim Winkel -10° exakt zu detektieren. Die über alle Versuche gemittelte Quellenrichtung betrug -9.4° , in 10% der Fälle versagte der Algorithmus mit Winkel Fehlern von mehr als 10° völlig. Abbildung 3.6 zeigt exemplarisch einen dieser Fehlversuche. Damit ist offensichtlich, dass die Richtungserschätzung empfindlicher auf Fehler im Antennensystem reagiert, als die konventionelle Strahlformung, die auch bei Vorliegen der untersuchten Störungen zumindest immer ein noch akzeptables Ergebnis liefert.

3.3.2 Verkopplung in der Antennengruppe

Lineare Antennengruppe mit 8 Elementen. Die in Abschnitt 2.2.5 ausführlich beschriebene Verkopplung in einer Antennengruppe bewirkt eine Deformation der Charakteristiken der Einzelstrahler der Gruppe, so dass sich ein winkelabhängiger Fehler der Amplituden und Phasen der Ausgangssignale der Antennenelemente ergibt. Zur Untersuchung dieser Effekte wurden die lineare Gruppe mit 8 Elementen vollständig mit Hilfe des Feldsimulators Momentum von Agilent Technologies modelliert und simuliert und alle aktiven Einzeldiagramme berechnet. Das erhaltene Ergebnis ist in Abbildung 3.7 im Vergleich zur isolierten Charakteristik für die Schnittebene $\phi = 0^\circ$ dargestellt.

Es liegt eine leichte aber deutliche Deformation der Einzelcharakteristiken vor, der tatsächliche Unterschied zwischen den verschiedenen Charakteristiken ist allerdings sehr gering. Daher ergibt sich in diesem Beispiel auch nur ein sehr unwesentlicher Einfluss dieser Fehler bei einer Strahlformung für niedrige Nebenkeulen. Dies illustriert die Abbildung 3.8. Die Einhaltung des dort angestrebten Nebenkeulenniveaus von -35 dB ist auch trotz Verkopplung noch über einen sehr großen Winkelbereich gewährleistet. Diese Eigenschaft ist neben der im vorliegenden Fall relativ geringen Diagrammstörungen durch die Verkopplung auch in der geringen Größe des Arrays begründet. Die durch die kleine Gesamtapertur bedingte sehr breite Hauptkeule, die durch die Amplituden - Taperung zur Nebenkeulenabsenkung noch verbreitert wird, überdeckt die Verkopplungseinflüsse für kleine Ablagewinkel von der Hauptstrahlrichtung. Bei größeren Winkeln ist für die Einzeldiagramme

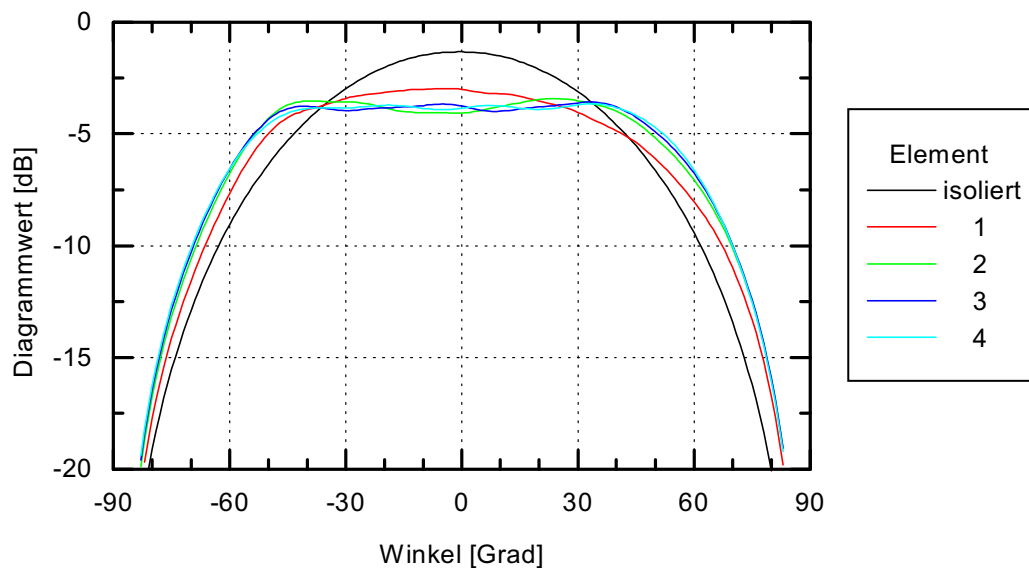


Abbildung 3.7: Aktive Einzeldiagramme der simulierten 8-Element - Gruppe im Vergleich zum Diagramm des isolierten Einzelstrahlers.

der Gruppenelemente bereits ein deutlicher Amplitudenabfall zu verzeichnen, der das Nebenkeulenniveau auch bei überlagerten Störungen problemlos unter dem angestrebten Level hält. Somit sind bezüglich eines niedrigen Nebenkeulenniveaus bei sehr geringen Verkopplungsfehlern eher bei sehr großen Arrays Probleme zu erwarten, weil bei diesen durch die resultierenden sehr schmalen Hauptkeulen die ersten Nebenkeulen bereits ebenfalls bei sehr kleinen Ablagewinkeln auftauchen - genau dort, wo die Einzelcharakteristiken der Gruppenelemente noch nahezu ihren Maximalwert besitzen und Unterschiede der Diagramme sehr störend werden. Obwohl im gewählten Beispiel zusätzlich eine Strahlschwengung nach -30° vorliegt, gilt die geführte Argumentation fast ohne Einschränkung, weil gemäß Abbildung 3.7 bei Winkeln um $\theta = 0^\circ$ nahezu identische Werte der Einzelcharakteristiken vorliegen (dies gilt auch für die nicht dargestellten Phasencharakteristiken, die ebenfalls einen wichtigen Einfluss besitzen). Die Abbildung 3.8 zeigt ausserdem den idealen Array - Faktor. Im Vergleich zu den beiden Summendiagrammen ist zu erkennen, wie der bei großen positiven θ -Winkeln auftauchende Grating Lobe durch die Charakteristiken der Einzelstrahler unterdrückt wird. Alle dargestellten Diagramme sind auf ihren Maximalwert normiert, zeigen also gegenüber dem Array - Faktor nicht den durch den Amplitudenabfall der Einzelelemente hervorgerufenen Gewinnabfall in Abhängigkeit vom Schwenkwinkel.

Die Abbildungen 3.9 und 3.10 stellen eine zusätzliche Störerunterdrückung für die Winkel $\theta = -5^\circ$ und $\theta = 30^\circ$ dar. Dabei ist zu erkennen, dass die Verkopplung einen wesentlichen Einfluss auf die Nullstellensteuerung besitzt. Nullstellenposition und -tiefe werden bei Vorliegen von Verkopplungsfehlern nicht mehr erreicht. Der Vergleich der beiden Abbildungen veranschaulicht die schon in Kapitel 2.4.2 erläuterte Abhängigkeit der erzielten Nullstellentiefe vom Interferenz - Rausch - Verhältnis. Die Ausbildung der Nullstelle nah bei der Hauptkeule bewirkt eine Verschlechterung des Nebenkeulenniveaus. In diesem Zusammenhang ist es außerdem wichtig zu bemerken, dass mit der Theorie aus Kapitel 2.4.2 offensichtlich zwar eine Unterdrückung eines Störsignals um mehrere Zehnerpotenzen möglich ist. Wie stark dieses Störsignal jedoch in Relation zum üblichen Empfangspegel tatsächlich sein darf, hängt natürlich vom Dynamikbereich der einzelnen Empfängerzweige ab.

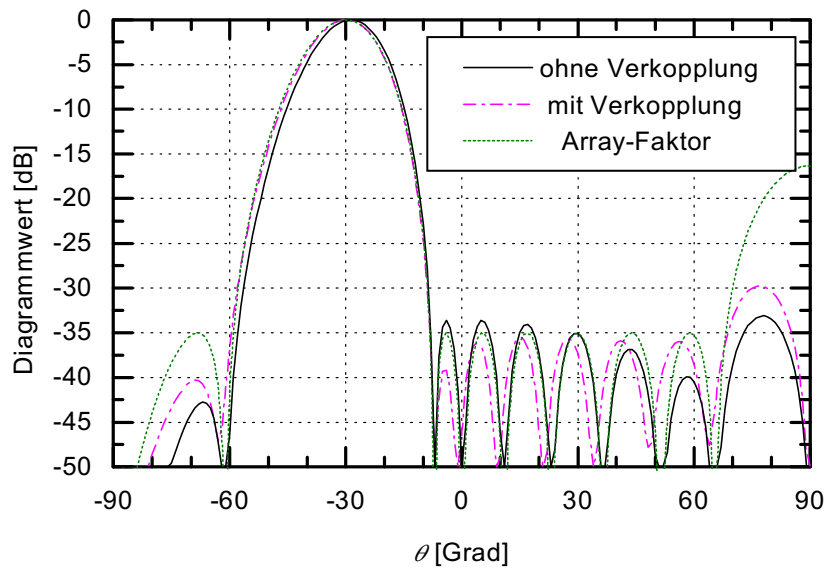


Abbildung 3.8: Einfluss der Verkopplung auf das Array - Summendiagramm der simulierten 8-Element - Gruppe bei 35 dB - Tschebyscheff - Belegung und Strahlschwenkung nach $\theta = -30^\circ$ und zugehöriger Array - Faktor.

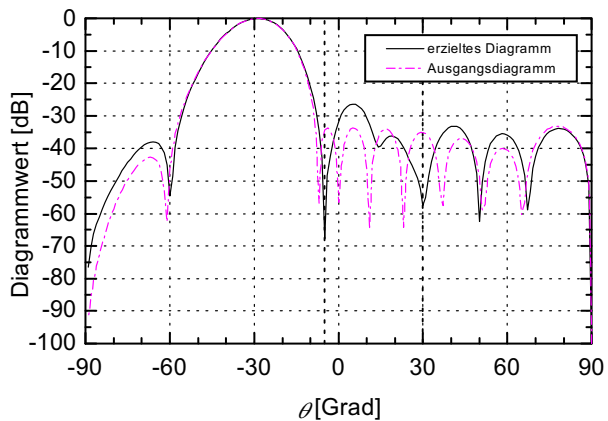


Abbildung 3.9: Array - Summendiagramme für 35 dB - Tschebyscheff - Belegung und Strahlschwenkung nach $\theta = -30^\circ$ mit und ohne Störunterdrückung bei $\theta = -5^\circ$ und $\theta = 30^\circ$; INR = 10 dB.

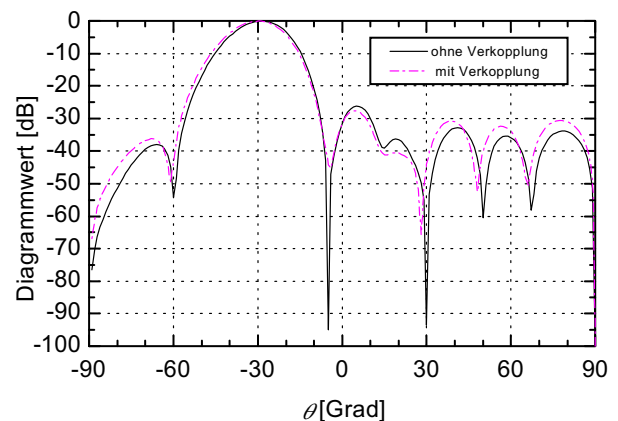


Abbildung 3.10: Array - Summendiagramme für 35 dB - Tschebyscheff - Belegung und Strahlschwenkung nach $\theta = -30^\circ$ mit Störunterdrückung bei $\theta = -5^\circ$ und $\theta = 30^\circ$ mit und ohne Verkopplungsfehler; INR = 50 dB.

Der Einfluss der Verkopplung auf das in Abschnitt 2.4.3 beschriebene Verfahren zur Richtungs-schätzung ist in den Abbildungen 3.11 und 3.12 dokumentiert. Bereits bei den oben erläuterten, relativ geringen Verkopplungsfehlern bei der Antennengruppe mit 8 Elementen ergibt sich ein nur schwer interpretierbares MUSIC-Spektrum. Wird dagegen die Verkopplung während der Anwendung des Verfahrens mit Hilfe der aus Kapitel 2 bekannten einmodigen Näherung berücksichtigt, so kann die Quelle richtig detektiert werden. Diese Berücksichtigung ist das zentrale Thema der folgenden Kapitel dieser Arbeit und stellt bereits eine Kalibrierung dar. Im Vergleich zu den Ergebnissen in Abbildung 3.11 liefern idealisierte Randbedingungen, d.h. unverkoppelte, isotrope Einzelstrahler, eine Singularität im Amplitudenspektrum. Dieses optimale Ergebnis kann auch erzielt werden, wenn für die Auswertung der Gleichung (2.63) die aktiven Einzelcharakteristiken zur Anwendung

kommen, also $\mathbf{v}(u, v)$ durch $\mathbf{v}_e(u, v)$ ersetzt wird. Eine derartige genaue Kenntnis und Anwendung des Array Manifolds stellt eine ideale Kalibrierung der Antennenanordnung dar.

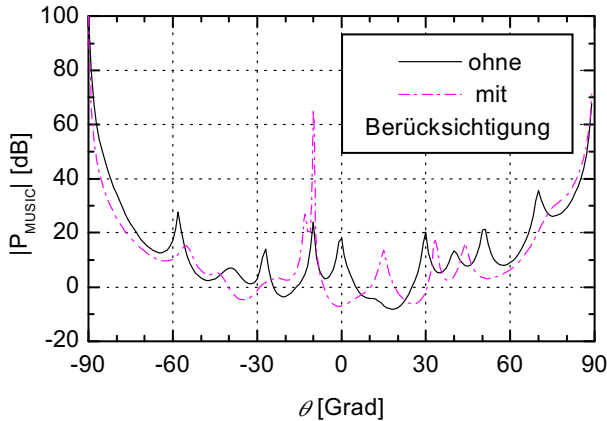


Abbildung 3.11: Betrag des MUSIC-Spektrums für die 8-Element-Gruppe bei Vorliegen von Verkopplung und dessen Berücksichtigung mit dem einmodigen Verkopplungsmodell. Quelle bei -10° .

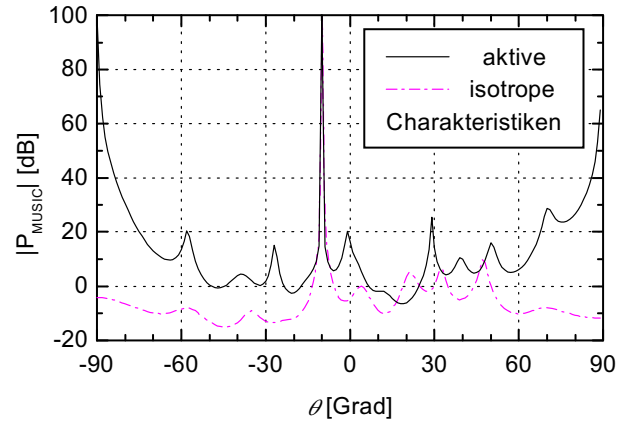


Abbildung 3.12: Betrag des MUSIC-Spektrums für die 8-Element-Gruppe bei Anwendung eines als bekannt vorausgesetzten Array Manifolds und für den Idealfall unverkoppelter, isotroper Einzelstrahler. Quelle bei -10° .

Planare Antennengruppe mit 25 Elementen. Auch die vollständige Modellierung und Simulation des planaren Arrays mit 5×5 Elementen wurde durchgeführt. Diese sehr aufwändige und ressourcenintensive numerische Berechnung gelang auf einer HP-Workstation mit 4 GByte RAM. Die Abbildungen 3.14, 3.15 und 3.16 zeigen exemplarisch die berechneten aktiven Charakteristiken für unterschiedliche ϕ -Schnitte der Gruppenelemente 1, 7 und 13. Die entstehenden Diagrammdegradationen und auch die Unterschiede zwischen den Einzelelementen sind deutlich zu erkennen. Auch die in Abbildung 3.13 für die isolierte Einzelcharakteristik des verwendeten Antennenelements zu erkennende Rotationssymmetrie zur Hauptstrahlrichtung ist stark beeinträchtigt. Auf eine Präsentation verschiedener Ergebnisse für Strahlformung, Störerunterdrückung und Richtungsschätzung unter Berücksichtigung der aktiven Einzelcharakteristiken soll hier verzichtet werden. Es liegen bei dieser Antennenanordnung qualitativ die selben Degradationen dieser Verfahren wie bei der 8-Element-Linie vor.

Weitere Arbeiten. Der Einfluss der Verkopplung auf die Leistungsfähigkeit von adaptiven Algorithmen zur Strahlformung wird in [Gup83] am Beispiel von Halbwellen-Dipolen untersucht. Dabei wird das in Abschnitt 2.2.5.4 Verkopplungsmodell zugrunde gelegt und eine analytische Lösung für das maximal erzielbare Signal-Rausch-Verhältnis berechnet. Es zeigt sich eine deutliche Beeinträchtigung. Darüber hinaus erfolgt auch eine Eigenwert-Analyse der Array-Kovarianzmatrix bei Vorliegen der Verkopplung, wobei sich eine signifikante Abhängigkeit der Eigenwertverteilung von der Verkopplung herausstellt. Diese Eigenwertverteilung ist wiederum entscheidend für das Konvergenzverhalten von adaptiven Algorithmen. Eine weitere Arbeit zu diesen Themen ist in [Adv00] und [Adv97] dokumentiert. Dort wird eine Gruppe aus Dipolen mit der Momenten-Methode berechnet. Die Lösung für die Torspannungen der einzelnen Antennenelemente kann mit einer dort

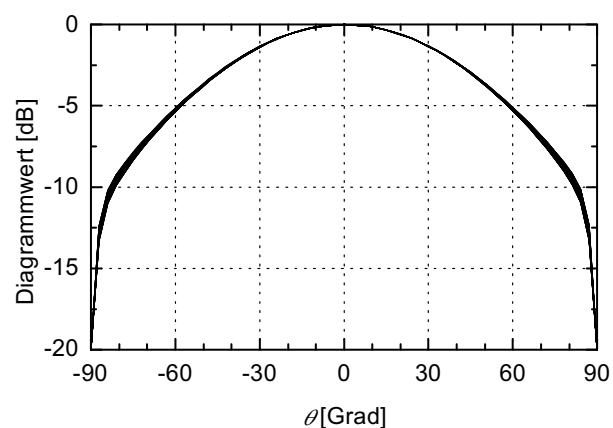


Abbildung 3.13: Isolierte Einzelcharakteristik des Strahlers der 25-Element - Gruppe für rechtszirkulare Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen, ϕ -Schrittweite 6° .

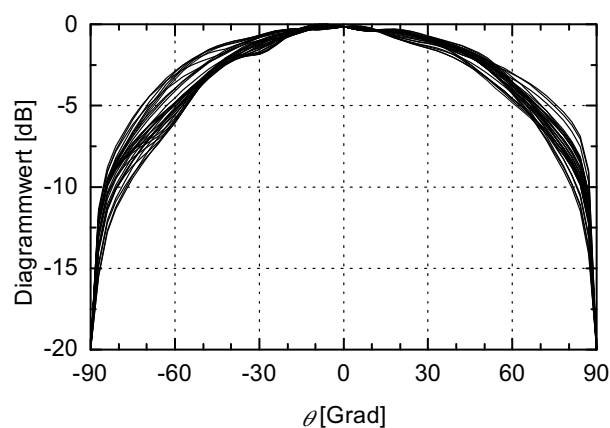


Abbildung 3.14: Aktive Einzelcharakteristik von Element 1 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkulare Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen, ϕ -Schrittweite 6° .

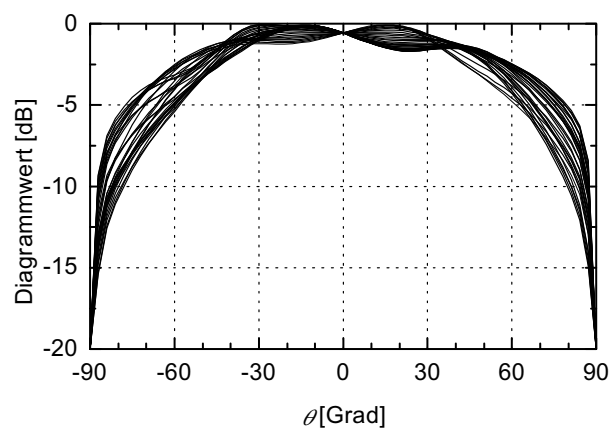


Abbildung 3.15: Aktive Einzelcharakteristik von Element 7 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkulare Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen, ϕ -Schrittweite 6° .

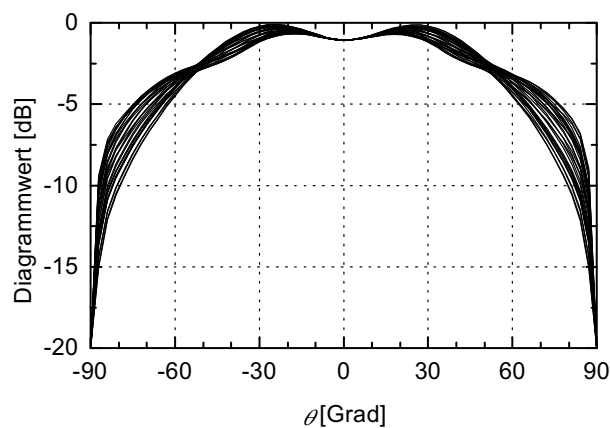


Abbildung 3.16: Aktive Einzelcharakteristik von Element 13 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkulare Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen, ϕ -Schrittweite 6° .

präsentierten Methode für einen jeweils festen Einfallswinkel korrigiert werden, d.h. es erfolgt eine winkelabhängige Verkopplungskompensation. Auf dieses Verfahren wird in Abschnitt 4.5 kurz eingegangen.

3.4 Anforderungen an eine Fehlerkorrektur

Nachdem nun der Einfluss verschiedener Fehlerquellen auf die Empfangseigenschaften einer Antennengruppe beschrieben wurde, befasst sich das nächste Kapitel mit dem Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit, der möglichst vollständigen Elimination der auftretenden Fehler.

Je nach angestrebtem Ziel bei der Strahlformung oder Signalverarbeitung sind die Anforderungen an eine solche Fehlerkorrektur durchaus unterschiedlich. Findet eine Beschränkung auf lineare

Fehler statt, so sind die Amplituden- und Phasenfehler der Einzelkanäle sowie die winkelabhängigen Diagrammfehler durch die in Kapitel 2 ausführlich diskutierte Verkopplung zu korrigieren. Natürlich können in einem realen System nicht alle Fehler vollständig korrigiert werden, auch wenn dies das ultimative Ziel einer Fehlerkorrektur darstellt. Ausreichend ist dagegen eine Korrektur bis auf nicht wesentlich störende Restfehler. Diese müssen gemäß der obigen Ergebnisse für die gesicherte Durchführung der Richtungsschätzung deutlich geringer sein, als für die Umsetzung einer konventionellen Strahlformung. Als nächstes muss somit geklärt werden, wie weitreichend eine Korrektur in der Theorie überhaupt möglich ist. Entsprechende Untersuchungen erfolgen im nächsten Kapitel nach einer ausführlichen Übersicht über verschiedene Verfahren zur Fehlerkorrektur bzw. Kalibrierung.

Kapitel 4

Kalibrierungsverfahren

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist die Realisierung von Antennensystemen mit digitaler Strahlformung und die Untersuchung geeigneter Methoden zu deren Kalibrierung. Aus den vorangegangenen Kapiteln sind prinzipieller Aufbau, grundlegende Eigenschaften, möglichen Fehlerquellen und Wege zur mathematischen Beschreibung der Anordnungen bekannt. Somit erfolgt nun auf der Basis einer Literaturübersicht die Beschreibung und Evaluation verschiedener Kalibrierungsverfahren. Dabei werden vielversprechende Ansätze aufgegriffen und anhand von Simulationen bewertet. Neben bereits bekannten Verfahren, die in ihrer Grundform untersucht und gegebenenfalls erweitert wurden, wird auch eine neue Methode zur Lösung des Problems vorgestellt.

Die simulativen Untersuchungen erfolgen wieder für das lineare Array mit 8 Elementen und das planare Array mit 5×5 Elementen. Beide Anordnungen wurden wie schon in Kapitel 3 erläutert im Rahmen dieser Arbeit teilweise oder komplett praktisch realisiert. Sie sind in Kapitel 5 näher beschrieben und dienen auch zum in Kapitel 6 dargestellten praktischen Nachweis der Kalibrierung.

4.1 Formulierung des Problems

Bevor auf Methoden zur Umsetzung einer Kalibrierung eingegangen wird, ist zunächst die Frage zu klären, was unter dem Begriff Kalibrierung genau zu verstehen ist. Dabei ist eine Vielzahl von Definitionen möglich. In der vorliegenden Arbeit wird als Kalibrierung ganz allgemein ein Vorgang bezeichnet, mit dem es möglich ist, die im realen Antennensystem auftretenden Fehlergrößen in Form von weiterverarbeitbaren Größen zu bestimmen und auf deren Basis einen Ausgleichs-, Korrektur- oder Kompensationsprozess durchzuführen, der die ordnungsgemäße bzw. exakte Funktionsweise des Gesamtsystems wiederherstellt. Zur Erfüllung dieser Aufgabe müssen die Eigenschaften, die diese exakte Funktionsweise auszeichnen, bekannt sein. Mit anderen Worten sind also eine oder mehrere geeignete Referenzgrößen erforderlich.

Der schon in Abschnitt 2.4.3 kurz erläuterte *Array Manifold* stellt die Menge der komplexen Empfangssignal - Vektoren für alle möglichen Richtungen im Raum dar, d.h. die Ausgangsgrößen des Antennensystems für jede beliebige Anregung. Nach der obigen Definition kann als ideale Kalibrierung zunächst die exakte und vollständige Kenntnis des Array Manifolds und dessen Auswertung während des Betriebs des Systems verstanden werden (sofern keine Mehrdeutigkeiten vorliegen), was bereits mit Abbildung 3.12 vorgeführt ist. Vom Standpunkt der klassischen Antennentechnik

entspricht dies der exakten Kenntnis aller winkelabhängigen aktiven Elementcharakteristiken des Arrays mit eingerechneten Amplituden- und Phasenfehlern der jeweiligen Empfangskanäle. Eine Bestimmung dieser sehr großen und damit unhandlichen Datensätze und insbesondere die anschließende Auswertung während des Betriebs des Antennensystems ist jedoch sehr unpraktikabel und für die Anwendung vieler Array - Signalverarbeitungsverfahren nicht sinnvoll.

Die nächste entscheidende Frage ist somit, in welcher Form die für eine Fehlerkorrektur ermittelten Daten für die angestrebte Betriebsart des Systems zur Verfügung gestellt werden müssen. Grundsätzlich sind hier die Aspekte Aufwand und Prozessierungs - Zeit von herausragender Bedeutung. Darüber hinaus ist es sinnvoll, eine von den verschiedenen Signalverarbeitungsmethoden möglichst unabhängige Form zu wählen, um das hohe Potential an Rekonfigurierbarkeit des Systems voll ausnutzen zu können. Mit diesen Forderungen stellt sich als wünschenswerteste Form für die Fehlerkorrektur eine direkte Umrechnung bzw. Behandlung des in Kapitel 2 definierten Array - Ausgangsvektors $\mathbf{v}_e(u, v)$ heraus, die den gewünschten idealen Ausgangsvektor $\mathbf{v}(u, v)$ wiederherstellt. Damit können dann die riesige aus der Literatur bekannte Anzahl an Signalverarbeitungsverfahren und die klassischen Strahlformungs- und Strahlschwenkungsverfahren so angewandt werden, als ob ein Antennensystem ohne Fehler vorliegen würde. Methoden, die die Kalibrierung mit der eigentlichen Strahlformungs- oder Detektionsfunktion des Antennensystems untrennbar vereinigen, werden nicht berücksichtigt werden. Entsprechend der verwendeten Beschreibung der System - Ausgangssignale wird die Aufgabenstellung als **lineares** Problem betrachtet, so dass mit den im Folgenden dargestellten Methoden auch nur eine Korrektur linearer Fehler möglich ist.

Den direkten formelmäßigen Zusammenhang zwischen den beiden o.g. Vektoren liefert die schon mit Gleichung (2.40) abgeleitete Beziehung

$$\mathbf{v}_e(u, v) = \mathbf{C}\mathbf{v}(u, v) . \quad (4.1)$$

Gemäß der Ausführungen in Kapitel 3 kann die Matrix \mathbf{C} dabei auch den Einfluss verschiedener Kanalübertragungsfunktionen enthalten. Dieses Modell beschreibt wie bereits ausführlich erläutert das Fehlerverhalten des Antennensystems vollständig für lineare Fehler und eine einmodige Verkopplung der Antennenelemente. Zentrale Aufgabe einer Kalibrierung ist damit die Bestimmung der unbekannt inversen Kopplungsmatrix \mathbf{C}^{-1} , um mittels

$$\mathbf{v}(u, v) = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{v}_e(u, v) \quad (4.2)$$

das gewünschte Systemverhalten wieder herzustellen. Diese Korrektur und Entkopplung gelingt nach den beiden obigen Gleichungen unter den genannten Voraussetzungen vollständig ohne jeglichen Restfehler und vor allem **winkelunabhängig**. Bei mehrmodiger Verkopplung hingegen ist zur exakten Rekonstruktion des Array - Ausgangsvektors eine winkelabhängige Entkopplung erforderlich.

Zur Lösung der beschriebenen Aufgabenstellung, die im folgenden auch als Verkopplungskompensation bezeichnet werden soll, ist ohne Ausnutzung von Symmetrien bei M Antennenelementen ein Problem mit $M \times M$ komplexen Unbekannten basierend auf durch Messungen zu bestimmenden Daten zu lösen. Dabei ist zu ergründen, wie gut das verwendete Datenmodell für eine Anwendung auf reale Antennengruppen geeignet ist, bei der natürlich auch die Verkopplung höherer Moden sowie Streueffekte im Nahfeld der Antennengruppe auftreten. Die entscheidende Aussage der folgenden theoretischen und praktischen Untersuchungen wird also sein, bis auf welche Restfehler das

System mit dem verwendeten Modell kalibrierbar ist. Im Hinblick auf die praktische Umsetzung ist in diesem Zusammenhang auch die Praktikabilität und die Durchführbarkeit einer Kalibrierung mit einem noch genaueren Datenmodell zu diskutieren, was am Ende dieses Kapitels erfolgt.

Die für eine vollständige Kalibrierung des Antennensystems durchzuführenden Messungen müssen zwangsweise die Erregung der Antennengruppe selbst mit einschließen. Soll dagegen nur eine Korrektur der einzelnen aktiven Antennenkanäle nach Betrag und Phase erfolgen, so liegt ein deutlich einfacheres Problem mit nur M komplexen Unbekannten vor. Entsprechende Messungen müssen in diesem Fall nur die zu überwachenden Signalpfade einschließen. Nach den für die verschiedenen Kalibrierungsziele jeweilig vorhandenen Erfordernissen werden mögliche Kalibrierungsverfahren im folgenden Abschnitt klassifiziert werden. Darauf aufbauend wird die zum Thema der Kalibrierung vorhandene Literatur erstmalig sehr umfassend diskutiert.

Basierend auf den Grundbetrachtungen erfolgt dann eine detaillierte simulative Analyse einiger sehr vielversprechender Ansätze, die auf der Auswertung von Quellen im Fernfeld der Antennenanordnung basieren. Dabei wird sich herausstellen, dass die betrachteten Verfahren zwar grundsätzlich für eine praktische Anwendung geeignet sind, jedoch alle diverse Limitierungen aufweisen. Diese können ihren Einsatz unpraktikabel machen oder sogar zum kompletten Versagen der Prozedur führen. Aus diesem Grund wird eine Erweiterung eines der beschriebenen Verfahren vorgestellt und außerdem eine neue Methode abgeleitet, die die Nachteile bisher bekannter Prozeduren vermeidet. Damit liegt dann eine sehr gut handhabbare und auch sehr weitreichend gültige Methode zur Kalibrierung vor.

4.2 Übersicht über Grundmethoden

4.2.1 Klassifizierung

Die verschiedenen Arten der Kalibrierung können nach der Art der Einspeisung der zur Kalibrierungsmessung verwendeten Signale unterschieden werden. Dabei bieten sich die nachstehend aufgelisteten Möglichkeiten an.

1. Auswertung externer Signalquellen
Betrieb einer oder mehrerer Quellen im Sichtbereich der Antennengruppe und Auswertung der Ausgangssignale der Einzelkanäle des Systems.
 - (a) Fernfeldquellen
 - (b) Nahfeldquellen
2. Auswertung systeminterner Signalquellen
 - (a) Nahfeldprobe
Betrieb einer mit dem Antennensystem fest verbundenen Strahlungsquelle im Nahfeld der Apertur.
 - (b) In Apertur integrierte Einspeisung
Anwendung interessant bei planaren, mehrlagigen Antennenelemente.

- (c) Kalibrierungsnetzwerk
Verwendung eines in das Antennensystem integrierten Netzwerks zur kontrollierten Einspeisung eines Testsignals in alle Einzelkanäle des Systems.
- (d) Transmit / Receive - Kalibrierung
Anwendung der Sendefunktion bei kombinierten Sende-/Empfangssystemen.

Zur weiteren Aufteilung der oben aufgeführten Ansätze kann außerdem zwischen zwei grundsätzlich verschiedenen Arten der Kalibrierung bzw. Fehlerkorrektur unterschieden werden. Dies ist zum einen die einmalig zur Inbetriebnahme des Systems durchgeführte und eventuell in großen Zeitabständen wiederholte Kalibrierung des Gesamtsystems und zum anderen die kontinuierliche Überwachung und Korrektur der wesentlichen Systemparameter während des Betriebs (Monitoring). Dabei ist gemäß der gängigen Strahlformungs- und Strahlsteuerungsverfahren sowie der Array - Signalverarbeitungsmethoden im Allgemeinen nur eine relative Kalibrierung des Vielkanalsystems bezogen auf einen Referenzkanal erforderlich.

Die in der Auflistung unter 1 genannten Ansätze eignen sich insbesondere für die Erstkalibrierung des Systems. Sie stellen für die Umsetzung des Antennensystems selber keinen zusätzlichen Aufwand dar, sind jedoch in ihrer Durchführung sehr aufwändig und während eines regulären Betriebs des Antennensystems in vielen Anwendungen nicht mehr abarbeitbar. Dafür ist mit ihnen eine vollständige Korrektur des Systems inklusive Verkopplungskompensation möglich. Idealerweise wird man diese Kalibrierung in einer sehr störungsarmen Umgebung durchführen, am besten in einer Antennenmesskammer. Generell besteht hier nämlich das Problem, wirklich nur das Array zu kalibrieren und nicht zusätzliche Umgebungseinflüsse, es sei denn, dies ist explizit erwünscht. Die einfachere mathematische Umsetzung eines Verfahrens dieser Art gelingt dabei mit der Nutzung von Quellen im Fernfeld des Arrays, bei Kalibrierungssignalen im strahlenden Nahfeld der Anordnung ist eine zusätzliche Berücksichtigung der gekrümmten Wellenfronten der Signale und eventuell eine zusätzliche Amplitudenkorrektur erforderlich. Darauf wird im späteren Verlauf dieser Arbeit noch eingegangen werden. Die Anwendung von Quellen im reaktiven Nahfeld des Arrays ist mit größeren Schwierigkeiten verbunden, weil dann normalerweise kein eindeutig bekannter Zusammenhang zwischen Quellenposition und Phasen- sowie Amplitudenverteilung der Signale am Empfangsort vorliegt.

Die in der Auflistung unter 2 genannten Verfahren erhöhen alle deutlich die Komplexität des Antennensystems, da dieses für deren Realisierung um geeignete Systemkomponenten erweitert werden muss. Die Durchführung einer Korrektur basierend auf einem in diese Liste einzuordnenden Ansatz wird in der Literatur mitunter als *Self - Calibration* bezeichnet. Für die Anwendung einer mit dem System fest verbundenen Nahfeldprobe gilt prinzipiell das im letzten Absatz zu Quellen im reaktiven Nahfeld Erläuterte. Die Nachteile einer entsprechenden Umsetzung liegen in der vom Gesichtspunkt der Systemintegration entstehenden Probleme, eine kompakte Struktur zu erzielen. Deutlich günstiger sind dagegen direkt in die Apertur integrierte Einspeisungen für die Kalibrierungssignale. Dieser Ansatz ist für planare Antennenstrukturen besonders attraktiv aber nicht ohne Probleme realisierbar. Dazu vergleichsweise relativ einfach aber ebenfalls nur mit größerem Aufwand umsetzbar ist die Integration eines kompletten Netzwerkes zur Verteilung und definierten Einspeisung eines oder mehrerer Kalibrierungssignale in alle Einzelzweige des Systems. Alle in diesem Absatz beschriebenen Ansätze führen zu einer Umsetzung der Kalibrierung als vollständig systeminternen Prozess, somit sind neben den notwendigen Einspeisungen für die Testsignale auch

geeignete Signalquellen als zusätzliche Systemkomponenten erforderlich. Liegt jedoch ein System mit Sende- und Empfangsfunktion vor, so können auch Sendepfade zur Erzeugung der Kalibrierungssignale verwendet werden und so eine Kalibrierung aller Systemteile erzielt werden.

Alle in der Auflistung unter 2 genannten Verfahren besitzen den entscheidenden Vorteil, dass mit ihnen auch eine Fehlerkorrektur während des Systembetriebs möglich ist (Monitoring). Sie sind damit insbesondere auch in der Lage, die durch Temperaturschwankungen hervorgerufenen langsamen Änderungen der Systemkomponenten zu korrigieren, so dass eine hochkonstante Gesamtanordnung erzielt werden kann. Dafür ist nicht mit allen auch eine Kompensation der Verkopplungseigenschaften der Antennengruppe möglich. Dies ist bei sehr extremen Umgebungseigenschaften des Systems unter Umständen erforderlich, in den meisten Fällen kann das Verkopplungsverhalten jedoch als zeitkonstant angesehen werden.

Das für eine korrekte Kalibrierung generell vorliegende Problem ist, dass die Einfügeamplituden und -phasen der Kalibrierungssignale an den tatsächlichen Einspeisungspunkten im System zumindest relativ zueinander exakt bekannt sein müssen. Je nach Art des gewählten Verfahrens ist dies mit mehr oder weniger großem Aufwand verbunden. Insbesondere die auf der Auswertung von Quellen im reaktiven Nahfeld beruhenden Methoden sind in dieser Hinsicht kritisch.

Die Ausführungen zeigen, dass eine Klassifizierung auch nach den Größen, die einer Kalibrierung unterzogen werden sollen, erfolgen kann. In sehr vielen Fällen werden das die Amplituden- und Phasendifferenzen der Einzelzweige des Vielkanalsystems sein. Dann erfolgt lediglich eine Bestimmung der Elemente der Hauptdiagonalen der Lösungsmatrix \mathbf{C}^{-1} aus Gleichung (4.2). Von großer Bedeutung sind aber auch die Verkopplungseigenschaften der Antennengruppe, so dass \mathbf{C}^{-1} vollständig bestimmt werden muss. Einige wenige Spezialverfahren in der Literatur zielen darüber hinaus auch auf die Kalibrierung der Orte der einzelnen Antennenelemente, was für flugzeuggetragene Antennensysteme interessant sein kann, die starken Verformungsbelastungen ausgesetzt sind. Dieses Problem lässt sich jedoch grundsätzlich auch auf die daraus resultierenden Phasenfehler zurückführen und wird aufgrund seiner Exklusivität hier nicht näher betrachtet werden. Problematisch ist bei der Behandlung natürlich, dass sich bei einer Verformung der Antennengruppe auch die Verkopplungseigenschaften ändern.

Nach dieser grundsätzlichen Übersicht über verschiedene Methoden zur Kalibrierung wird nun auf verschiedene Ansätze detaillierter eingegangen, zum Teil unter Bezugnahme auf Literaturquellen. Diese behandeln bis auf wenige Ausnahmen, auf die dann gesondert hingewiesen wird, lediglich theoretische Untersuchungen ohne praktischen Nachweis.

4.2.2 Kurzbeschreibung verschiedener Ansätze

Alle Kalibrierungsverfahren, die auf der Auswertung der Systemausgangssignale hervorgerufen von externen Quellen beruhen, verwenden Daten, die letztlich auf die aktiven Charakteristiken der einzelnen Antennenelemente zurückzuführen sind. Eine Unterscheidung verschiedener Ansätze gelingt jedoch anhand der verwendeten Datenmodelle für die Interpretation der Messdaten, was in den nächsten drei Unterabschnitten erfolgt. Der vierte Unterabschnitt behandelt Methoden, die sich auf eine einfache Korrektur der aktiven Systemkanäle beschränken. Dies erfolgt häufig mit systemin-

ternen, schaltungstechnischen Maßnahmen. Der letzte Unterabschnitt erläutert der Vollständigkeit halber in Kurzform einen Kalibrierungsansatz für kombinierte Sende- / Empfangssysteme.

4.2.2.1 Direkte Auswertung der gemessenen Einzelcharakteristiken

Unter diesem Abschnitt sind diejenigen Methoden einzuordnen, die eine direkte Auswertung von gemessenen Diagrammdaten vornehmen, ihr Ursprung ist die klassische Antennentechnik. Zur Bestimmung der Kalibrierungskoeffizienten kommt dabei ein Verfahren zur Synthese eines Diagramms einer kompletten Antennengruppe zum Einsatz. Die generelle Vorgehensweise sowie eine detaillierte Beschreibung und Bewertung der aktuell bekannten Verfahren sowie eine neue Methode sind in Abschnitt 4.3 dargestellt.

Wie schon weiter oben für die Verfahren basierend auf externen Quellen im Nah- oder Fernfeld des Arrays angemerkt, muss für die Durchführung eine möglichst störungsarme Umgebung vorhanden sein. Andernfalls können u.U. auch parasitäre Effekte in der Umgebung des Antennensystems kalibriert werden. Diese führen nämlich ebenso wie die Verkopplung zu Degradationen der aktiven Charakteristiken der Einzelelemente der Gruppe. In Spezialfällen kann die Berücksichtigung dieser Eigenschaften interessant sein, meistens wird jedoch eine hochgenaue Vermessung der Einzeldiagramme gewünscht sein.

Als Referenzgrößen für die in diesem Abschnitt betrachteten Kalibrierungsverfahren kommen gemäß des Konzeptes vorgegebene Einzeldiagramme in Frage, z.B. die isolierte Einzelcharakteristik eines Gruppenelements, ein mittleres Antennendiagramm der Gruppe oder auch einfache Formen wie eine cosinusförmige Charakteristik.

4.2.2.2 Verfahren basierend auf systemtheoretischer Modellbildung

Verfahren, die in diesem Abschnitt einzuordnen sind, sind in ihrer praktischen Durchführung mit den im letzten Abschnitt genannten identisch. Nur findet hier eine Auswertung der Messdaten basierend auf der mathematischen Modellbildung aus Kapitel 2.3 statt, also mit Methoden der statistischen Signalverarbeitung. Die Auswertung der Kovarianzmatrix des Systems mittels einer Eigenwertzerlegung oder artverwandter Methoden ist hier von zentraler Bedeutung. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die bekannten Verfahren dieser Art eingehend bezüglich einer praktischen Umsetzung betrachtet. Die zugehörige ausführliche Diskussion ist in [Geß97] zu finden. Zwei aufgrund ihrer Praktikabilität ausgewählte Verfahren dieser Art sind in Abschnitt 4.4 dargestellt.

4.2.2.3 Verfahren basierend auf neuronalen Netzwerken

Eine sehr moderne Methode der Signalverarbeitung ist die Anwendung von neuronalen Netzwerken [Hay94]. In Anlehnung an die Struktur eines Gehirns handelt es sich dabei um komplexe, vielfach verdrahtete Netzwerke, deren Koeffizienten mit einem sogenannten Trainings - Prozess bestimmt werden müssen. Dazu werden die Ausgänge des Netzwerkes für verschiedenste Eingangsgrößen berechnet und anhand der Abweichung von einem oder mehreren gewünschten Ausgangszuständen die Netzwerkoeffizienten eingestellt. Dieser Vorgang entspricht im Grundgedanken genau einer

Kalibrierung. In [Sou95] und [O'D00] sind Beispiele für die Anwendung dieser Netzwerke auf die hochauflösende Richtungsschätzung zu finden. In [EZ98] erfolgt die Umsetzung von adaptiver Strahlformung und ein Vergleich der Leistungsfähigkeit mit der Lösung nach Wiener. In diesen Veröffentlichungen ist die Kalibrierung bereits mit der Funktion des Antennenarrays verknüpft worden, ein Ansatz der hier wie schon erläutert nicht betrachtet werden soll. In ähnlicher Weise ist es jedoch denkbar, das neuronale Netzwerk lediglich zur Wiederherstellung des korrekten Array - Ausgangsvektors zu verwenden. Bei entsprechender Komplexität des Netzwerkes könnte es so auch möglich sein, Verkopplungsfehler durch Moden höherer Ordnung besser zu berücksichtigen. Aufgrund des mit dem Training verbundenen Aufwandes und der mit den anderen betrachteten Verfahren erzielten guten Ergebnissen wurde dieser Ansatz jedoch nicht weiter verfolgt.

4.2.2.4 Verfahren basierend auf direkten Fehlermessungen

Mit der Überschrift dieses Abschnittes sind Verfahren gemeint, die sich im Gegensatz zu denen in den letzten Abschnitten beschriebenen Ansätzen auf eine einfache Kanalkorrektur beschränken. Klassische Beispiele für Systeme mit analoger Strahlformung sind [San85] und [Hun82], die die Systemausgangssignale einer Nah- bzw. Fernfeldquelle auswerten, wenn verschiedene Konfigurationen jeweils separat betrachteter Phasenschieber vorliegen. Das Ergebnis sind Korrekturen für Amplitude und Phase der einzelnen Antennenelemente. Eine ähnliche Methode liefert die Publikation [Man82], in der die Berechnung von Amplituden und Phasen einzelner Antennenelemente aus Amplitudenmessungen für verschiedener Phasenschiebereinstellungen detailliert erläutert wird.

Für den operationellen Betrieb eines Antennensystems ist es trotz des hohen Aufwandes meistens günstiger, die Kanalkorrektur mit einem im System erzeugten und in die einzelnen aktiven Zweige eingespeisten Signal durchzuführen. Das wesentliche Problem dabei ist die möglichst symmetrische und rückwirkungsfreie Aufteilung und Einkopplung des Signals in jeden zu korrigierenden Kanal. Dabei kann entweder eine parallele [Tso98a] oder eine serielle (siehe Kapitel 5.2) Auf- und Verteilung des Signals erfolgen. Zum hochpräzisen Betrieb des Netzwerkes muss dieses vor dem Einsatz selbst kalibriert werden, um die scharfen Anforderungen an die Symmetrie erfüllen zu können. Eine Besonderheit stellt in diesem Zusammenhang das in [Ebe88] vorgeschlagene Kalibrierungsnetzwerk in Ringform dar, welches in zwei Betriebsrichtungen arbeiten kann. Durch geeignete Prozessierung der Messsignale beider Betriebsrichtungen wird der Einfluss des Netzwerkes auf das Kalibrierungsergebnis eliminiert.

Das mit den beschriebenen Architekturen erzielbare Monitoring während des Systembetriebs kann im Gegensatz zur im Allgemeinen nur einmalig durchgeführten, reinen Verkopplungskompensation zur Kontrolle von Temperaturdrift und Alterungsprozessen verwendet werden. Für einen hochpräzisen Systembetrieb unter normalen Umgebungsbedingungen ist dies zwingend erforderlich. Dies wird in Kapitel 5.3 erläutert werden. Bei Breitbandsystemen muss das Monitoring unter Umständen auch für mehrere Frequenzen im Betriebsbereich durchgeführt werden.

4.2.2.5 Kalibrierung für kombinierte Sende- / Empfangssysteme

Nur der Vollständigkeit halber soll eine Möglichkeit erwähnt werden, kombinierte Sende- / Empfangssysteme zu kalibrieren, die eigentlich nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit sind. In solchen

kombinierten Systemen kann die Sendefunktion zur Kalibrierung verwendet werden. Zur Vermeidung aufwändiger, zusätzlicher Schalternetzwerke wie in [Nis99] ist dabei die Kalibrierungsmessung über die gegenseitige Verkopplung zwischen den Elementen in der Antennenapertur vorzuziehen. In [Aum89] ist ein derartiges Verfahren beschrieben, bei dem jeweils benachbarte Antennenkanäle paarweise im Sende- und Empfangsbetrieb vermessen werden. Daraus lassen sich dann die Amplituden- und Phasendifferenzen sowie die Verkopplungsparameter auf der Basis des in Abschnitt 2.2.5 beschriebenen *Infinite Array Models* bestimmen.

4.3 Kalibrierung mittels Diagrammsynthese - Verfahren

Da ein aktives Diagramm eines Einzelstrahlers in seiner Gruppen - Umgebung genau genommen kein Einzeldiagramm, sondern ein Array - Diagramm darstellt (siehe Gleichungen (2.28) und (2.31)), liegt der Gedanke nahe, Array - Synthese - Verfahren für die Kalibrierung einzusetzen. Dies erfolgt mit dem Ziel, die gesuchten Koeffizienten der Kopplungs- bzw. Entkopplungsmatrix als Anregungskoeffizienten von Arrays zu synthetisieren, die die einzelnen aktiven Charakteristiken als Gesamtcharakteristik produzieren. Diese Koeffizienten sind in der oben beschriebenen Kopplungsmatrix \mathbf{C} enthalten. Bei M Antennenelementen sind somit ohne Ausnutzung von Symmetrien M Syntheseprobleme zu lösen. Anders als bei der klassischen Synthese von Summendiagrammen mit niedrigen Nebenkeulen liegen jedoch in diesem Falle alle Nullstellen eines zugehörigen, gemäß Gleichung (2.16) zu definierenden Array - Faktors außerhalb des sichtbaren Bereichs und im Allgemeinen auch nicht mehr auf dem Einheitskreis der mit Gleichung (2.20) eingeführten komplexen z -Ebene.

Zu diesem gedanklichen Ansatz werden im Folgenden verschiedene Lösungswege vorgestellt und anhand der in Kapitel 3 beschriebenen Antennenanordnungen auf simulativer Basis untersucht und bewertet. Basierend auf diesen Untersuchungen wird die theoretisch erzielbare Leistungsfähigkeit der einzelnen Verfahren ermittelt werden, so dass ein theoretisches Referenzergebnis zum Vergleich mit den in den späteren Kapiteln beschriebenen praktischen Untersuchungen verfügbar ist.

4.3.1 Fourier - Analyse der aktiven Einzeldiagramme

Der Array - Faktor $F_a(u)$ nach Gleichung (2.16) stellt entlang der u -Achse eine periodische Funktion mit einer Periodenlänge λ/d_x dar und kann als eine aus M Summanden bestehende, im Endlichen abgebrochene Fourier - Reihe interpretiert werden. Die Anregungskoeffizienten des Arrays können also gemäß

$$a_m = \frac{d_x}{\lambda} \int_{-\lambda/(2d_x)}^{\lambda/(2d_x)} F_a(u) e^{-jkm d_x u} du \quad (4.3)$$

näherungsweise als Reihenoeffizienten berechnet werden. Das aus dieser Technik resultierende Diagramm liefert die kleinste quadratische Abweichung von der gewünschten Charakteristik über der Region $-\lambda/(2d_x) < u < \lambda/(2d_x)$. Elementare Voraussetzung für die Anwendung ist natürlich $d_x \geq \lambda/2$, bei kleineren Elementabständen überschreiten die Integrationsgrenzen den sichtbaren Bereich und die Definition der Diagramme ist nicht mehr eindeutig.

Die Anwendung dieses klassischen Diagramm - Synthese - Verfahrens für die Kalibrierung einer Antennengruppe wurde von Steyskal und Herd als Verfahren zur Verkopplungskompensation vorgestellt [Ste90]. Sie stellt die zur Zeit am häufigsten zitierte aller veröffentlichten Kalbrierungsmethoden dar. Die Verkopplungskoeffizienten errechnen sich in Analogie zum oben beschriebenen Sachverhalt und unter Berücksichtigung von Gleichung (2.39) mit der Vorschrift

$$c_{mn} = \frac{d_x}{\lambda} \int_{-\lambda/(2d_x)}^{\lambda/(2d_x)} \frac{f_m^a(u)}{f^i(u)} e^{-jkn d_x u} du, \quad (4.4)$$

wobei $f_m^i(u) = f^i(u)$ gelten muss.

Die Ergebnisse der Anwendung dieses Verfahrens auf die schon beschriebene Antennengruppe mit 8 Elementen illustrieren die Abbildungen 4.1 und 4.2. Dort sind die Abweichungen der Amplituden und Phasen der korrigierten Einzeldiagramme $f_m^c(u)$ von der idealen Charakteristik $f^i(u)$ dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass eine Korrektur bis auf minimale Restfehler erzielt wurde.

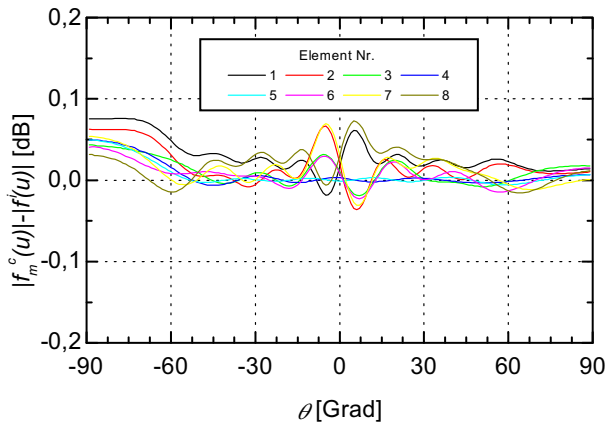


Abbildung 4.1: Rest - Amplitudenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.4).

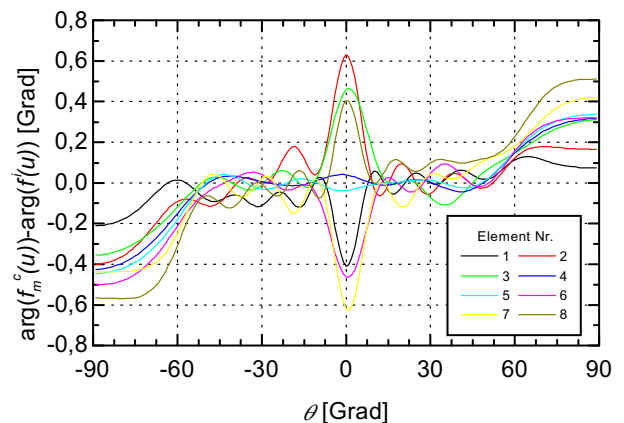


Abbildung 4.2: Rest - Phasenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.4).

Der Berechnung dieser Kalibrierungsergebnisse liegen simulierte Diagrammdaten für die aktiven Einzelcharakteristiken in 1° -Schritten zugrunde, die aus einer numerischen Analyse der gesamten Antennengruppe bestimmt wurden und somit den Einfluss höherer Moden enthalten. Während der Integration erforderliche Zwischenwerte wurden mittels linearer Interpolation für Betrag und Phase der Daten erzeugt. Ein wichtiges Kriterium für die Güte des Kalibrierungsergebnisses ist das Abbruchkriterium der numerischen Integrationsroutine. Je nach Kombination der Parameter bei der Berechnung ergeben sich losgelöst vom physikalischen Hintergrund mehr oder weniger exakte Verkopplungskoeffizienten. Das Verfahren ist damit bei einer praktischen Anwendung nicht zwangsweise genauer, als die weiter unten beschriebenen Verfahren, die auf der Auswertung einiger weniger Winkel - Abtastwerte basieren.

Werden bei dieser Kalibrierungsmethode mehr Koeffizienten berechnet, als Elemente vorhanden sind, so kann anhand der Amplitudenverteilung der Koeffizienten ebenfalls auf den Einfluss höherer Moden geschlossen werden. Abbildung 4.3 zeigt das Verschwinden dieser zusätzlichen Koeffizienten für den theoretischen Fall einer Verkopplung, die lediglich auf dem Grundmode basiert (die

entsprechenden Werte lagen bei der numerischen Berechnung bei kleiner als -300 dB; die Elementnummerierung in der Abbildung erfolgt von 0 bis 7). In diesem Fall beschreibt das Datenmodell exakt die im System vorliegenden Fehler; eine endliche Reihe reicht zur exakten Darstellung einer aktiven Charakteristik aus, natürlich abgesehen von numerischen Ungenauigkeiten. Somit gelingt basierend auf der Korrektur gemäß Gleichung (4.2) eine vollständige Elimination aller Verkopplungseigenschaften. Im Gegensatz dazu zeigt die Abbildung sehr kleine aber endliche Werte für eine Anwendung der Methode auf Diagrammdaten, die durch den Einfluss der Verkopplung höherer Moden gekennzeichnet sind. Diese Koeffizienten korrespondieren mit den sehr geringen Restfehlern der Abbildungen 4.1 und 4.2.

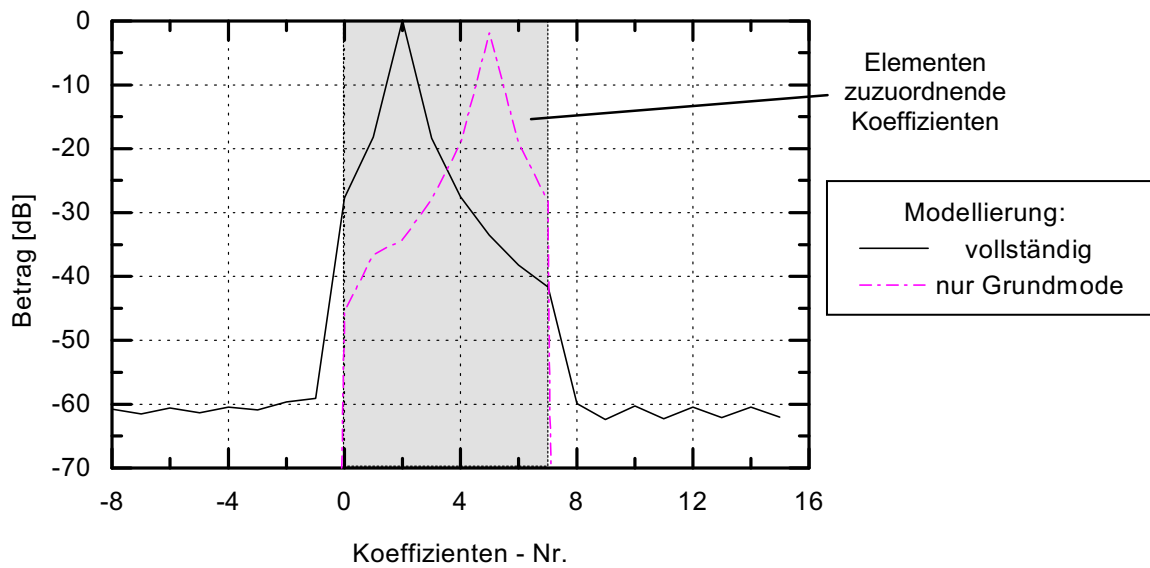


Abbildung 4.3: Berechnete Koeffizienten der Fourier-Reihe für den Fall einer vollständigen Analyse am Beispiel von Element Nr. 2 und für den Fall der Grundmode-Näherung am Beispiel von Element Nr. 5. Die direkte Vergleichbarkeit der Kurven ist durch die Symmetrie der Anordnung gewährleistet.

Die Erweiterung des oben beschriebenen Verfahrens auf planare Arrays führt auf die Lösungsgleichung

$$c_{mn} = \frac{d_x d_y}{\lambda^2} \int_{-\lambda/(2d_x)}^{\lambda/(2d_x)} \int_{-\lambda/(2d_y)}^{\lambda/(2d_y)} \frac{f_m^a(u, v)}{f^i(u, v)} e^{-jknd_x u} e^{-jknd_y v} dv du \quad (4.5)$$

[Dar97], [Dar98]. Für ungleiche Elementabstände ergibt sich eine analytisch nicht mehr lösbare Gleichung, die mit der Momenten-Methode behandelt werden kann. Damit ist das Verfahren relativ vielseitig einsetzbar, allerdings ist es aufgrund der erforderlichen Integration und der hohen Anzahl an erforderlichen Stützstellen für eine praktische Anwendung sehr unhandlich.

4.3.2 Beamspace - Analyse

Die konventionelle Strahlformung von Gruppenantennen wird elementbezogen durchgeführt, d.h. jedes Element wird direkt mit einer komplexen Anregung beaufschlagt. Darüber hinaus ist es auch möglich, mit bereits durch komplexe Summation erzeugten Gruppencharakteristiken Strahlformung zu realisieren. Diese Vorgehensweise wird strahlbezogene Strahlformung (*Beamspace Beamforming*) genannt und kann auch bei der Diagrammsynthese verwendet werden. Ein sehr populäres Verfahren zur Erzeugung von vorgegebenen Diagrammen im Beamspace ist die Woodward - Lawson - Synthese [Mai94], [Stu98]. Dabei werden Diagramme eines linearen Arrays mit uniformer Amplitudenbelegung verwendet. Nach Gleichung (2.19) ergibt sich für eine derartige Anregung bei symmetrisch zum Koordinatenursprung angeordneten Antennenelementen das Fernfelddiagramm zu

$$\frac{1}{M}F_{a_i}(u) = \frac{1}{M} \sum_{m=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} e^{jkmd_x(u-u_i)} = \frac{\sin \left[k \frac{M}{2} d_x (u - u_i) \right]}{M \sin \left[k \frac{1}{2} d_x (u - u_i) \right]}. \quad (4.6)$$

Werden die u_i gemäß

$$u_i = \frac{\lambda}{Md_x} i \quad \text{mit} \quad i = -\frac{M-1}{2}, \dots, \frac{M-1}{2} \quad (4.7)$$

gewählt, so liegen M orthogonale Hauptkeulen (Beams) mit einem jeweiligen Abstand $\lambda/(Md_x)$ und einer Gesamtabdeckung von $(M-1)\lambda/(Md_x)$ im u -Raum vor¹. Die gegebene Charakteristik $f_d(u)$ wird nun durch Abtastung bei den Richtungen u_i approximiert und als Summe der orthogonalen Diagramme

$$f_d(u) \approx \sum_i A_i \frac{1}{M} F_{a_i}(u) \quad (4.8)$$

geschrieben. Wegen der Normierung und der Orthogonalität ergeben sich die A_i als Abtastwerte der gewünschten Charakteristik

$$\frac{1}{M} A_i = f_d(u_i) \quad (4.9)$$

und die gesuchten Anregungskoeffizienten als Summe dieser über alle Beams

$$a_m = \frac{1}{M} \sum_i A_i e^{-jkm d_x u_i}. \quad (4.10)$$

Die Anwendung dieses Syntheseverfahrens zur Kalibrierung eines linearen Arrays wurde von Aumann und Willwerth [Aum95] vorgeschlagen. Dazu wird jede aktive Einzelcharakteristik $f_m^a(u)$ durch das Diagramm eines virtuellen Arrays mit $N \geq M$ Elementen approximiert

$$f_m^a(u) \approx \sum_i A_{mi} \frac{1}{N} F_{a_i}(u). \quad (4.11)$$

Dabei ist vorauszusetzen, dass das virtuelle Array den gleichen Elementabstand und das gleiche Phasenzentrum wie das tatsächliche Array besitzt. Die gesuchten Verkopplungskoeffizienten c_{mm} berechnen sich analog zu Gleichung (4.10) nach der Vorschrift

$$c_{mn} = \frac{1}{N} \sum_i A_{mi} e^{-jkn d_x u_i} \quad \text{mit} \quad \begin{array}{l} n, i = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \\ m = -\frac{M-1}{2}, \dots, \frac{M-1}{2} \end{array} \quad (4.12)$$

¹Orthogonalität bedeutet in diesem Zusammenhang, dass am Orte der Hauptstrahlrichtung eines Antennendiagramms alle anderen Diagramme eine Nullstelle aufweisen.

Für den Fall $N = M$ stellt diese Gleichung die Approximation des Integrals (4.4) mittels diskreter Fourier - Transformation dar. Bei $N > M$ liegt eine Fortsetzung des Arrays zu beiden Seiten vor. Kopplungskoeffizienten dieser virtuellen Elemente, die ungleich Null sind, können u.a. Streueffekten im Nahfeld des Antennenarrays zugeordnet werden. Damit ist es z.B. möglich, den Nutzen der manchmal verwendeten Dummy - Elemente im Randbereich einer Antennengruppe zu bewerten. Andererseits überlagert sich den Nahfeld - Streueffekten auch noch die Verkopplung der Moden höherer Ordnung, so dass eine genaue Bewertung entgegen der Behauptung in [Aum95] bei vielen Antennenanordnungen schwierig wird. Dort wird das Verfahren auf eine Antennengruppe mit offenen Hohlleitern angewandt. Durch die anschließende Korrektur wird eine deutliche Verbesserung des Array - Summendiagramms mit niedrigen Nebenkeulen erzielt.

Elementarer Nachteil des Verfahrens ist, dass die Woodward - Lawson - Synthese von isotropen Strahlern ausgeht. Diese Voraussetzung ist in [Aum95] in sehr guter Näherung erfüllt, da das Phasenzentrum des offenen Hohlleiters auch bei Berücksichtigung höherer Moden nahezu exakt in der Aperturfläche liegt und die Amplitudencharakteristik eine sehr große Halbwertsbreite aufweist. Damit ergeben sich für den von den N Woodward - Beams abgedeckten Winkelbereich nahezu ideale Voraussetzungen für das Verfahren. Bei Einzelelementen mit etwas höherem Gewinn, d.h. merklichem Amplitudenabfall zu größeren Winkeln von der Hauptstrahlrichtung aus und vor allem einem deutlichen Phasengang in Abhängigkeit von u , kommt es allerdings zu substantiellen Schwierigkeiten, die für die in dieser Arbeit untersuchten Antennenstrukturen zum Versagen des Verfahrens geführt haben.

Dieses Unvermögen kann jedoch behoben werden, wenn bei der Synthese eine zusätzliche Bewertung mit dem tatsächlich gewünschten Diagramm $f_m^i(u)$ in der Form

$$c_{mn} = \frac{1}{N} \sum_i \frac{A_{mi}}{f_m^i(u_i)} e^{-jkn d_x u_i} \quad \text{mit} \quad \begin{array}{l} n, i = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \\ m = -\frac{M-1}{2}, \dots, \frac{M-1}{2} \end{array} \quad (4.13)$$

erfolgt. Dabei muss $f_m^i(u)$ auf das Phasenzentrum des Arrays bezogen sein².

Die Abbildungen 4.4 und 4.5 zeigen die Ergebnisse der Kalibrierung für den Fall $M = N$ für das 8-Element Array. Dabei wurden wie im letzten Abschnitt die Diagrammdaten für die aktiven Einzelcharakteristiken in 1°-Schritten zugrunde gelegt und die erforderlichen Zwischenwerte mittels linearer Interpolation erzeugt. Es ist nämlich von entscheidender Wichtigkeit, dass die durch die Berechnung der Woodward - Beams vorgeschriebenen Winkelpunkte möglichst genau eingehalten werden. Zum Vergleich zeigen die Abbildungen 4.6 und 4.7 das Kalibrierungsergebnis bei gleichen Voraussetzungen ohne Interpolation. Es entsteht ein zwar immer noch durchaus akzeptables Kalibrierungsergebnis, jedoch mit deutlich beeinträchtigter Genauigkeit. Diese Tatsache kann die Exaktheit der praktischen Umsetzung des Verfahrens entscheidend beeinflussen und lässt außerdem vermuten, mit welcher Sorgfalt eine messtechnische Bestimmung der verwendeten Winkelpunkte erfolgen muss.

Auf eine Darstellung der Amplituden über der Nummer für $N > M$ virtuelle Elemente wird hier verzichtet. Qualitativ ergeben sich dabei Verläufe wie in Abbildung 4.3.

²Der Superskript i kennzeichnet auch hier die Tatsache, dass es sich um die ideale Charakteristik handelt, der Index i hingegen zählt die Strahlungskeulen.

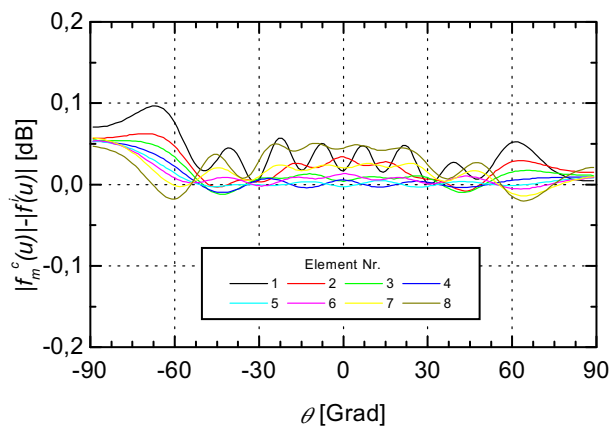


Abbildung 4.4: Rest - Amplitudenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.13) für $N = M = 8$ mit Interpolation.

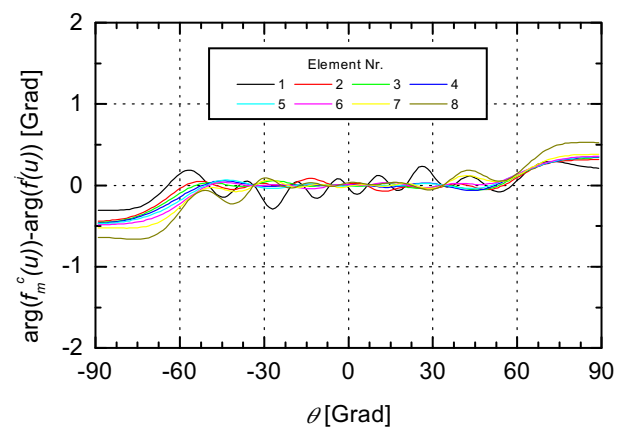


Abbildung 4.5: Rest - Phasenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.13) für $N = M = 8$ mit Interpolation.

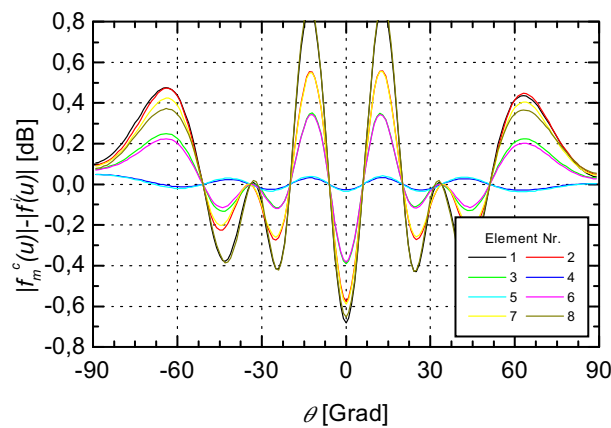


Abbildung 4.6: Rest - Amplitudenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.13) für $N = M = 8$ ohne Interpolation.

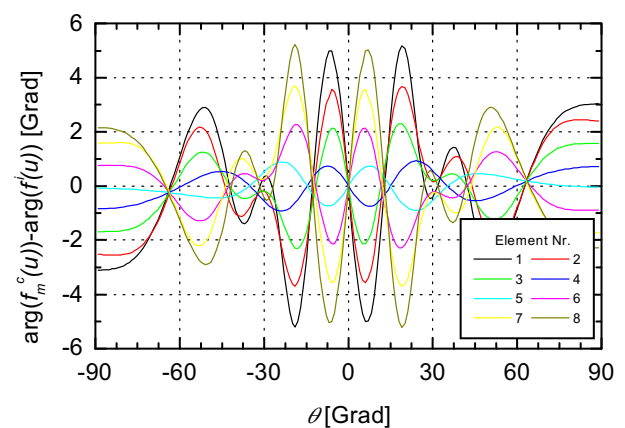


Abbildung 4.7: Rest - Phasenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.13) für $N = M = 8$ ohne Interpolation.

Ein Nachteil des Verfahrens ist, dass es nur für 1-dimensionale Gruppen anwendbar ist. Außerdem ist die Wahl der Abtastpunkte durch die Positionen der orthogonalen Beams fest vorgegeben, welche gleichverteilt im u -Raum liegen. Diese unflexible Eigenschaft kann in der Praxis unter Umständen zu Problemen führen.

4.3.3 Auswertung eines linearen Gleichungssystems

Neben den soeben vorgestellten Methoden zur Bestimmung der Verkopplungsmatrix des Antennenarrays wurde im Rahmen dieser Arbeit erstmalig auch ein alternativer Weg zur Berechnung der Verkopplungskoeffizienten [Kue01] beschritten, der im Folgenden detailliert erläutert werden soll. Er leitet sich aus dem Wunsch ab, die Limitierungen der vorgenannten Verfahren zu vermeiden.

Wird der aus Gleichung (2.40) bekannte Zusammenhang durch Multiplikation mit \mathbf{C}^{-1} im Sinne einer Entkopplung umgestellt, so ergibt sich die Matrixverknüpfung

$$\begin{pmatrix} f_1^i(u, v) \\ f_2^i(u, v) \\ \vdots \\ f_M^i(u, v) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11}^{(-1)} & c_{12}^{(-1)} & \cdots & c_{1M}^{(-1)} \\ c_{21}^{(-1)} & c_{22}^{(-1)} & \cdots & c_{2M}^{(-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1}^{(-1)} & c_{M2}^{(-1)} & \cdots & c_{MM}^{(-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1^a(u, v) \\ f_2^a(u, v) \\ \vdots \\ f_M^a(u, v) \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

zwischen dem Vektor der aktiven Charakteristiken \mathbf{f}^a und dem Vektor der idealen Charakteristiken \mathbf{f}^i , wobei alle Antennenelemente auf ein gemeinsames Phasenzentrum bezogen sind. In dieser Gleichung sind, sofern keine Ausnutzung von Symmetrien erfolgt, M^2 unbekannte komplexe Koeffizienten der inversen Kopplungsmatrix enthalten³. Ähnlich der Abtastung der Diagramme im vorherigen Abschnitt werden nun N Richtungen $(u, v)_n$ definiert, welche möglichst gleichmäßig aber prinzipiell beliebig über dem Sichtbereich der Antennenelemente verteilt sind. Für alle diese Winkelpunkte kann dann z.B. die erste Zeile der Gleichung (4.14) erneut aufgestellt werden

$$\begin{aligned} f_1^a(u, v)_1 c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_1 c_{12}^{(-1)} + \cdots + f_M^a(u, v)_1 c_{1M}^{(-1)} &= f_1^i(u, v)_1 \\ f_1^a(u, v)_2 c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_2 c_{12}^{(-1)} + \cdots + f_M^a(u, v)_2 c_{1M}^{(-1)} &= f_1^i(u, v)_2 \\ \dots & \dots \\ f_1^a(u, v)_N c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_N c_{12}^{(-1)} + \cdots + f_M^a(u, v)_N c_{1M}^{(-1)} &= f_1^i(u, v)_N \end{aligned} \quad (4.15)$$

Der Aufbau eines derartigen Systems für jedes ideale Einzelstrahlerdiagramm führt auf das Gleichungssystem

$$\begin{pmatrix} f_1^a(u, v)_1 & f_2^a(u, v)_1 & \cdots & f_M^a(u, v)_1 \\ f_1^a(u, v)_2 & f_2^a(u, v)_2 & \cdots & f_M^a(u, v)_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1^a(u, v)_N & f_2^a(u, v)_N & \cdots & f_M^a(u, v)_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{11}^{(-1)} & c_{21}^{(-1)} & \cdots & c_{M1}^{(-1)} \\ c_{12}^{(-1)} & c_{22}^{(-1)} & \cdots & c_{M2}^{(-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1M}^{(-1)} & c_{2M}^{(-1)} & \cdots & c_{MM}^{(-1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1^i(u, v)_1 & f_2^i(u, v)_1 & \cdots & f_M^i(u, v)_1 \\ f_1^i(u, v)_2 & f_2^i(u, v)_2 & \cdots & f_M^i(u, v)_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1^i(u, v)_N & f_2^i(u, v)_N & \cdots & f_M^i(u, v)_N \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

mit M rechten Seiten. In Kurzform lässt sich auch

$$\mathbf{F}^a (\mathbf{C}^{-1})^T = \mathbf{F}^a \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{c}}_1 & \tilde{\mathbf{c}}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{c}}_M \end{bmatrix} = \mathbf{F}^i \quad (4.17)$$

schreiben. Ein Vergleich mit Gleichung (2.57) zeigt, dass es sich bei den Diagramm - Matrizen \mathbf{F}^a und \mathbf{F}^i um transponierte Steering - Matrizen handelt. Um die gesuchte Matrix \mathbf{C}^{-1} zu erhalten, kann für den Fall $N = M$ ein konventioneller Lösungsalgorithmus für komplexe lineare

³Der Superskript (-1) kennzeichnet, dass es sich um einen Koeffizienten der inversen Kopplungsmatrix handelt und nicht um den reziproken Wert eines Koeffizienten der Matrix \mathbf{C} .

Gleichungssysteme verwendet werden. Für $N > M$ liegt ein überbestimmtes Gleichungssystem vor, für das eine Lösung im Sinne des kleinsten Fehlerquadrates gefunden werden muss. Mathematisch ausgedrückt sind also M Least-Squares Probleme

$$\min_{\tilde{\mathbf{c}}_m} \|\mathbf{F}^a \tilde{\mathbf{c}}_m - \mathbf{f}_m^i\|_2 \quad \text{für } m = 1, 2, \dots, M \quad (4.18)$$

zu lösen. Dabei enthalten die Spaltenvektoren \mathbf{f}_m^i jeweils N Elemente. Der Ausdruck $\|\cdot\|_2$ kennzeichnet die Bildung der Vektor-2 oder euklidischen Norm. Zur Berechnung einer möglichst verlässlichen Lösung dieses Problems bietet sich der Weg mit Hilfe der QR-Zerlegung

$$\mathbf{F}^a = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad \text{mit} \quad \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{E} \quad (4.19)$$

an [Gol96], wobei die unitäre Matrix \mathbf{Q} die Dimension $N \times N$ besitzt und \mathbf{R} eine obere Dreiecksmatrix mit der Dimension $N \times M$ ist. Mit dieser Zerlegung errechnen sich die gesuchten Lösungsvektoren $\tilde{\mathbf{c}}_m$ aus

$$\mathbf{Q}\mathbf{R}\hat{\tilde{\mathbf{c}}}_m = \mathbf{f}_m^i \quad \Leftrightarrow \quad \mathbf{R}\hat{\tilde{\mathbf{c}}}_m = \mathbf{Q}^H \mathbf{f}_m^i \quad (4.20)$$

mittels einfacher Rückwärts-Substitution⁴.

In den Abbildungen 4.8 und 4.9 sind die Ergebnisse des Kalibrierungsverfahrens für die 8-Element-Linie dargestellt. Schon für die mindestens erforderliche Anzahl an Abtastwerten von $N = M = 8$ ergibt sich ein sehr kleiner Restfehler, der vergleichbar oder noch unterhalb der Resultate aus den anderen Verfahren liegt. Außerdem ist erkennbar, dass die Amplituden- und Phasenfehler an genau 8 Winkelpunkten, nämlich in den gewählten Abtastpunkten, vollständig eliminiert wurden. Dies ist eine direkte Konsequenz der Theorie des Verfahrens, welches für den Fall $N = M$ ein vollständig, aber nicht überbestimmtes Gleichungssystem vom Rang N ergibt. Durch eine Erhöhung der Anzahl der Abtastwerte lässt sich noch eine leichte Verbesserung des Ergebnisses erzielen, weil dann ähnlich dem Verfahren nach Steyskal eine Art Mittelung über den Diagrammen erfolgt.

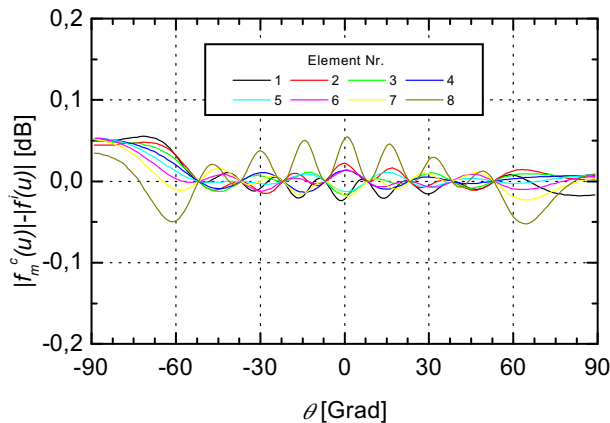


Abbildung 4.8: Rest - Amplitudenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = M = 8$ Abtastwerten.

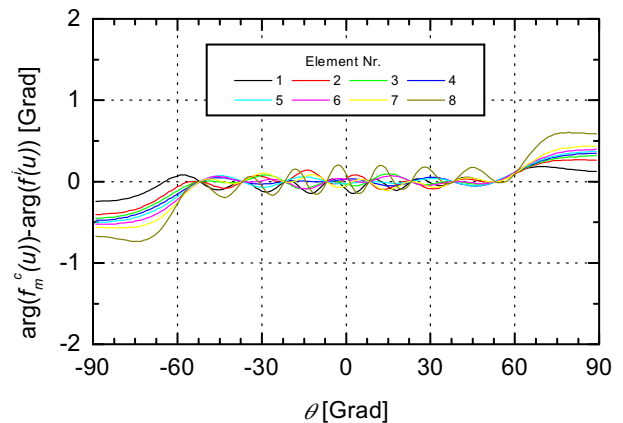


Abbildung 4.9: Rest - Phasenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = M = 8$ Abtastwerten.

⁴Die verwendete Schreibweise $\hat{(\cdot)}$ kennzeichnet die Lösung als Ergebnis eines Least-Squares-Verfahrens, also als optimierte Schätzgröße.

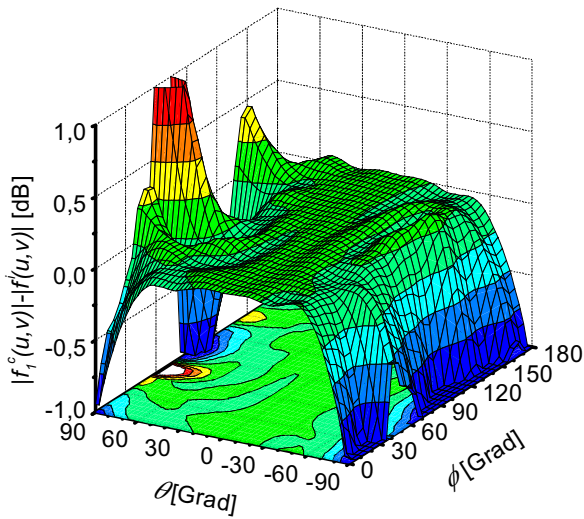


Abbildung 4.10: Rest - Amplitudenfehler des Elements 1 der 5×5 - Gruppe nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = 100$ Abtastwerten.

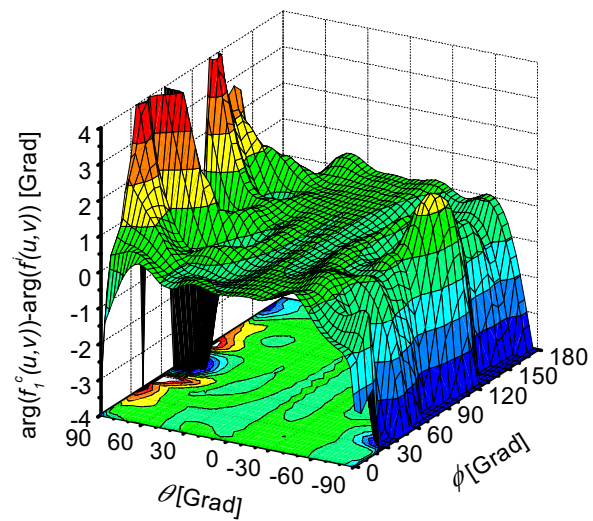


Abbildung 4.11: Rest - Phasenfehler des Elements 1 der 5×5 - Gruppe nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = 100$ Abtastwerten.

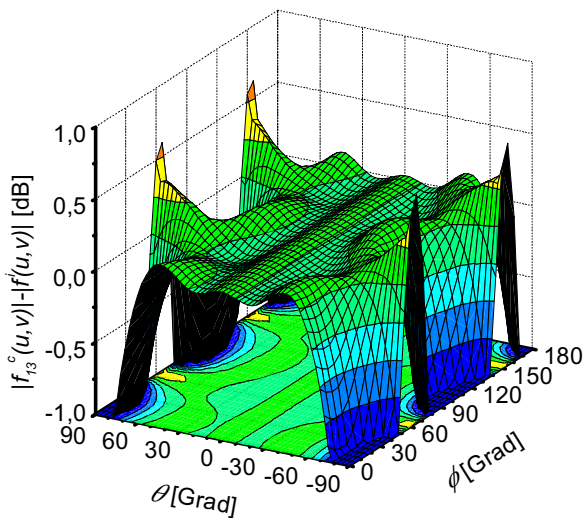


Abbildung 4.12: Rest - Amplitudenfehler des Elements 13 der 5×5 - Gruppe nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = 100$ Abtastwerten.

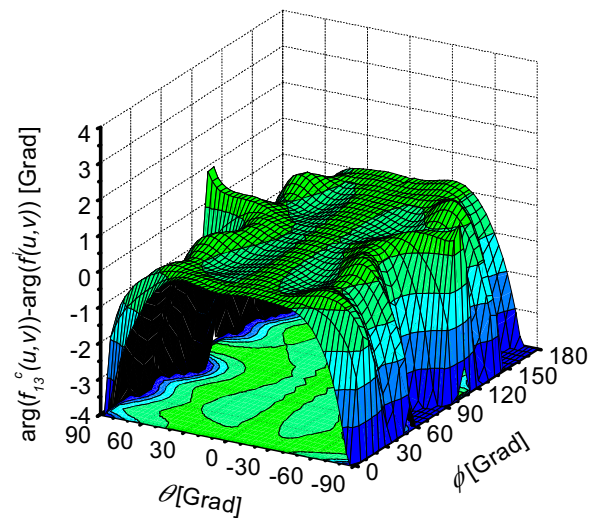


Abbildung 4.13: Rest - Phasenfehler des Elements 13 der 5×5 - Gruppe nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.17) mit $N = 100$ Abtastwerten.

Bedingt durch die Allgemeinheit des Ansatzes ist das vorgestellte Verfahren nicht auf eindimensionale Strahleranordnungen beschränkt, sondern lässt sich auch auf andere Array - Geometrien anwenden. Eine theoretische Untersuchung der Methode fand daher auch am Beispiel der Simulationsergebnisse der schon in Kapitel 3 beschriebenen 5×5 - Gruppe statt. Die Abbildungen 4.10 bis 4.13 zeigen exemplarisch die Rest - Amplituden bzw. Rest - Phasenfehler der Elemente 1 und 13 der Gruppenanordnung nach einer Kalibrierung mit 100 Winkel - Abtastwerten. Bis zu Winkeln von ca. $\theta = \pm 70^\circ$ liegen sehr geringe Restfehler der korrigierten Charakteristiken für alle ϕ -Ebenen vor, danach kommt es zu einem moderaten aber deutlichen Anstieg der Abweichungen von der

gewünschten Charakteristik. Die entsprechenden Verläufe für die Einzelcharakteristiken der anderen Strahler sind vergleichbar. Die Abbildungen 4.12 und 4.13 spiegeln sehr schön die Symmetrie der Anordnung wider.

Unter praktischen Gesichtspunkten spielen die Restfehler bei sehr großen Ablagewinkeln von der Gruppennormalen nur eine untergeordnete Rolle. Ferner wurde dieser Effekt für alle Elemente beobachtet, so dass zwar eine Abweichung vom angestrebten Ziel vorliegt, jedoch die resultierenden Diagramme $f_m^c(u, v)$ alle nahezu identisch sind. Da für die Diagrammsteuerung und die Anwendung von Array - Signalverarbeitungsverfahren lediglich relative Fehler der Elemente untereinander störend sind, sind die erkennbaren Restabweichungen sehr unproblematisch. Die Verwendung von nur $N = M = 25$ Punkten reichte beim vorliegenden planaren Array nicht für eine vernünftige Korrektur aus, brauchbare Ergebnisse konnten erst ab 36 Winkelpunkten erreicht werden. Bei Zugrundelegung des einmodigen Verkopplungsmodells kann jedoch auch hier eine ideale Rekonstruktion des Gruppenverhaltens basierend auf $N = M$ Punkten erzielt werden.

Wesentlicher Vorteil der neu vorgestellten Methode ist, dass sie gegenüber dem in Abschnitt 4.3.2 beschriebenen Verfahren eine hohe Flexibilität bei der Auswahl der auszuwertenden Winkelpunkte bietet. Dies betrifft sowohl die Positionen als auch die Anzahl der Abtastwerte. Im Gegensatz zum Verfahren aus Abschnitt 4.3.1 wird trotz Umsetzung einer Mittelung über die ausgewerteten Messdaten die relativ unhandliche numerische Integration vermieden. Das Verfahren berechnet überdies direkt die gesuchte *Entkopplungsmatrix* und ist nicht an eine bestimmte Anordnung der Antennenelemente gebunden. Ein weiterer sehr interessanter Vorteil liegt in der Möglichkeit, mit unterschiedlichen idealen Charakteristiken $f_m^i(u, v)$ arbeiten zu können. Bei der oben beschriebenen Analyse unterschieden sich diese nur in ihrem Phasendiagramm aufgrund der unterschiedlichen Elementpositionen in der Antennengruppe. Es können jedoch auch völlig verschiedene Diagramme angesetzt werden, die z.B. durch Effekte wie endliche Masseflächen hervorgerufen werden.

4.4 Kalibrierung mittels Eigenstruktur - Analyse

Während die vorstehend beschriebenen Verfahren zur Kalibrierung alle auf Prinzipien beruhen, die der klassischen Array - Theorie zuzuordnen sind, nutzen die in diesem Abschnitt dargestellten Methoden verschiedene Techniken der statistischen Signalverarbeitung. Dabei wird intensiver Gebrauch von den in den Kapiteln 2.3 und 2.4 beschriebenen Darstellungsformen des Antennensystems und der Eigenstruktur der zum System gehörenden Kovarianzmatrizen gemacht. Grundlegender Ausgangspunkt ist daher meistens das in Gleichung (2.57) angegebene Systemmodell, welches bei Vorhandensein einer Verkopplungs- bzw. Fehlermatrix in Analogie zu den vorherigen Kapiteln die Form

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{C}\mathbf{V}\mathbf{p}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.21)$$

erhält. Für die Kovarianzmatrix lässt sich dann

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{C}\mathbf{V}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}^H\mathbf{C}^H + \mathbf{R}_{nn} = \mathbf{V}_e\mathbf{R}_{pp}\mathbf{V}_e^H + \mathbf{R}_{nn} \quad \text{mit} \quad \mathbf{V}_e = \mathbf{C}\mathbf{V} \quad (4.22)$$

schreiben. Die Matrix \mathbf{V}_e kann als eine Form der Steering Matrix betrachtet werden, die die im System vorhandenen Fehlerquellen berücksichtigt, die Matrix \mathbf{V} hingegen stellt die Steering Matrix

für ein fehlerfreies System dar. Bei Vergleich dieses Sachverhalts mit der Gleichung (2.40) ist eine vollständige Analogie der Darstellungsweise mit der in den vorangegangenen Kapiteln verwendeten Form zu erkennen. Die Matrix \mathbf{V}_e enthält die aktiven Einzelcharakteristiken für die vorliegenden Richtungswinkel u und v , die Matrix \mathbf{C} liefert die Verknüpfung mit den idealen Charakteristiken in \mathbf{V} im Sinne einer Verkopplungsmatrix. Entgegen der einschlägigen Literatur wird also auch vorausgesetzt, dass \mathbf{V} nicht nur den Array Propagation Vector enthält, sondern zusätzlich den Amplituden- und Phasengang der isolierten Einzelcharakteristiken berücksichtigt. Die Beschreibung ist gemäß des Vorwissens aus früheren Kapiteln in ihrer Form nur für einmodige Verkopplungserscheinungen exakt gültig.

Die für eine Kalibrierung zu bewältigende Aufgabe besteht nun wieder darin, auf der Basis von Messungen eine Schätzung $\hat{\mathbf{V}}_e$ für \mathbf{V}_e zu erhalten und anschließend die gesuchte Verkopplungsmatrix \mathbf{C} oder die entsprechende Korrekturmatri \mathbf{C}^{-1} zu bestimmen.

4.4.1 Auswertung ortsbekannter Quellen

Ähnlich der Vorgehensweise bei den Kalibrierungsverfahren basierend auf Diagrammsynthese werden auch hier zum Erhalt der Kalibrierungsmatrix mehrere Winkelpunkte im Sichtbereich der Antenne abgetastet. Ist genau eine Kalibrierungsquelle in der Richtung $(u, v)_n$ vorhanden, so gilt für die Kovarianzmatrix \mathbf{R}_{xx}

$$\mathbf{R}_{xx} = \sigma_s^2 \mathbf{v}_e(u, v)_n \mathbf{v}_e^H(u, v)_n + \sigma_n^2 \mathbf{E}. \quad (4.23)$$

Dabei bedeutet σ_s^2 die Signalleistung, die sich als quadratischer Mittelwert bzw. Erwartungswert von $p(t)$ berechnet. Gemäß der geometrischen Überlegungen aus Abschnitt 2.4.3 ergibt sich dann aus einer Eigenstruktur - Zerlegung

$$\mathbf{R}_{xx} = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H = (\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \mathbf{v}_e(u, v)_n \mathbf{v}_e^H(u, v)_n + \sigma_n^2 \sum_{m=2}^M \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H. \quad (4.24)$$

Aus dieser Gleichung folgt unmittelbar, dass eine komplexe Proportionalität zwischen dem tatsächlichen Steering Vector und dem Haupteigenvektor von \mathbf{R}_{xx} besteht

$$\mathbf{v}_e(u, v)_n = c_n \mathbf{u}_1(u, v)_n. \quad (4.25)$$

Dieser Zusammenhang wurde von Pierre und Kaveh in [Pie90] und [Pie91] unkorrekterweise in der Form $c_n = c \forall n$ ausgenutzt. Die Auswertung von N Winkelpunkten führt unter dieser Voraussetzung auf das Minimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{C}^{-1}} \left\| \mathbf{C}^{-1} \hat{\mathbf{V}}_e - \mathbf{V} \right\|_F. \quad (4.26)$$

Dabei enthalten die Spalten von \mathbf{V} die idealen, zu den Kalibrierungswinkelpunkten gehörigen Einflüsse der isolierten Einzelcharakteristiken und die Spalten von $\hat{\mathbf{V}}_e$ die Haupteigenvektoren von $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$, die gemäß Gleichung (2.52) aus einer Mittelung der Ausgangssignale des Antennensystem bestimmt wird. Der Ausdruck $\|\cdot\|_F$ kennzeichnet die Bildung der Frobenius - Norm. Die Lösung des Minimierungsproblem kann z.B. in [Kay93] nachgeschlagen werden und lautet

$$\hat{\mathbf{C}}^{-1} = \mathbf{V} \hat{\mathbf{V}}_e^H \left(\hat{\mathbf{V}}_e \hat{\mathbf{V}}_e^H \right)^{-1}. \quad (4.27)$$

Simulative Untersuchungen in [Geß97] im Rahmen der vorliegenden Arbeit haben gezeigt, dass mit diesem Ansatz eine Kalibrierung nur dann möglich ist, wenn ausschließlich Amplituden- und Phasenfehler der Einzelkanäle vorliegen. In diesem Fall ist \mathbf{C} eine reine Diagonalmatrix und die Lösung nach Gleichung (4.27) kann auf den deutlich übersichtlicheren Ausdruck

$$\hat{c}_m^{(-1)} = \frac{\sum_{n=1}^N \hat{v}_{e,m}^*(u, v)_n \cdot v_m(u, v)_n}{\sum_{n=1}^N \hat{v}_{e,m}(u, v)_n \cdot \hat{v}_{e,m}^*(u, v)_n} \quad (4.28)$$

für die Diagonalelemente von \mathbf{C}^{-1} vereinfacht werden. Naturgemäß reicht für diesen Fall bereits ein einziger Winkelpunkt (u, v) aus, um eine vollständige Korrektur durchzuführen. Bei Vorliegen der in der Praxis stets auftretenden Verkopplung zwischen den Antennenelementen ist aufgrund der o.g. Beschränkung der Proportionalitätskonstanten eine Kalibrierung für einen sehr eingeschränkten Sichtbereich nur dann möglich, wenn die Abtastpunkte alle in diesem Sichtbereich liegen.

In [Pie91] wird das Verfahren von Pierre und Kaveh auf ein Sonar - Array mit 8 Elementen und einem sehr großen Elementabstand von 2.1 Wellenlängen mit gutem Erfolg angewandt. Es liegt dort offensichtlich nur eine sehr geringe Verkopplung vor. Ferner wird wegen des hohen Elementabstands nur in einem sehr beschränkten Eindeutigkeitsbereich des Array von -13° bis $+13^\circ$ gearbeitet. Damit liegen sehr gute Verhältnisse für das Verfahren vor, so dass sich der durch die Restriktion $c_n = c \forall n$ eingeführte Fehler nur gering bemerkbar macht.

Für eine Anwendung des Verfahrens auf übliche Antennengruppen mit einem großen Sichtbereich ist hingegen die Berücksichtigung einer winkelabhängigen Proportionalität von tatsächlichem Steering Vector und dem Haupteigenvektor von \mathbf{R}_{xx} unumgänglich. Dieser Ansatz führt auf das modifizierte Minimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{C}, \mathbf{\Lambda}} \left\| \mathbf{C}\mathbf{V} - \hat{\mathbf{V}}_e \mathbf{\Lambda} \right\|_F \quad \text{mit} \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{c_1, c_2, \dots, c_N\} = \text{diag} \{ \mathbf{c} \} . \quad (4.29)$$

Analog zu Gleichung (4.27) lautet die Lösung dieses Problems

$$\hat{\mathbf{C}} = \hat{\mathbf{V}}_e \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H (\mathbf{V}\mathbf{V}^H)^{-1} , \quad (4.30)$$

welches durch Einsetzen in Gleichung (4.29) und unter Berücksichtigung der Definitionsgleichung für die Frobenius-Norm die Form

$$\min_{\mathbf{\Lambda}} \left\| \hat{\mathbf{V}}_e \mathbf{\Lambda} \mathbf{P} \right\|_F = \min_{\mathbf{\Lambda}} \text{tr} \left\{ \mathbf{\Lambda}^H \hat{\mathbf{V}}_e^H \hat{\mathbf{V}}_e \mathbf{\Lambda} \mathbf{P} \right\} \quad \text{mit} \quad \mathbf{P} = \mathbf{E} - \mathbf{V}^H (\mathbf{V}\mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V} \quad (4.31)$$

annimmt. Dabei bedeutet der Ausdruck $\text{tr}\{\cdot\}$ die Berechnung der Spur einer Matrix. Bei Anwendung der in Anhang A.3 abgeleiteten Matrixidentität ergibt sich mit dem sogenannten Schur-Hadamard (elementweisen) Produkt \odot zweier Matrizen schließlich

$$\min_{\mathbf{c}} \left\{ \mathbf{c}^H \left(\left(\hat{\mathbf{V}}_e^H \hat{\mathbf{V}}_e \right) \odot \mathbf{P}^T \right) \mathbf{c} \right\} \quad (4.32)$$

als Optimierungsgleichung für die unbekanntenen Proportionalitätsfaktoren c_n . Die Beschränkung der unendlichen Lösungsmenge mittels $\mathbf{c}^H \mathbf{c} = 1$ führt auf eine Suche nach dem kleinsten Eigenwert des Problems

$$\left(\left(\hat{\mathbf{V}}_e^H \hat{\mathbf{V}}_e \right) \odot \mathbf{P}^T \right) \mathbf{z}_{min} = \lambda_{min} \mathbf{z}_{min} . \quad (4.33)$$

Diese Lösung wurde von See in [See94] vorgeschlagen. Der zugehörige Eigenvektor \mathbf{z}_{min} wird dort als Schätzwert für den Vektor \mathbf{c} verwendet. Damit ist die Matrix $\mathbf{\Lambda}$ bekannt und die Fehlermatrix $\hat{\mathbf{C}}$ kann aus Gleichung (4.30) bis auf eine komplexe Konstante, die durch geeignete Normierung entfernbar ist, bestimmt werden. Die dazu erforderliche Anzahl N an Abtastpunkten errechnet sich durch Vergleich der durch die Prozedur erhaltenen Anzahl an Messdaten mit der Anzahl der zu bestimmenden Parameter. Aus N Kalibrierungsquellen ergeben sich jeweils M komplexe Messgrößen, also ein Datensatz mit $2MN$ Elementen. Zu bestimmen sind $M \times M$ komplexe Elemente der Verkopplungsmatrix sowie die N komplexen Proportionalitätskonstanten c_n , d.h. es existieren $2M^2 + 2N$ unbekannte Parameter. Daraus errechnet sich die mindestens erforderliche Anzahl an Kalibrierungspunkten zu

$$N_{min} = \frac{M^2}{M-1}. \quad (4.34)$$

Schon vor einer simulativen Untersuchung ist festzustellen, dass der in diesem Abschnitt vorgestellte Algorithmus zur Kalibrierung zur grundsätzlichen Funktionsweise nicht nur mehr Winkelpunkte benötigt, sondern außerdem einen bedeutend höheren numerischen Aufwand erfordert als die in den Kapiteln 4.3.2 und 4.3.3 beschriebenen Verfahren.

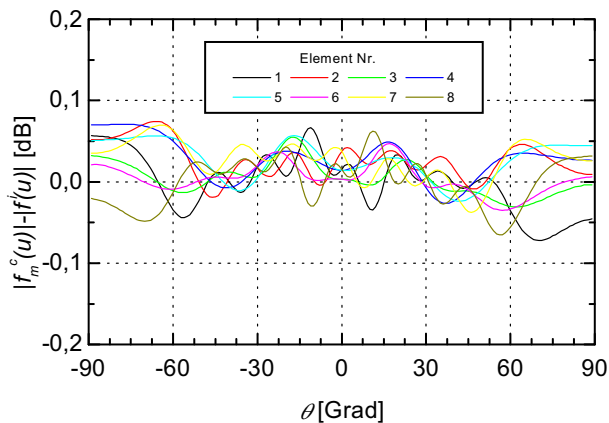


Abbildung 4.14: Rest - Amplitudenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.30) mit $N = 10$ Abtastpunkten.

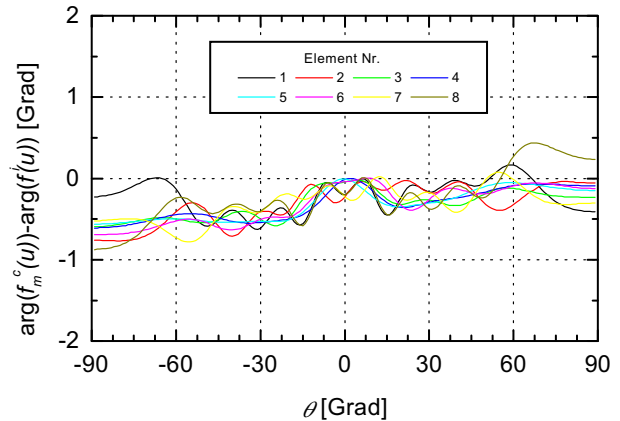


Abbildung 4.15: Rest - Phasenfehler nach der Kalibrierung basierend auf Gleichung (4.30) mit $N = 10$ Abtastpunkten.

Abschließend sei noch auf eine Erweiterung der vorgestellten Methode in [See95] und [Ng96] hingewiesen, mit der zusätzlich eine Kalibrierung der Elementpositionen durchführbar ist. Dies soll hier jedoch nicht weiter verfolgt werden, da eine Anwendung bezüglich der sich mit variierenden Elementpositionen ebenfalls ändernden Verkopplungseigenschaften fraglich und der Sinn der Verkomplizierung somit sehr zweifelhaft ist.

Die Abbildungen 4.14 und 4.15 illustrieren die Ergebnisse einer Kalibrierung wieder am Beispiel der schon in den vorangegangenen Abschnitten betrachteten 8-Element - Linie. Auch hier sind wieder die Abweichung der Amplituden und Phasen der korrigierten Einzeldiagramme $f_m^c(u)$ von der idealen Charakteristik $f^i(u)$ dargestellt. Das Verfahren erzielt somit basierend auf einem deutlich höheren numerischen Aufwand ein mit den anderen Methoden vergleichbares Kalibrierungsergebnis.

4.4.2 Auswertung ortsunbekannter Quellen (Auto - Calibration)

Neben den bisher präsentierten Methoden sind in der Literatur zur Kalibrierung vereinzelt auch Verfahren zu finden, bei denen die genaue Kenntnis der Orte der verwendeten Kalibrierungsquellen nicht erforderlich ist (z.B. [Fri91], [Vib94]). Vielmehr werden bei diesen während der eigentlichen Bestimmung der Antennenparameter die unbekanntenen Quellenrichtungen unter Einflechtung eines Richtungsschätzungs - Algorithmus auf Basis der Kovarianz - Matrix der Antennengruppe mitbestimmt. Diese Vorgehensweise wird als *Auto - Calibration* bezeichnet und erfordert im Vergleich zu den konventionellen Verfahren einen erheblichen mathematischen Aufwand. Hinzu kommt, dass den bisher bekannten Methoden dieser Art einige zum Teil nicht sehr praxisnahe Voraussetzungen zu Grunde liegen.

Die in [Fri91] und [Vib94] beschriebenen Kalibrierungsverfahren wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit eingehend untersucht, die entsprechende Diskussion ist in [Geß97] zu finden. Die in [Fri91] vorgestellte Technik wurde auch auf simulativer Basis evaluiert. Dabei stellte sich heraus, dass für eine Kalibrierung zwar nur sehr wenige Winkelpunkte erforderlich sind, jedoch nur für bestimmte Strukturen der zu bestimmenden Kopplungsmatrix \mathbf{C} halbwegs zufriedenstellende Ergebnisse erzielt werden konnten. Die zurückbleibenden Restfehler nach der Kalibrierung lagen auch in den genannten Spezialfällen über denen anderer Verfahren. Außerdem verbleibt nach der Korrektur ein elementabhängiger linearer Phasenfehler.

Als Schlussfolgerung aus diesen Untersuchungen ist festzuhalten, dass die Auto - Calibration ein von der Idee sehr interessanter Ansatz ist, für einen praktischen Einsatz aus den diversen oben genannten Gründen jedoch nur sehr eingeschränkt verwendet werden kann. Daher wurden die Untersuchungen in dieser Richtung nicht fortgeführt.

4.5 Winkelabhängige Verkopplungskompensation

Die bisher beschriebenen Kalibrierungsverfahren machen Gebrauch von dem ausführlich diskutierten Modell einer einmodigen Verkopplung und leisten unter dieser Voraussetzung eine winkelunabhängige Korrektur der Antenneneigenschaften. Ein exakter Ansatz muss dagegen in der Lage sein, eine winkelabhängige Korrektur vorzunehmen. Der wesentliche Beitrag zu diesem Thema ist in [Adv00] und [Adv97] dokumentiert, wo eine Gruppe aus Dipolen mit der Momenten - Methode simuliert wird. Durch geeignete Behandlung der der Momenten - Methode zugrunde liegenden generalisierten Impedanzmatrix (vgl. [Har93]) erfolgt die Ableitung einer Korrekturmethode zur Elimination der Verkopplungseffekte in den Torspannungen der einzelnen Antennenelemente. Dazu ist jeweils ein fester Einfallswinkel des zu korrigierenden Signals vorzugeben, d.h. es wird eine winkelabhängige Verkopplungskompensation durchgeführt, die durch Multiplikation mit einer winkelabhängigen Korrekturmatrix erfolgt. In der Theorie ist so eine hervorragende Korrektur erzielbar, unter praktischen Gesichtspunkten ist jedoch bedenklich, dass eine hochexakte Gültigkeit der für die Berechnung erforderlichen generalisierten Impedanzmatrix für den realen Aufbau gewährleistet sein muss. Die einzige in der Literatur bekannte Alternative bietet der in [Bro90] beschriebene Ansatz, der die winkelabhängige Korrekturmatrix mit Hilfe einer Eigenvektor - Analyse für eine einzelne Kalibrierungsquelle schätzt.

Eine reale Anwendung der winkelabhängig exakten Entkopplung mittels winkelabhängiger Korrekturmatrix erfordert die Kenntnis der jeweilig auszuwertenden Winkelrichtung. Für Signalverarbeitungsverfahren, die eine winkelabhängige Auswertung der Signalumgebung vornehmen, wie z.B. der beschriebene MUSIC - Algorithmus, kann diese Strategie somit sinnvoll eingesetzt werden. Der während des Betriebs entstehende Aufwand wird sich aber nicht wesentlich von einer Speicherung und einem Abruf des Array Manifolds bzw. der aktiven Einzelcharakteristiken für bestimmte Richtungen unterscheiden, die einfacher und unter praktischen Gesichtspunkten durch eine Messung genauer bestimmt werden können. Alternativ kann eine winkelabhängige Korrektur auch mit einer sektoriserten Anwendung eines der weiter oben beschriebenen Verfahren erzielt werden. Damit sind die beiden genannten Methoden nur von theoretischem Interesse. In Verbindung mit den in den vorangegangenen Kapiteln erzielten Ergebnissen ist darüber hinaus festzustellen, dass bei den betrachteten Anordnungen dieser erhöhte Aufwand nicht erforderlich ist. Bei sehr dicht benachbarten und somit sich gegenseitig sehr stark störenden Antennenelementen kann jedoch eine winkelabhängige Korrektur notwendig werden.

4.6 Weitere Literatur zur Verkopplungskompensation

Im Folgenden seien der Vollständigkeit halber noch weitere Verfahren genannt, die eine Fehlerelimination inklusive Verkopplungsfehlern anstreben, sich jedoch in die vorangegangenen Abschnitte nur schlecht einordnen lassen. In [Fri00] wird der Nutzen einer Verkopplungskompensation basierend auf dem in Abschnitt 2.2.5.4 beschriebenen Modell bei einer Raum - Zeit - Prozessierung theoretisch vorgeführt. Dabei wird die die Verkopplung repräsentierende Matrix als bekannt vorausgesetzt. Im Gegensatz dazu liefert [Hun00] eine iterative Prozedur zur Bestimmung einer Kalibrierungsmatrix, die sich an einer Fehlerquadrat - Minimierung eines Gewichtungsvektors orientiert. Die Publikation [Hek00] beschreibt die Berechnung einer Kopplungsmatrix ebenfalls basierend auf einer Minimierung im Sinne eines kleinsten Fehlerquadrates, Details des Verfahrens sind jedoch leider nicht enthalten. [Som99] und [Som01] beschreiben die Idee, eine Korrekturmatrix aus dem im realen Fall gestörten Vermögen einer Nullstellensteuerung abzuleiten.

4.7 Kalibrierung mittels systeminterner Netzwerke

Ergänzend zu den bisher beschriebenen Verfahren erfordert ein hochpräziser Betrieb des Antennensystem unter normalen Umgebungsbedingungen mit Temperaturschwankungen auch eine regelmäßig wiederholte Kanalkalibrierung. Kann dafür keine externe Quelle verwendet werden, so muss ein im System erzeugtes Signal möglichst symmetrisch und rückwirkungsfrei in die Einzelkanäle eingekoppelt werden. Die verschiedenen grundsätzlichen Möglichkeiten dafür wurden bereits in Abschnitt 4.2.2.4 erläutert. Mit den dabei am Ausgang erzielten und auf einen Kanal normierten Signalen x_{c_m} kann dann einfach eine relative Kanalkorrektur durchgeführt werden, die als zusätzliche komplexe Gewichtung eingerechnet wird. Um die Fehler des Verteilnetzwerkes für das Kalibrierungssignal selbst zu eliminieren, wird diese Korrektur ausserdem relativ zu einer ebenfalls normierten Referenzmessung \mathbf{x}_{net} durchgeführt, die direkt nach Anwendung eines der oben erläuterten

ten Verfahren erfolgt. Damit ergibt sich als gesammte Kalibrierungsvorschrift der Ausdruck

$$\mathbf{v}(u, v) = \text{diag} \left\{ \frac{x_{net_m}}{x_{c_m}} \right\} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v}_e(u, v). \quad (4.35)$$

Weiterer Aufwand ist zu betreiben, wenn die Einzelkanäle des Systems im Basisband abgetastet werden, d.h. also wenn analoge I/Q - Mischer verwendet werden und deren Fehlergrößen korrigiert werden sollen. Ein dafür geeignetes Verfahren ist in [Chu81] nachschlagbar.

4.8 Diskussion und Bewertung

Ein Vergleich der den verschiedenen Verfahren zur Kalibrierung unter Berücksichtigung der Verkopplung zugrunde liegenden Mathematik zeigt, dass sowohl die Methoden basierend auf Diagrammsynthese - Verfahren als auch die Methoden, die die Eigenstruktur der Array - Kovarianzmatrix ausnutzen, auf ein und dem selben Modell beruhen. Beide Klassen von Verfahren wurden in der Literatur bislang jedoch immer getrennt voneinander diskutiert. Dies liegt darin begründet, dass die Verfahren der ersten Gruppe der klassischen Antennentechnik zuzuordnen sind. Die Methoden der zweiten Gruppe stammen dagegen aus dem Bereich der Signalverarbeitung, in der im Allgemeinen relativ losgelöst vom physikalischen Hintergrund der Strahlerelemente ein Systemmodell angesetzt wird, welches auch eine Möglichkeit zur Berücksichtigung der Verkopplung enthält. Daher wurden in diesem Kapitel beide Grundarten mit wirklichkeitsnahen Simulationsdaten der gesamten Antennengruppe untersucht.

Die Ergebnisse der detaillierter betrachteten Verfahren sind alle miteinander vergleichbar, der mit ihnen verbundene Rechenaufwand differiert dagegen. Es kann festgestellt werden, dass die Verfahren, die auf einer Auswertung der Eigenstruktur der Array - Kovarianzmatrix beruhen, eine unhandlichere numerische Behandlung aufweisen, als die in Abschnitt 4.3 beschriebenen Methoden. Dafür bieten sie die Möglichkeit einer wahlweise begrenzten aber dennoch relativ flexiblen Auswahl der Abtast - Winkelpunkte. Die nicht näher beschriebenen aber in [Geß97] untersuchten Verfahren zur Auto - Calibration sind unter diesem Gesichtspunkt ein interessanter Ansatz, der sich jedoch bezüglich verschiedener Gruppengeometrien nur sehr spezialisiert umsetzen lässt.

Einen sehr schönen Kompromiss der wünschenswerten Eigenschaften für ein Kalibrierungsverfahren realisiert das in Kapitel 4.3.3 neu vorgestellte Verfahren. Es ist in seiner Idee sehr anschaulich, hochflexibel in seinem Ansatz auf verschiedenste Array - Geometrien und besitzt gleichzeitig viele Freiheiten bei der praktischen Durchführung. Dabei erzielt es bei einem vergleichsweise geringen Rechenaufwand sehr gute Ergebnisse.

Eine Diskussion des außerdem vorgestellten Kalibrierungsverfahrens mit interner Quelle und Verteilungsnetzwerk erfolgt in Kapitel 6.

Das wichtigste Ergebnis dieses Kapitels ist, dass bei den vorliegenden Antennenstrukturen mit moderatem Verkopplungsniveau eine Kompensation der Verkopplung mit dem angewandten Modell, welches lediglich die eine Verkopplung des Grundmodes richtig repräsentieren kann, bis auf sehr geringe Restfehler möglich ist. Diese liegen in einer Größenordnung, mit der orientiert an den Ausführungen in Kapitel 3 eine Strahlformung mit sehr guten Eigenschaften möglich ist. In der

Praxis können in einem realen System weitere und bedeutend gravierendere Fehler vorliegen, die für eine Kalibrierung zu zusätzlichen Problemen führen, da sie in dem verwendeten Datenmodell nicht berücksichtigt sind. Daher wird es im Ansatz günstiger sein, ein Verfahren zu wählen, welches die Einbeziehung einer hohen Anzahl von Messpunkten gestattet, um so eine Art Mittelung für die Korrektur zu erzielen. Daneben ist eine hohe Anzahl von Messpunkten auch in Szenarien mit niedrigem Signal - Rausch - Abstand interessant.

Kapitel 5

Zwei Antennensysteme mit digitaler Strahlformung

Zur praktischen Untersuchung und Evaluation verschiedener Fehlereinflüsse und deren Korrektur durch Kalibrierung wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit zwei verschiedene aktive Antennensysteme mit digitaler Strahlformung verwendet. Es handelt sich dabei zum einen um ein planares Array mit 5×5 Elementen für das L-Band und zum anderen um ein lineares Array mit 8 Elementen für das niedrige Ku-Band, die beide als reine Empfangssysteme ausgeführt sind und im Folgenden eingehender erläutert werden. Die zugehörigen Strahler - Geometrien wurden bereits in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben.

Da die Entwicklung eines hochkomplexen Gesamtsystems mit digitaler Strahlformung insbesondere im Falle einer Arbeitsfrequenz im Ku-Band mit einer Reihe von Schwierigkeiten verbunden ist, sind in diesem Kapitel neben den Beschreibungen der beiden Anordnungen auch einige Anmerkungen zu praktischen und technologischen Aspekten bei der Realisierung zu finden.

5.1 Übersicht und Vorbemerkungen

Der Ausdruck aktive Antenne ist bislang nicht eindeutig definiert, im Allgemeinen bezeichnet er Strahleranordnungen, die mit einem verstärkenden oder zumindest aktiven Element verbunden sind. In der Literatur werden dabei zwei Grundarten aktiver Antennen unterschieden, der Oszillator- und der Verstärkungs- Typ. Zum Teil werden auch noch der Frequenz - Konversions - Typ und der Transceiver - Modul - Typ genannt, die jedoch beide auf die zwei erstgenannten Versionen zurückführbar sind.

Der Oszillator - Typ besteht normalerweise aus einem als Oszillator betriebenen aktiven Element, der für die Oszillation erforderliche Resonanzkreis wird mit Hilfe des Strahlerelementes realisiert, z.B. mit einer Patch - Antenne. Dabei sind Einzelstrahler- und auch Gruppenanordnungen denkbar [Lin94], [Lia94]. Das verwendete Grundprinzip ist in seiner Ausführung relativ speziell und soll hier nicht weiter vertieft werden. Der Verstärkungs - Typ besteht dagegen einfach aus einer Zusammenschaltung von Strahler und aktiven Bauelementen. In diese Klasse können somit aktive Einzelstrahler, Phased Array Systeme mit T/R - Modulen für die Einzelstrahler und auch Antennensysteme mit digitaler Strahlformung eingeordnet werden. Ein wesentliches Problem bei der Realisierung dieser Aufbauten, insbesondere bei Gruppenanordnungen ist die Aufbau- und Verbin-

dungstechnik für die einzelnen Systemkomponenten. Wünschenswert ist eine kompakte und robuste Packungstechnik sowie häufig auch eine möglichst hohe Integration der Antennenelemente mit der zugehörigen Elektronik. Auf diese Themen wird in [Hei97] detailliert eingegangen. Schlüsselkomponenten von derartigen Antennen und Antennensystemen sind die als aktive Elemente erforderlichen hochintegrierten Mikrowellenkomponenten. Die Realisierung und Technologie dieser Komponenten sind Bestandteil vieler aktueller Forschungs- und Entwicklungsvorhaben. Insbesondere für höhere Frequenzen werden konventionelle Ausführungen und diskrete Aufbauten unattraktiv, da sie einen großen Platzbedarf besitzen und schlechte Leistungsparameter aufweisen. Bei Frequenzen > 10 GHz sind daher ungehäuste MMIC's in Verbindung mit hochpermeablen Trägermaterialien klassischen Technologien vorzuziehen. Zur Realisierung eines solchen Aufbaus ist jedoch ein hochqualifizierter Technologieprozess erforderlich, der bei kleinen Stückzahlen sehr kostenintensiv ist und nur von wenigen entsprechend spezialisierten Unternehmen beherrscht wird.

Speziell für die Umsetzung eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung ist ein sehr großer Aufwand an Elektronik erforderlich, der mit der eigentlichen Antennengruppe geeignet verbunden werden muss. Im Gegensatz zum klassischen Phased Array ist hier neben den ohnehin notwendigen Verdrahtungen eine grosse Anzahl an HF-qualifizierten Verbindungsleitungen und Übergängen zur Verteilung von Lokaloszillatorsignalen erforderlich. Daher ist bei diesem Systemtyp das Thema Integration und Packungstechnik mit allen damit verknüpften Problemen ein zentrales Thema. Ein entsprechend hochintegriertes Antennensystem mit digitaler Strahlformung existiert bislang jedoch noch nicht.

In der Vergangenheit sind bereits einige Arbeiten zu aktiven, integrierten Antennen durchgeführt worden. Als Beispiele für solche Anordnungen bei höheren Frequenzen seien hier [Laf97] und [Hus00] genannt, bei denen jeweils eine Integration aktiver Elemente mit der Antennengruppe vorgenommen wurde. In [Laf97] wird auch auf die Reproduzierbarkeit der Parameter der aktiven Elemente eingegangen, die für das Leistungsvermögen der Antennengruppe wie in den vorangegangenen Abschnitten gezeigt von entscheidender Wichtigkeit ist.

Praktische Arbeiten zu Antennensystemen mit digitaler Strahlformung sind klassisch dem Anwendungsgebiet der militärisch genutzten Radartechnik zuzuordnen. Die frühesten Veröffentlichungen zu experimentellen Arbeiten erfolgten zu Beginn der 80-er Jahre [Gri83]. Zum Ende dieser Dekade wurde dann in [Ebe88] und später auch in [Hum93] eine Antennenlinie aus 32 gedruckten Dipolen für das C - Band bei etwa 5.5 GHz, 3-facher Abwärtskonversion in das Basisband und Abtastung der I/Q - Kanäle beschrieben. Grundlegende Strahlformungsfunktionen wurden mit diesem System mit Erfolg präsentiert. Ein weiteres, sehr häufig zitiertes Demonstrationssystem ist die z.B. in [Pet96] präsentierte 12-Kanal Linie für das S - Band bei etwa 3 GHz. Mit diesem System wurden mit Hilfe eines Kalibrierungsverfahrens ähnlich dem in Kapitel 4.3.1 beschriebenen hervorragende Leistungsdaten bei der Strahlformung präsentiert. Eine Sonderstellung nimmt das in [Gni98] beschriebene konforme Demonstrations - Array aus 64 gedruckten Antennenelementen für das X - Band bei 10 GHz ein, das im Gegensatz zu den sonstigen in dieser Arbeit betrachteten Systemen mit einem Transceiver nach dem aus der Radartechnik bekannten FMCW - Prinzip arbeitet. Damit entsteht ein sehr einfaches Empfangssystem, die sehr schmalbandigen Ausgangssignale aller Kanäle werden mit 25 kHz abgetastet und in einem digitalen Prozessor ausgewertet. Auch mit diesem System wurden gute Leistungseigenschaften bei der digitalen Strahlformung nachgewiesen.

In der jüngeren Vergangenheit wurden auch einige Arbeiten bezogen auf den etablierten Frequenzbereich der Mobilkommunikation bis etwa 2.5 GHz veröffentlicht. In [Tso98b] und [Tso98a] ist eine 8-Element - Linie für den Einsatz bei 1900 MHz beschrieben. Es wird auf die erzielbaren Leistungsdaten bei einer Indoor - Kommunikation und Linearitätsprobleme eingegangen. Auch bei diesem Beispiel handelt es sich um ein reines Demonstrationssystem. Bisher ist noch kein produktreifes System mit vollständiger digitaler Strahlformung präsentiert worden, in naher Zukunft wird jedoch voraussichtlich bei einigen Anwendungen der Einsatz dieses Verfahrens auf Sub - Array - Ebene erfolgen. Aufgrund des hohen Aufwandes fehlen bisher auch Implementationen bei höheren Frequenzen.

Um einen Schritt in die Richtung zukünftiger aktiver, integrierter Antennensysteme insbesondere bei höheren Frequenzen zu unternehmen, wurde daher im Rahmen der vorliegenden Arbeit das bereits während der Simulationen betrachtete lineare Array mit 8 Antennenelementen für eine Arbeitsfrequenz von ca. 12.7 GHz mit der ersten Stufe für Verstärkung und Abwärtskonversion in eine gemeinsame Substratstruktur integriert. Die Implementation basiert auf konventionellen Mikrowellentransistoren. In Verbindung mit einer 8 - Kanal ZF - Stufe und einer A/D - Wandlereinheit entstand so ein Antennensystem für das Ku - Band mit digitaler Strahlformung. Das Gesamtsystem wird in den folgenden Abschnitten näher beschrieben.

Ferner wurde im Rahmen eines innerdeutschen Verbundvorhabens [Kue00a] ein planares Antennensystem mit digitaler Strahlformung für das L - Band bei ca. 1.6 GHz realisiert. Dieses wird am Ende des Kapitels kurz erläutert. Auf beide der genannten Systeme wurde das im letzten Abschnitt abgeleitete Kalibrierungsverfahren angewendet, was in Kapitel 6 dokumentiert ist.

Zur Veranschaulichung der praktischen Aufbauten sind im Anhang einige Fotos der beiden Systeme abgebildet.

5.2 Lineares Antennensystem mit 8 Elementen

5.2.1 Übersicht und Systemkonzept

5.2.1.1 Einordnung des Systems

Das primäre Ziel der vorliegenden Arbeit war die praktische Umsetzung eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung mit anschließender Implementation eines Kalibrierungsverfahrens. Darüber hinaus sollten funktionelle Aspekte der Technik der digitalen Strahlformung untersucht und bewertet werden. Die Entwicklung eines vermarktungsfähigen Systems lag dagegen nicht im Fokus der Arbeiten und konnte im Rahmen der zur Verfügung stehenden Mittel auch nicht erfolgen.

Zu beachten ist ferner, dass die praktischen Aufbauten zur Untersuchung der in Kapitel 4 beschriebenen Kalibrierungsverfahren mit externen Quellen nicht ohne beträchtliche praktische Probleme umgesetzt werden können. Die Testphase muss in einer möglichst störungsarmen Umgebung durchgeführt werden, idealerweise in einer Absorbermesskammer. Zur Einhaltung der für die beschriebenen Verfahren erforderlichen Mindestabstände zwischen Kalibrierungsquellen und Antennensystem ist aufgrund der bezogen auf die Wellenlänge extremen Größe einer Antennengruppe eine sehr

große Messkammer erforderlich, die nur sehr schwer und mit beträchtlichem finanziellen Aufwand verfügbar ist. Ein gangbarer Ausweg aus dieser Schwierigkeit ist die Wahl einer hohen Betriebsfrequenz. Andererseits bringt dies eine Reihe sehr schwerwiegender technologischer Probleme mit sich, erhöht Gesamtaufwand und Kosten für die Realisierung des Komplettsystems und erfordert eine erhöhte Präzision bei Aufbau und Durchführung der Messphase.

Als Resultat aus den vorgenannten Randbedingungen und dem Forschungsbedarf im Bereich aktiver, integrierter Antennen und steuerbarer Antennensysteme wurde als Arbeitsfrequenzbereich das niedrige Ku-Band gewählt bei knapp 13 GHz gewählt. In diesem Frequenzbereich sind streifenleitungs-kompatible Transistoren noch relativ leicht und vor allem zu erschwinglichen Preisen verfügbar. Damit ist die Umsetzung eines aktiven, integrierten Antennenfrontendes möglich, welches das unter den Gesichtspunkten der Kalibrierung und des Leistungsvermögens sehr kritische Problem einer Steckerverbindung zwischen Strahlerelementen und Empfangsteil vermeidet. Das System stellt den ersten Versuch einer Umsetzung integrierter Arrays bei hohen Frequenzen mit Anwendung der digitalen Strahlformung dar.

5.2.1.2 Systemarchitektur

Die Systemarchitektur des 8-Elemente Ku-Band-Systems ist in den Abbildungen 5.1 und 5.2 dargestellt. Die grundsätzliche Funktionsweise illustriert Abbildung 5.1. Im Wesentlichen besteht das System aus der Antennengruppe, einer direkt dahinter liegenden Einkopplung für ein internes Kalibrierungssignal in alle Kanäle, einem achtkanaligen Empfänger für die erforderliche Abwärtskonversion in eine für eine Digitalisierung geeignete Zwischenfrequenz, einer Datenaufnahmeeinheit und einer Steuer- bzw. Prozessierungseinheit, die innerhalb eines PC realisiert ist.

Der analoge Teil bis zum ZF-Ausgang ist in Abbildung 5.2 detailliert aufgelöst. Gleichzeitig sind die einzelnen Baueinheiten des Systems zu erkennen. Die erste dieser Einheiten ist die Antennengruppe mit dem Kalibrierungsnetzwerk und einer Vorstufe für rauscharme Verstärkung sowie eine erste Abwärtskonversion in ein deutlich niedrigeres Frequenzband bei 1.6 GHz. Alle diese Komponenten sind zusammen mit einem 1:8 - Teiler - Netzwerk für das für die Mischung benötigte Lokaloszillator-Signal und der erforderlichen Spannungsversorgung in eine Substratstruktur integriert. Dieses aktive, integrierte Antennenarray für die Anwendung einer digitalen Strahlformung ist die erste veröffentlichte Umsetzung einer Gruppenantenne mit diesem Strahlformungsverfahren im Ku-Band [Kue00b]. Dabei sind die Antennenelemente als aperturgekoppelte, doppelstöckige Streifenleitungsantennen ausgeführt. Das Kalibrierungssignal wird seriell in alle acht Systemkanäle verteilt. Die acht Ausgänge der aktiven, integrierten Arrayantenne gelangen dann auf eine 8-Kanal - ZF-Stufe, die zweite Baueinheit, die die Einzelsignale mittels zweifacher Abwärtskonversion auf eine niedrige Ausgangsfrequenz im kHz-Bereich oder mit geringer Modifikation auch in das Basisband umsetzt. Die Konversion in einen derartig niedrigen Frequenzbereich ist zwar mit einer Reihe von Nachteilen verbunden, die weiter unten noch aufgezählt werden sollen. Allerdings war dies kostenbedingt unbedingt erforderlich und für ein Demonstrationssystem ausreichend. Die acht Einzelzweige der ZF-Stufe befinden sich in voneinander völlig abgeschirmten Gehäusen und sind alle mit einer eigenen Spannungsaufbereitung ausgestattet. Die Lokaloszillator - Signale werden in zwei jeweils mit einem 1:8 -Teiler integrierten vom Steuerrechner programmierbaren Synthesizern erzeugt. Schließlich ist noch eine Einheit zur Spannungsversorgung vorhanden, die eine Erzeugung

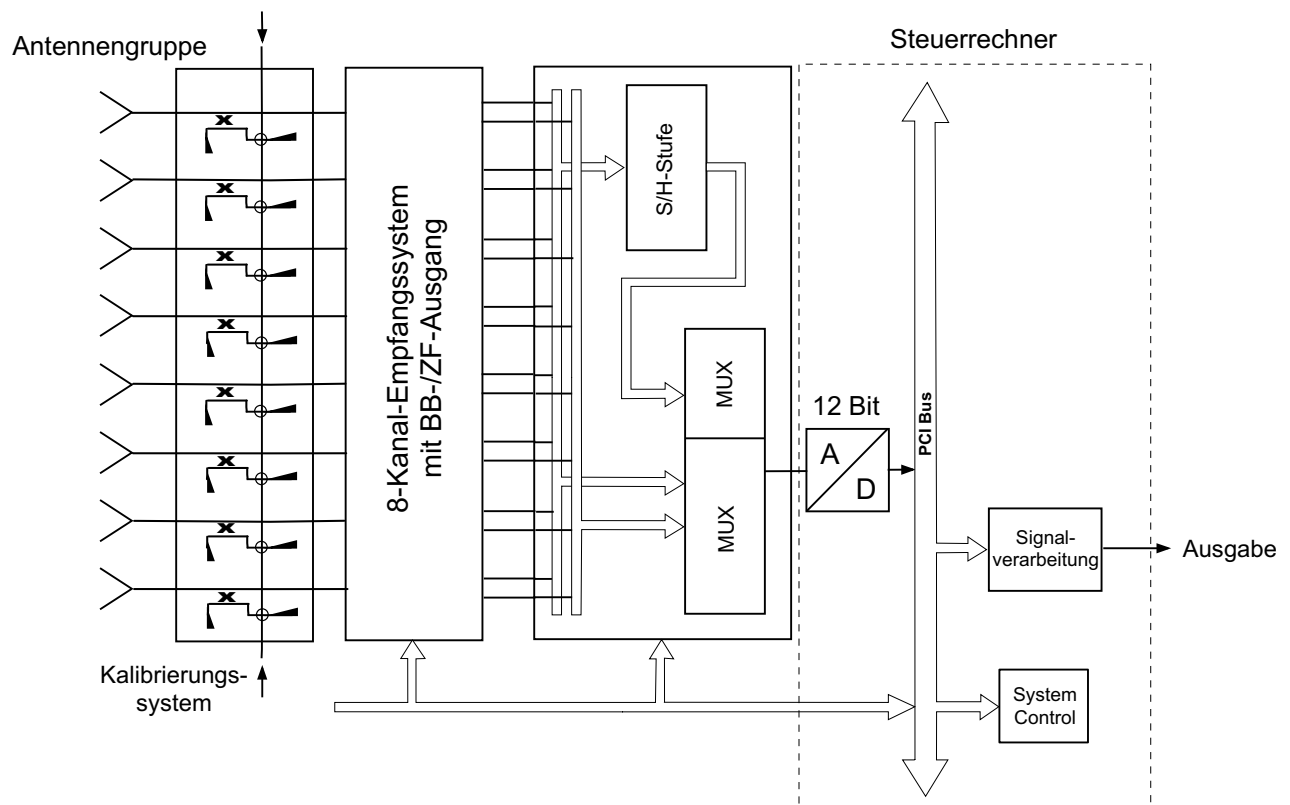


Abbildung 5.1: Funktionelles Blockschaltbild des Systems.

der wesentlichen im System benötigten Spannungen aus einer einzelnen Versorgungsquelle leistet.

Die in Abbildung 5.1 erkennbare Datenaufnahme - Einheit besteht im wesentlichen aus einer Sample and Hold-Stufe mit nachgeschaltetem 8-Kanal Multiplexer, der unter Berücksichtigung der maximalen Abtastrate jeweils einen der acht Kanäle auswählt und der nachgeschalteten A/D - Wandler - Karte zuführt. Soll dagegen eine Datenaufnahme im Basisband erfolgen, so ist die Sample and Hold-Stufe außer Betrieb gesetzt und die vorliegenden 16 Kanäle werden seriell zur Digitalisierung gebracht. Im Rahmen der in dieser Arbeit dargestellten Sachverhalte wurde diese Betriebsart jedoch nicht verwendet. Die entsprechend aufgenommen Datenströme werden danach im Steuerrechner weiterverarbeitet. Dieser ermöglicht über einen digitalen Datenbus auch die Programmierung der im Analogteil des Systems enthaltenen Synthesizer.

Neben dem Aufwand, die einzelnen Systemteile zu entwickeln und entsprechend abzugleichen, bestand ein nicht unerhebliches Problem darin, das Gesamtsystem möglichst kompakt zusammenzusetzen. Durch die Verwendung der integrierten Antennenstruktur ergibt sich zumindest für den ersten Systemteil eine sehr konzentriert aufgebaute Anordnung. Die Integration mit den restlichen Teilen erfolgte durch Anbau an einer U-förmigen Trägerstruktur. Von immenser Wichtigkeit ist außerdem die hohe erforderlichen Anzahl an HF-qualifizierten Verbindungsleitungen für die LO-Signalverteilung, die neben den Leitungen für Spannungsversorgung und sonstige Datensignale den Komplexitätsgrad bei der Integration deutlich steigert. Einige Fotos von Gesamtsystem und Komponenten im Anhang veranschaulichen diesen Gesamtaufbau.

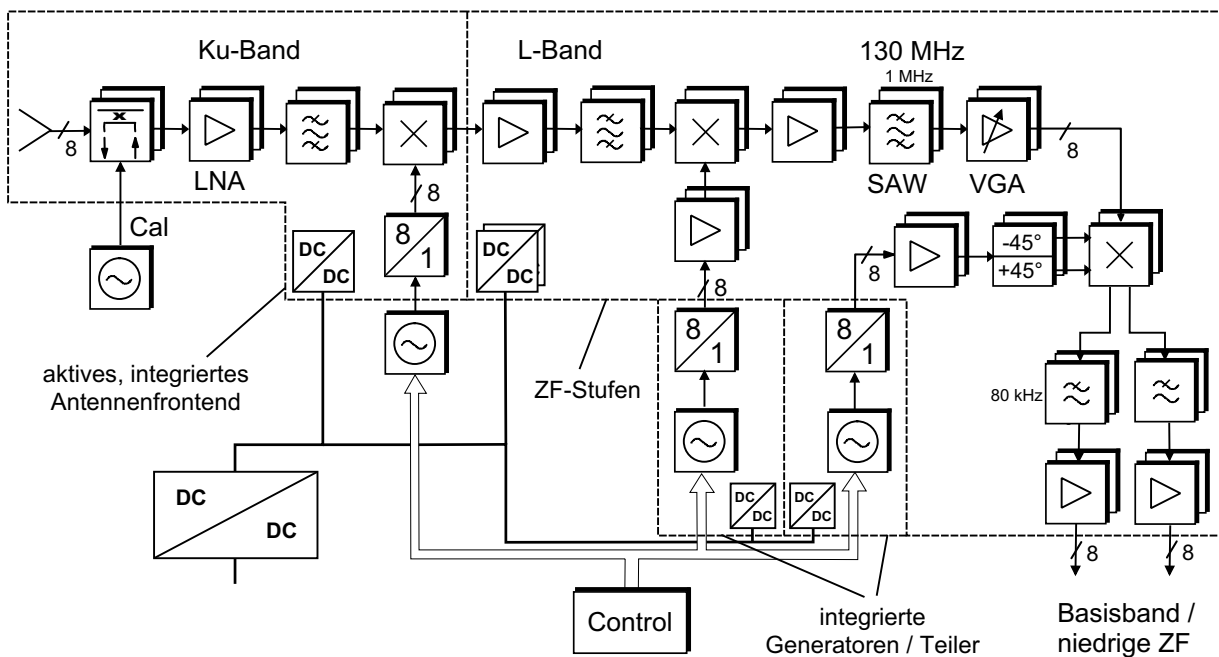


Abbildung 5.2: Blockschaltbild der analogen Systemteile.

5.2.1.3 Demonstrationsziele

Entsprechend der Zielsetzung der vorliegenden Arbeit bestand das mit dem nachfolgend beschriebenen Antennensystem zu erreichende Demonstrationsziel in einem Testbetrieb mit und ohne Anwendung eines Kalibrierungsverfahrens. Dabei wurden grundlegende Strahlformungs- und Strahlsteuerungsverfahren in der Praxis untersucht. Die entsprechende Dokumentation dieser Arbeiten ist in Kapitel 6 enthalten.

5.2.2 Beschreibung der einzelnen Systemkomponenten

5.2.2.1 Das aktive, integrierte Antennen - Frontend im Ku - Band

Zur möglichst kompakten und gleichzeitig zukunftsweisenden Umsetzung des Antennensystems wurden die eigentliche Antennengruppe zusammen mit der HF - Vorstufe und der Schaltungstechnik für die erste Abwärtskonversion aller acht Antennenelemente in eine gemeinsame, mehrlagige Substratstruktur integriert. Die Realisierung dieses aktiven, integrierten Antennen - Frontends [Kue00b] stellte eine besondere Herausforderung dar. Das Design und die Realisierung gestalteten sich aufgrund der relativ hohen Betriebsfrequenzen und des daraus resultierenden geringen Flächeangebots auf den verwendeten Substraten als äußerst schwierig. Die einzelnen Teile der Struktur und deren Integration werden im Folgenden erläutert. Details der Entwicklung sind in [Cam98] und [Jäh99] beschrieben.

Einzelstrahler und Antennengruppe. Antennenelemente in Streifenleitungs-Technologie sind ideale Kandidaten für die Anwendung als aktive integrierte Antennen, da das verwendete Substratmaterial als Träger sowohl für die eigentliche Antennenstruktur als auch für die zugehörigen Schaltungsteile wie z.B. Verstärker und Phasenschieber verwendet werden kann. Die einfachste

Ausführungsform dieses Strahlertyps ist ein quadratischer oder kreisförmiger metallischer Resonator (*Patch*) auf der Oberseite des Substrates, der über eine Streifenleitung kantengespeist wird [Jam89] (Abbildung 5.3a). Bei dieser einfachen einlagigen Struktur stören jedoch die Speiseleitung durch eigene Abstrahlung und die durch ihre Ankopplung verursachte Verzerrung der Stromverteilung auf dem Resonator merklich das resultierende Strahlungsdiagramm. Ferner weist diese resonante Struktur naturgemäß nur eine sehr geringe relative Bandbreite auf, die ohne Anwendung besonderer Maßnahmen typischerweise in der Größenordnung von 1% liegt.

Zur Unterdrückung der unerwünschten Störstrahlung werden meist mehrlagige Strukturen angewandt. Insbesondere die zuerst von Pozar vorgestellte aperturgekoppelte Anordnung [Poz85], [Sul86] ist diesbezüglich sehr geeignet. Dabei wird eine leerlaufende Streifenleitung über einen resonanten Schlitz in der Massefläche an den Patch angekoppelt, so dass das gesamte Speisetzwerk durch die Massefläche vom Antennenelement hervorragend entkoppelt wird (Abbildung 5.3b). Ein weiterer Vorteil dieser Struktur ist, dass die relativen Dielektrizitätskonstanten der beiden beteiligten Substratlagen relativ unabhängig voneinander gewählt werden können. Um eine große relative Bandbreite zu erzielen, wird man als Trägermaterial für den Patch vorzugsweise eine niedrige Dielektrizitätskonstante und ein eher große Dicke wählen. Zur Miniaturisierung des Speisetzwerkes kann dagegen eine hohe Dielektrizitätskonstante für das untere Substrat verwandt werden.

Zur weiteren Erhöhung der relativen Bandbreite ist außerdem der Einsatz zusätzlicher Patche in anderen Substratlagen möglich (sogenannte *Stacked Patches*). Mit der in Abbildung 5.3c dargestellten Anordnung lassen sich durch geeignete Substratwahl Bandbreiten von 25% und mehr erzeugen [Cro91], [Tar98]. Dazu müssen wiederum möglichst starke Antennenträgersubstrate mit geringer Dielektrizitätskonstante gewählt werden. Dem Wunsch nach sehr dicken Substratmaterialien stehen beim Design einer Antennengruppe allerdings die besseren Ausbreitungsbedingungen für Oberflächenwellen in der Struktur gegenüber, die zu einer starken Verkopplung führen können.

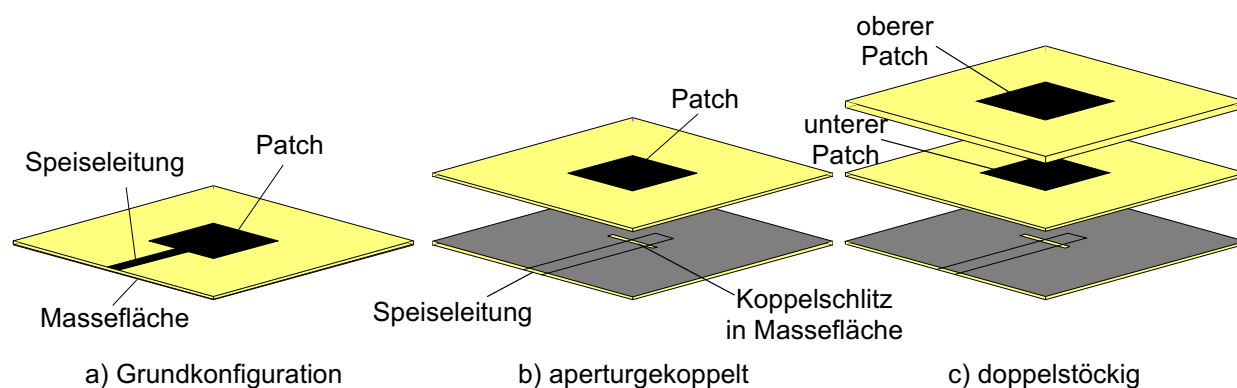


Abbildung 5.3: Verschiedene Ausführungsformen planarer Antennen.

Für die in dieser Arbeit vorliegende Applikation eines aktiven integrierten Antennenfrontends kommen aus den oben genannten Gründen nur die aperturgekoppelten Anordnungen in Frage. Unter Berücksichtigung der mit in die Antennenstruktur zu integrierenden Schaltung und des Wunsches, einen Strahler zu erhalten, mit dem bequem auch ein breiteres Band abgedeckt werden kann, wurde die doppelstöckige aperturgekoppelte Struktur aus Abbildung 5.3c gewählt. Das System aus den zwei Patchen und dem Koppelschlitz besitzt zwei Resonanzen, die in recht komplizierter

Weise von allen Geometriegrößen abhängig sind. Damit gestaltet sich ein Design - Prozess relativ schwierig, bei dem die Resonanzen so gegeneinander verstimmt werden, dass ihre Überlagerung über einen möglichst breiten Frequenzband Anpassung an den Wellenwiderstand der Speiseleitung bewirkt. Als Substrate wurden vier Lagen RT/duroid 5870 der Firma Rogers mit einer relativen Dielektrizitätskonstante von 2.33 und einer Stärke von jeweils 0.5 mm gewählt, wobei sich zwei zwischen den beiden Patchen befinden. Dies ist ein Kompromiss zwischen erzielbarer Performance des eigentlichen Strahlerelements, durch die Gesamtintegration aufgezwungene Randbedingungen und nicht zuletzt der im Institut für Theoretische Elektrotechnik und Hochfrequenztechnik verfügbaren technologischen Möglichkeiten zur Verarbeitung und Realisierung von Materialien und Mikrowellen - Bauteilen in planarer Technik. Auf diesen wichtigen und zugleich sehr kritischen Punkt wird in den folgenden Abschnitten noch explizit eingegangen.

Die Dimensionierung des Antennenelements erfolgte mit Hilfe des Programmpakets Momentum von Agilent Technologies. Bei der Fertigung des Strahlers wurden die beteiligten Substratlagen einzeln hergestellt und anschließend mit dem Bonding Film 3001 der Firma Rogers unter Druck und Hitze in einer selbstgebauten Multi-Layer-Presse [Jäh99] zur Gesamtstruktur verbacken. In Abbildung 5.4 ist die gemessene Rückflussdämpfung des Strahlers über der Frequenz dargestellt. Trotz der üblichen Simulationsungenauigkeiten und des in der Simulation nicht berücksichtigten Heißklebefilms konnte eine gute Übereinstimmung von Simulation und Messung erzielt werden. Die Ankopplung des Strahlers an das koaxiale Messtor erfolgte mit einem eigens dimensionierten Übergang von Semi-Rigid-Leitung auf die Speiseleitung, der für den vorliegenden Frequenzbereich sehr gute Werte der Rückflussdämpfung von ca. 20 dB aufweist. Ferner ist ein durch die zweite Resonanz der Anordnung hervorgerufener Anpassungsbereich knapp unterhalb von 15 GHz zu erkennen. Bei einer Optimierung des Strahlers für eine möglichst große Anpassungsbandbreite sind diese beiden Subbänder zu vereinigen. Dies gestaltet sich jedoch im vorliegenden Fall aufgrund der oben begründeten Substratkonfiguration äußerst schwierig und ist für die hier angestrebte Anwendung nicht erforderlich.

Das zugehörige Strahlungsdiagramm der Antenne ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

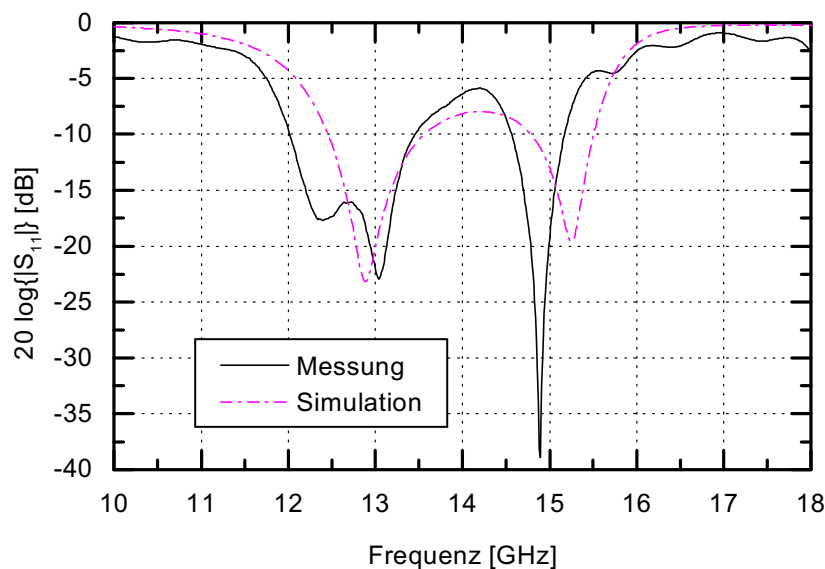


Abbildung 5.4: Gemessene und simulierte Anpassung des passiven Einzelstrahlers.

Die eigentliche Antennengruppe besteht aus einer linearen Anordnung von acht der beschriebenen Einzelstrahler mit einem gegenseitigen Abstand von $d/\lambda = 0.56$. Dies hält die in Gleichung (2.17) definierten Maxima der Grating Lobes für Schwenkwinkel bis zu etwa 52° ausserhalb des sichtbaren Bereichs. Der für das Verhältnis d/λ gewählte Wert stellt einen Kompromiss zwischen erreichbarem Schwenkwinkel und dem bei der verwendeten Technologie für eine praktische Umsetzung gerade noch realistischen Elementabstand dar. Bei einer Arbeitsfrequenz von 12.7 GHz beträgt dieser nämlich lediglich 13.219 mm, womit für die mit in die Antennenstruktur zu integrierenden aktiven Schaltungsteile nur sehr wenig Platz bleibt. Für die für dieses Array durchgeführte numerische Berechnung der aktiven Einzeldiagramme sei auf die Kapitel 3 und 4 verwiesen.

Das Kalibrierungsnetzwerk. Das Antennenfrontend enthält wie schon beschrieben ein Netzwerk zur seriellen Einkopplung eines Kalibrierungssignals in alle Einzelkanäle. Zur Umsetzung dieser Funktionalität war die Entwicklung einer geeigneten Kopplungsstruktur erforderlich. Den schematischen Aufbau des realisierten Kalibrierungskopplers zeigt die Abbildung 5.5. Er besteht aus einer Serienschaltung eines Lochkopplers von einer in die Substratstruktur eingebetteten Stripline auf Mikrostreifenleitung und einem nachgeschalteten Richtkoppler, der die Injektion des Testsignals in die gewünschte Empfangsleitung leistet. Das vollständige Kalibrierungsnetzwerk besteht also im Wesentlichen aus der Stripline, die den in jedem Empfangszweig enthaltenen Richtkoppler speist.

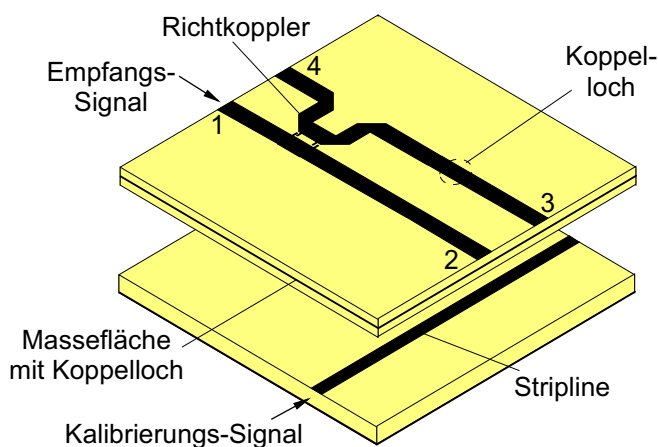


Abbildung 5.5: Der verwendete Kalibrierungskoppler bestehend aus Richtkoppler und Lochkoppler von Stripline auf Mikrostreifenleitung.

Der Lochkoppler wurde mit dem in [Ram98] und [Jog90] beschriebenen Verfahren dimensioniert. Er besitzt eine Koppeldämpfung von ca. 30 dB. Den Richtkoppler zeichnen gedruckte Interdigitalkondensatoren an beiden Enden der Koppelstrecke zur Erhöhung der Richtschärfe aus. Damit konnte im Testaufbau eine Richtdämpfung von etwa 25 dB bei 12.7 GHz messtechnisch nachgewiesen werden. Die Koppeldämpfung des Richtkopplers beträgt etwa 21 dB, so dass sich ein Gesamtkoppelfaktor von Stripline auf die Empfangsleitung von ca. -51 dB ergibt. Damit liegt auch eine sehr hohe Entkopplung der einzelnen Ausgänge des Gesamtnetzwerkes vor. Problematisch ist jedoch die exakte und vor allem reproduzierbare Bestückung des Abschlusswiderstandes am nicht verwendeten Tor 4. Zwar wurde ein spezieller, HF-qualifizierter Widerstand der Firma EMC verwendet, die für einen möglichst geringen Restreflexionsfaktor erforderliche, höchst sorgfältige Bestückung von Hand bereitete jedoch einige Schwierigkeiten. So gelang es in mehreren Versuchen nicht, in punkto

Koppeldämpfung und Richtschärfe in den Eigenschaften wirklich gleiche und somit reproduzierbare Koppler aufzubauen.

Die Ku-Band Empfangsstufe. Zur Umsetzung der aktiven Schaltungsteile im Ku-Band wurden konventionelle gehäuste Mikrowellentransistoren eingesetzt. Diese sind kommerziell auch in Kleinststückzahlen relativ gut zu erschwinglichen Preisen verfügbar. Zur Erzielung der optimalen Performance sind zwar ungehäuste Chips auf einem Träger mit hoher Dielektrizitätszahl zu bevorzugen, deren Verwendung war am Institut jedoch technologisch nicht möglich. Der gravierendste Nachteil der verwendeten konventionellen Technik ist die hohe resultierende Boardgröße. Ferner weisen die gehäusten Bauelemente schlechtere Leistungsdaten durch störende Anschlussinduktivitäten und Gehäusekapazitäten auf.

Das Blockschaltbild eines kompletten Einzelzweiges der Ku-Band Empfangsstufe bestehend aus Strahlerelement, Kalibrierungs - Richtkoppler, LNA, Filter und Mischer zeigt Abbildung 5.6. Neben der technologischen Schwierigkeiten bei der Herstellung des Gesamtboards lag eine große Herausforderung beim Design der Kette in der geringen zur Verfügung stehenden Fläche. Wie oben beschrieben beträgt der Elementabstand in der Antennengruppe 0.56λ , was bei einer Arbeitsbezugsfrequenz von 12.7 GHz einen Schaltungsabstand zwischen den aktiven Einzelzweigen von nur 13.219 mm bedeutet. Da die Einzelzweige außerdem mit durchkontaktierten Masseflächen voneinander entkoppelt wurden und zu diesen ein gewisser Mindestabstand eingehalten werden muss, ergab sich eine nutzbare Schaltungsbreite von lediglich ca. 10 mm.

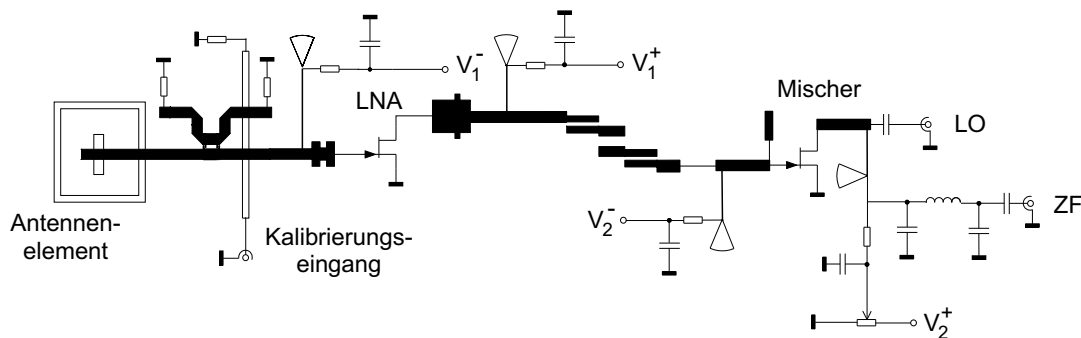


Abbildung 5.6: Blockschaltbild der kompletten aktiven Einzelantenne ohne Spannungsversorgung.

Die Anpassung der Mikrowellentransistoren erfolgte mittels gedruckter Netzwerke, die in Abbildung 5.6 angedeutet sind. Zur Optimierung wurden dabei die von den Herstellern angegebenen S-Parameter- und Rausch-Parameter - Datensätze verwendet, mit denen innerhalb des Programmpakets ADS von Agilent Technologies ein Schaltungsdesign mit guter Genauigkeit erzielt werden konnte [Jäh99].

Tabelle 5.1 fasst die in der Messung erzielten Leistungsdaten der Einzelkomponenten und der aktiven Gesamtkette zusammen. Die Untersuchung verschiedener Transistoren für den LNA ergab eine sehr gute Reproduzierbarkeit der Komponente. Dagegen stellten sich die Eigenschaften des Mixers als wesentlich kritischer heraus. Aus diesem Grund erfolgte der Einbau eines Potentiometers für die Drain-Source - Spannung des Mischer - Transistors in jeden Zweig des Gesamt -

Frontends. Der für einen aktiven Mischer schlechte Konversionsgewinn von -3.2 dB liegt in dem Problem begründet, dass für den verwendeten Transistor keine Parameter - Datensätze für einen geeigneten Arbeitspunkt zur Verfügung standen. Trotzdem liegt der Wert bedeutend besser, als die mit einem konventionellen Diodenmischer erzielbaren Daten.

Komponente	Gewinn	Reprod.	Rauschzahl	Reprod.
Richtkoppler	-0.5 dB	n.b. ¹	0.5 dB	n.b. ¹
LNA	12.5 dB	± 0.8 dB	0.8 dB	± 0.2 dB
Filter	-2.8 dB	n.b. ¹	2.8 dB	n.b. ¹
Mischer	-3.2 dB	± 0.2 dB	5.9 dB	± 0.4 dB
Gesamt	6.2 dB	n.b. ²	2.4 dB	n.b. ²

Tabelle 5.1: Daten der Komponenten des Ku-Band - Frontends.

Die angegebenen Rauschzahlen wurden mittels der z.B. in [Sch90] beschriebenen Y-Methode unter zusätzlicher Berücksichtigung der auftretenden Anpassungsfehler zwischen Rauschquelle und Messobjekt gemessen. Dabei kamen eine Dioden - Rauschquelle und ein zusätzlicher Messverstärker zum Einsatz. Ferner musste die Rauschzahl des LNA's aus Empfindlichkeitsgründen in Verbindung mit dem entwickelten Mischermodul und mittels einer Mittelung über eine Vielzahl von Messwerten bestimmt werden, um verlässliche und reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen.

In Abbildung 5.6 nicht dargestellt ist die mit in die Antennenstruktur integrierte Schaltung zur Erzeugung der negativen und positiven Versorgungsspannungen der Einzelkette, die in modifizierter Form auch im Gesamt - Frontend zur Anwendung kommt.

Die LO-Verteilung. Zur Bereitstellung der Lokaloszillator - Signale für die Mischstufen der acht Einzelzweige des aktiven Frontends wird ein 1:8 - Leistungsteiler benötigt. Da für den vorliegenden Frequenzbereich keine kommerziell verfügbaren Komponenten in integrierter SMD-Bauform erhältlich waren, musste eine Eigenentwicklung erfolgen. Als Grundelemente für die Leistungsteilung wurden die in den Abbildungen 5.7 und 5.8 dargestellten, planaren sektorförmigen Komponenten [Abo87], [Abo88] gewählt. Diese besitzen gegenüber klassischen 1:2 - Teilernetzwerken wie z.B. Wilkinson - Teilern den Vorteil, dass sie ohne weitere konzentrierte Elemente sowie auch einstufig mit mehr als zwei Ausgängen ausgeführt werden können und so relativ platzsparend realisierbar sind.

Für die Umsetzung des kompletten LO-Verteilungsnetzwerkes kommt eine Konfiguration mit einem 1:2- und zwei 1:4-Teilern zum Einsatz. Zwecks einer Parameter - Studie und zur Vordimensionierung wurde ein Programm zur Berechnung der Streumatrix der Teiler entwickelt [Cam98]. Es beruht auf einer Bestimmung der Koppelimpedanzen zwischen den Anschlussleitungen mit Hilfe der Green'schen Funktionen eines planaren metallischen Kreissektors [Cha81]. Das Berechnungsverfahren, welches hier nicht wiedergegeben werden soll, ist zur Geometriefestlegung eines Teilers mit vorgegebener Spezifikation sehr gut geeignet. Die anschließende Feinabstimmung der Abmaße

¹Diese Werte wurden messtechnisch nicht bestimmt.

²Aus den Tabellenwerten können maximale und minimale Grenzen abgeschätzt werden.

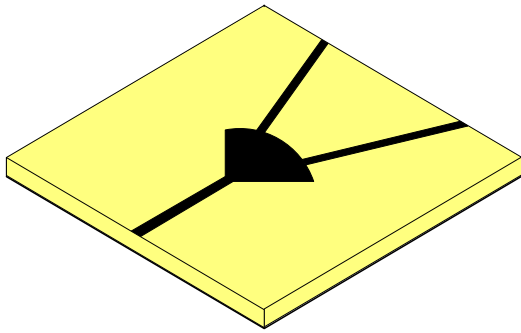


Abbildung 5.7: Planarer 1:2 - Sektorteiler.

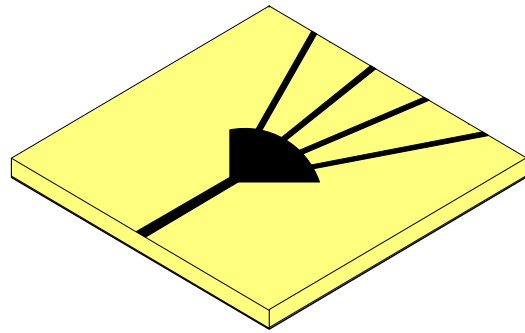


Abbildung 5.8: Planarer 1:4 - Sektorteiler.

erfolgte mit dem Programmpaket Momentum von Agilent Technologies.

Auf diese Weise konnten die benötigten Bausteine mit den in Tabelle 5.2 zusammengefassten Leistungsdaten realisiert werden. Sowohl die einzelnen Teiler als auch das zusammengesetzte 1:8 - Teilernetzwerk weisen in den Testaufbauten bei der benötigten Arbeitsfrequenz sehr gute Eigenschaften auf. Insbesondere die geringe Dämpfung des 1:8 - Teilers mit nur 1.5 dB über dem theoretischen Wert von 9 dB ist herauszustellen (Messung bei Oberflächenvergoldung). Die Parameter wurden mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator mit in der koaxialen Anschlussebene kalibrierten Messtoren vermessen. Die Ergebnisse enthalten somit die Einflüsse des an jedem Anschlussort des Messobjektes erforderlichen Überganges von Koaxial- auf Streifenleitung.

Komponente	Anpassung		Transmission	
	Eingang	Ausgänge	Dämpfung	Phasenbalance
1:2 - Teiler	≤ -12 dB	≤ -13 dB	4.0 dB ± 0.2 dB	$\pm 6.5^\circ$
1:4 - Teiler	≤ -12 dB	≤ -15 dB	6.4 dB ± 0.2 dB	$\pm 9.0^\circ$
1:8 - Teiler	≤ -12 dB	≤ -14 dB	10.5 dB ± 0.5 dB	$\pm 12.5^\circ$

Tabelle 5.2: In Testaufbauten gemessene Daten der entwickelten Leistungsteiler - Komponenten bei 11 GHz (jeweils gültig für alle Ausgänge) inklusive der Fehlanpassung an den Streifenleiterübergängen.

Integration und Messergebnisse. Nachdem alle benötigten Einzelkomponenten isoliert voneinander realisiert worden waren, erfolgte zunächst die Integration eines isolierten Einzelstrahlers mit Kalibrierungseingang, LNA und Filter sowie einer Aufbereitung für die Spannungsversorgung. Die dabei umgesetzte Konfiguration der verschiedenen Substratlagen, die in gleicher Weise auch für die gesamte Gruppenantenne gültig ist, zeigt Abbildung 5.9. Auf den Mischer wurde bei diesem Aufbau verzichtet, um die Antenne einfach auf einer konventionellen Antennenmessanlage charakterisieren zu können.

Abbildung 5.10 zeigt das Strahlungsdiagramm der aktiven Einzelantenne bezogen auf den maximalen Messwert des passiven Strahlers bei 12.7 GHz. Die Kurven weisen einen zusätzlichen Gewinn des aktiven Strahlers von etwa 9 dB nach. Da bei der Arbeitsfrequenz alle beteiligten Komponenten eine recht geringe Fehlanpassung aufweisen, wurde bei dieser relativen Gewinnbestimmung auf eine

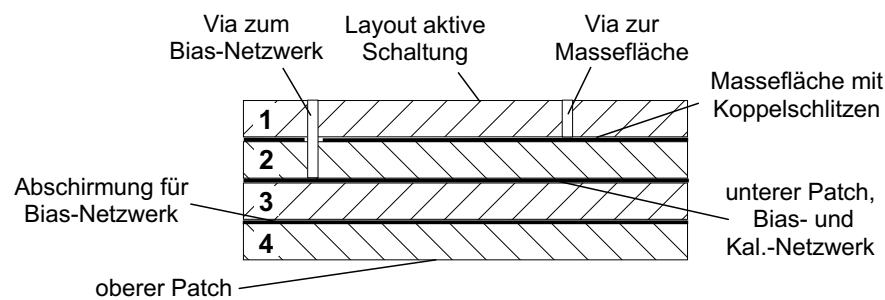


Abbildung 5.9: Layerkonfiguration des Ku-Band - Frontends.

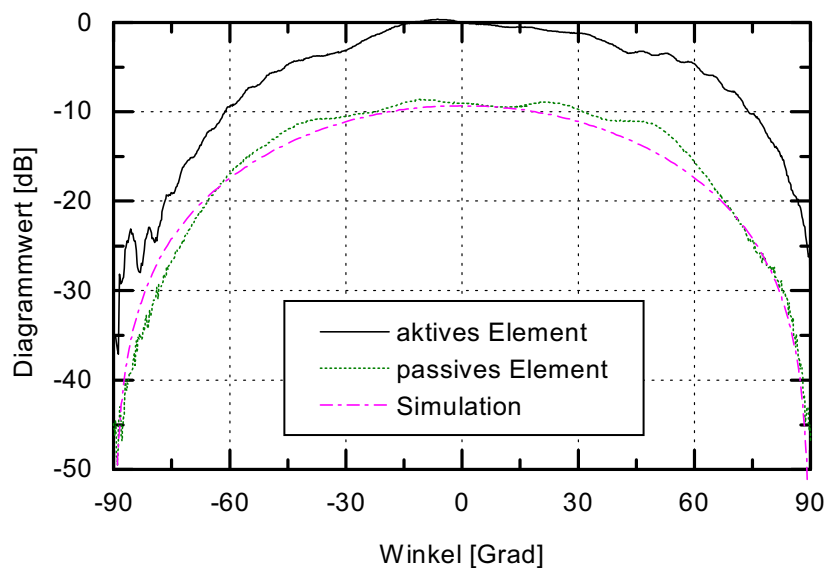


Abbildung 5.10: Gemessene und simulierte Strahlungsdiagramme der aktiven Einzelantenne.

Reflexionsfaktorkorrektur wie z.B. in [An93] beschrieben verzichtet. Die Ripple im Strahlungsdiagramm sind hauptsächlich auf Beugungseffekte durch die begrenzte Massefläche des Strahlers bei der Messung zurückzuführen. Die Abweichungen der Diagramme für den aktiven Fall vom passiven Fall bei großen Winkeln kommen durch die Übergänge von Koaxialleitung auf Stripline zustande, die sich an beiden Seiten des Antennensubstrat - Trägers befinden. Die zugehörige kreuzpolare Komponente lag in der Messung über dem gesamten Winkelbereich unterhalb von -25 dB (bezogen auf den Maximalwert der Strahler). Durch Vergrößerung der Substratfläche ist noch eine weitere Verbesserung dieses Wertes möglich.

Gesamtes Array-Frontend. Nach der Entwicklung der einzelnen Komponenten des Array - Frontends und dem Aufbau des isolierten, aktiven Elements erfolgte die Integration der erforderlichen acht Einzelzweige in eine gemeinsame Substratstruktur. Dabei kam es zu einem Detailproblem bei der Erstellung der Filmvorlage im Bereich der Richtkoppler für das Kalibrierungssignal. Da die Gesamtvorlage für das Array im Gegensatz zu den Einzelkomponenten aufgrund seiner Gesamtgröße nicht im Maßstab 10:1 geplottet werden konnte, ergaben sich auch bei Wahl der feinsten Plotterblende Verrundungen in der sehr filigranen Fingerstruktur der Interdigitalkoppler. Untersuchungen haben ergeben, dass dies einen merklichen aber für die Testphase tolerablen Einfluss auf die Richtschärfe und auch die Koppeldämpfung der Koppler besitzt. Darüber hinaus existieren

weitere Ungleichheiten der einzelnen Koppler aufgrund der weiter oben erläuterten Probleme bei der Bestückung der Abschlusswiderstände des nicht verwendeten Tors.

Im Anschluss an die Herstellung der einzelnen Substratlagen wurde eine Oberflächenvergoldung aufgebracht und die Gesamtstruktur in der schon bewährten Multilayer - Presse verbacken. Nach der vollständigen Bestückung der Schaltung erfolgte dann ein Funktionstest der Einzelzweige über die Kalibrierungseingänge. Abbildung 5.11 zeigt die Abweichungen der Einzelkanäle bezogen auf Kanal Nr. 1. Bei diesem Ergebnis ist zu beachten, dass in den Werten nicht nur die Unterschiede der aktiven und passiven Elemente in den Einzelzweigen enthalten sind, sondern auch die weiter oben erläuterten Ungleichheiten der Koplereigenschaften sowie unterschiedliche Leistungsdaten der eingebauten Ausgangs - Steckverbinder.

Die Leistungsnahe des gesamten Frontends beträgt etwa 1.8W.

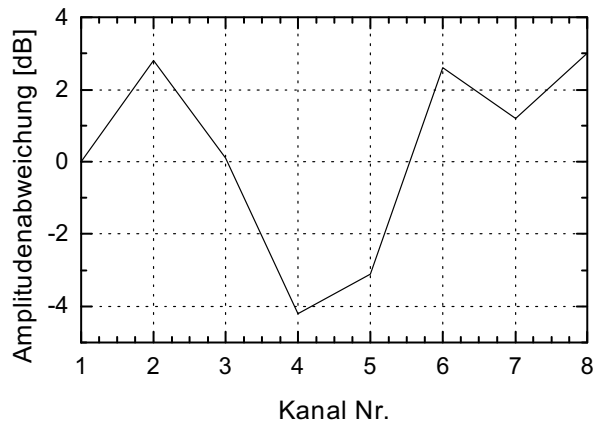


Abbildung 5.11: Amplitudendifferenzen des Frontends bei Einspeisung in ein Kalibrierungstor, die im Text erläuterten Abweichungen durch unterschiedliche Abschlusswiderstände sind enthalten.

Alle anderen Eigenschaften des aktiven Array - Frontends wurden in Verbindung mit dem kompletten Antennensystem vermessen. Die Ergebnisse sind weiter unten zusammengefasst.

5.2.2.2 Die ZF- und NF-Teile

Die ZF- bzw. NF-Stufen leisten eine Umsetzung der vom Antennenfrontend gelieferten Ausgangssignale bei ca. 1.6 GHz in die für die Digitalisierung erforderliche Frequenzebene im niedrigen kHz-Bereich. Sie sind in Abbildung 5.2 gekennzeichnet und befinden sich in gegeneinander völlig geschirmten Einzelgehäusen.

Das Eingangssignal eines solchen Empfangsmoduls wird nach Vorverstärkung und Filterung auf eine Zwischenfrequenz von 130 MHz gemischt. In dieser Frequenzebene erfolgt eine weitere Verstärkung und eine steilflankige Filterung mit einer SAW - Komponente. Die Größe der Ausgangsspannung des Moduls kann hier ferner über einen VGA (Variable Gain Amplifier) eingestellt werden. So gelingt ein Abgleich der Gesamtverstärkung der kompletten Empfangskette und auch eine Vorkalibrierung der Verstärkung in Vergleich zu den anderen Kanälen. Die weitere Abwärtskonversion bis in den Ausgangsfrequenzbereich übernimmt ein integrierter Mischerbaustein, der entweder in eine ZF-Ebene oder in das Basisband umsetzen kann. Für die Verwendung im Gesamtsystem kam

dabei nur die Konfiguration mit ZF-Ausgang zur Anwendung.

Die gesamte Schaltung ist auf einem einlagigen Substrat RT/duroid 6010 der Firma Rogers aufgebaut. Die Wahl dieses Materials war für die Realisierung des ersten Filters erforderlich, das in gedruckter Form ausgeführt ist. Neben den für die Empfangsfunktion notwendigen Teilen enthält sie eine Schaltung zur Spannungsstabilisierung. Die gemessenen Daten der Einzelmodule lauten wie folgt:

Rauschzahl	ca. 6 - 7 dB
3rd Order Intercept Point (Ausgang)	+10 dBm
Verstärkung	50 - 90 dB
Leistungsaufnahme	360 mW

Der Verstärkungs - Abgleich der einzelnen Module erfolgte für eine gegebene Eingangsleistung so, dass am Ausgang aller Zweige die gleiche Spannung entsteht. Die dafür erforderliche Gain Control - Spannung U_{GC} ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Der gesamte Regelbereich für den oben angegebenen Verstärkungsbereich beträgt dabei 0 - 1.6 V. Der nahezu konstante Verlauf illustriert eine nur geringe Streuung der verwendeten Bauelemente. Die Versorgungsspannungen der Verstärker im L-Band und im ZF-Bereich U_L und U_{ZF}, U_{VGA} , die von der in jedem Modul nicht regulierbaren Spannungsversorgung abgeleitet werden, bestätigen dieses Verhalten.

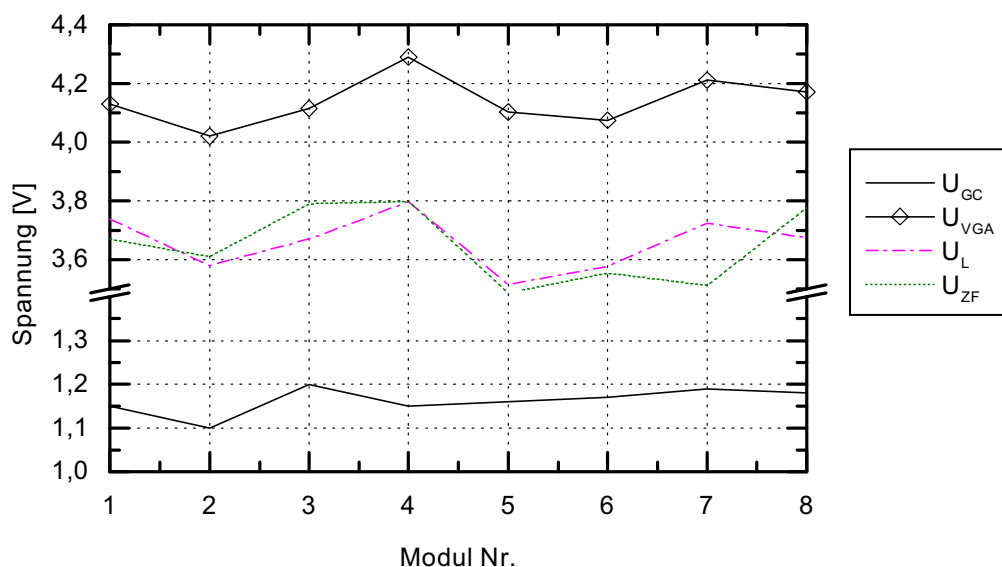


Abbildung 5.12: Verstärkerspannungen der einzelnen Module und Gain Control-Spannungen U_{GC} zur Erzielung identischer Ausgangsspannung.

5.2.2.3 Die Lokaloszillatoren

Während das Lokaloszillatorsignal für die erste Frequenzumsetzung aus einem externen Generator zugeführt werden muss, stammen die zwei weiteren Mischersignale aus mit aktiven Teilernetzwerken integrierten Synthesizer - Komponenten mit jeweils acht Ausgängen. Zur Erzielung ausreichender

Ausgangsleistung enthalten beide Bausteine außerdem einen Verstärker mit hohem Kompressionspunkt. Die gemessenen Leistungsdaten der beiden Generatoren sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst. Dabei gelten die Daten jeweils für alle acht Ausgänge der Komponente.

Generator	P_{out}	Phase Noise		Harmonische	
		@10 kHz	@100 kHz	2nd	3rd
L-Band (~ 1.5 GHz)	≥ 6.4 dBm	≤ -65 dBc/Hz	≤ -103 dBc/Hz	≤ -95 dBc	—
VHF (~ 130 MHz)	≥ 7.6 dBm	≤ -91 dBc/Hz	≤ -112 dBc/Hz	≤ -19 dBc	≤ -39 dBc

Tabelle 5.3: Gemessene Daten der beiden Lokaloszillatoren (jeweils gültig für alle acht Ausgänge).

Die einzelnen Ausgänge der beiden Generatorbausteine sind mittels HF-qualifizierter Leitungen mit den LO-Eingängen der acht einzelnen Empfangsmodule verbunden. Die Ausgangsfrequenz beider Generatoren kann vom Steuerrechner aus programmiert werden.

5.2.2.4 A/D - Wandler - Schnittstelle und digitale Signalverarbeitung

Ein gravierender Kostenfaktor bei der Umsetzung eines Antennensystems mit digitaler Strahlformung ist die Datenaufnahme - Einheit bzw. die A/D-Wandlerschnittstelle. Im Interesse einer möglichst hohen Bandbreite ist es wünschenswert, eine möglichst schnelle Umsetzung zu realisieren. Wandlerbausteine mit 60 MSamples/sec bei einer 12-Bit - Auflösung sind mittlerweile problemlos erhältlich. Elementares Problem ist allerdings, dass ein Vielkanalsystem vorliegt. Die Realisierung einer Vielkanal - Wandler - Einheit mit Abtastraten im Mega - Sample - Bereich stellt eine hohe Herausforderung und einen großen Aufwand dar. Das zweite Problem ist die dabei anfallende riesige Datenmenge, die von der nachfolgenden Signalverarbeitung bewältigt werden muss.

Um den Aufwand und vor allem die Kosten für das hier beschriebene System in akzeptablen Grenzen zu halten, wurde eine handelsübliche 8-Kanal Multifunktions-Wandler-Karte für PC's mit einer maximalen Abtastrate von 1.25 MSamples/sec bei einer Auflösung von 12 Bit ausgewählt und auf eine Eigenentwicklung verzichtet. Je nach Betriebsmodus sind mit dieser, bei simultaner Datenaufnahme für alle Kanäle, Kanalabtastraten bis zu knapp 100 kSamples/sec realisierbar. Dies beschränkt die Funktionalität des Gesamtsystems für Strahlformung und andere Signalverarbeitungsverfahren auf sehr schmalbandige Signale, ist jedoch für die angestellten Untersuchungen ausreichend, da im Analogteil des Systems über die Lokaloszillator - Frequenzen eine Vorauswahl des zu bearbeitenden Bandes erfolgen kann.

Zu einem merklichen Nachteil bei diesen Abtastraten kommt es vor allem durch die zwar gute, jedoch nicht ideale Kurzzeit - Stabilität der beteiligten Generatoren und natürlich auch des empfangenen Signals. Da alle Rauschstörungen und Drifteigenschaften dieser Signale durch die Abwärtskonversion direkt in das abgetastete Frequenzband übertragen werden, entsteht ein schlechteres Signal - Rausch - Verhältnis, als bei einer Mischung auf eine höhere Ausgangsfrequenz und entsprechend schnellerer Abtastung. Da es bei den angestrebten Untersuchungen jedoch nicht auf eine detaillierte Auswertung des Datenstroms ankommt und eine Mittelung über mehrere Abtastzeitpunkte möglich ist, ist dieser Effekt nur von untergeordneter Bedeutung.

Die gewählte Wandlerkarte besitzt neben dem für die Datenaufnahme erforderlichen A/D - Wandler auch mehrere digitale Ausgänge, die zur Programmierung der im System beteiligten Generatoren verwendet werden. Die komplette Steuerung der Systemparameter und auch der Datenaufnahme erfolgt bequem aus einem Programm heraus. Die in dieser Arbeit angewendete Strategie der Datenaufnahme besteht dabei aus den Schritten:

1. Simultanes Abtasten aller acht Kanäle für eine vorzugebende Dauer von S Abtastwerten.
2. Berechnung der Quadratur - Komponente jedes Kanals mittels diskreter Hilbert - Transformation.
3. Auswahl eines Subsets $L \leq S$ an Abtastzeitpunkten und Berechnung der Sample - Kovarianzmatrix nach Gleichung (2.52).
4. Speichern der Abtast - Datensätze und der Kovarianzmatrix auf Festplatte.
5. Weitere Prozessierung der Daten je nach Demonstrationsziel.

Die diskrete Hilbert - Transformation wird dabei mit Hilfe eines digitalen FIR - Filters aus der abgetasteten Datensequenz berechnet (siehe z.B. [Hah96]). Je nach Aufwand für die Prozessierung der Daten ist so auch eine Quasi - Echtzeitverarbeitung der einzelnen Abtast - Wertepakete möglich.

5.2.3 Messergebnisse und Eigenschaften des Gesamtsystems

Die Vermessung des Gesamtsystems sowie alle weiterführenden praktischen Untersuchungen wurden auf der Nahfeld - Messanlage des Instituts für Theoretische Elektrotechnik und Hochfrequenztechnik durchgeführt. Dabei wurde das Antennensystem am Model - Tower des Messsystems montiert, um durch Verdrehung des Azimut - Positioners eine Vermessung in der Ebene der Gruppenanordnung durchzuführen. Der Messaufbau ist in Abbildung 5.13 schematisiert dargestellt. Aufgrund der relativ kleinen Abmessungen der Messanlage befindet sich bei diesem Aufbau die Apertur des Arrays im Abstand von ca. 1.35 m von der Messsonde. Bei der vorliegenden Arraygeometrie entspricht dies etwa dem 1.4-fachen des in Gleichung (2.13) definierten Rayleigh - Abstandes. Somit wird das Antennensystem im strahlenden Nahfeld vermessen.

Die schematisierte Darstellung (die Darstellung ist nicht maßstabgestreu) in Abbildung 5.13 veranschaulicht deutlich die Weglängenunterschiede zwischen Pfaden von Probe zu verschiedenen Antennenelementen der Gruppe und auch unterschiedliche Blickwinkel der Einzelelemente zum Sendort. Die somit erforderliche Winkel-, Phasen- und Amplitudenkorrektur erfolgte mit Hilfe der in Kapitel 2 beschriebenen Theorie zur Verdrehung von Objekten im Raum. Bei der praktischen Durchführung der Vermessung ist jedoch zu beachten, dass die Drehachse genau durch die Aperturfläche und durch die Symmetrieachse des Arrays verlaufen sollte. Ist dies nicht der Fall, so kommt es zu zusätzlichen Fehlern bei der Interpretation der Messergebnisse. Alleine durch den aus dieser Fehlausrichtung resultierenden Weglängenunterschied ergibt sich, bei Zugrundelegung einer Verschiebung der Gruppe um 5mm in Richtung der Probe aus der Drehachse heraus, zwischen den beiden äußersten Elementen der Gruppe ein vom Drehwinkel des Positioners θ_s abhängiger relativer Phasenfehler gemäß $2.6\sin(2\theta_s)$ [°]. Hinzu kommen außerdem weitere Abweichungen durch die leichten zusätzlichen Fehlausrichtungen des Elements und ein kleiner Amplitudenfehler. Obwohl die Montage des Messaufbaus mit größter Sorgfalt erfolgte, sind also in Verbindung mit anderen

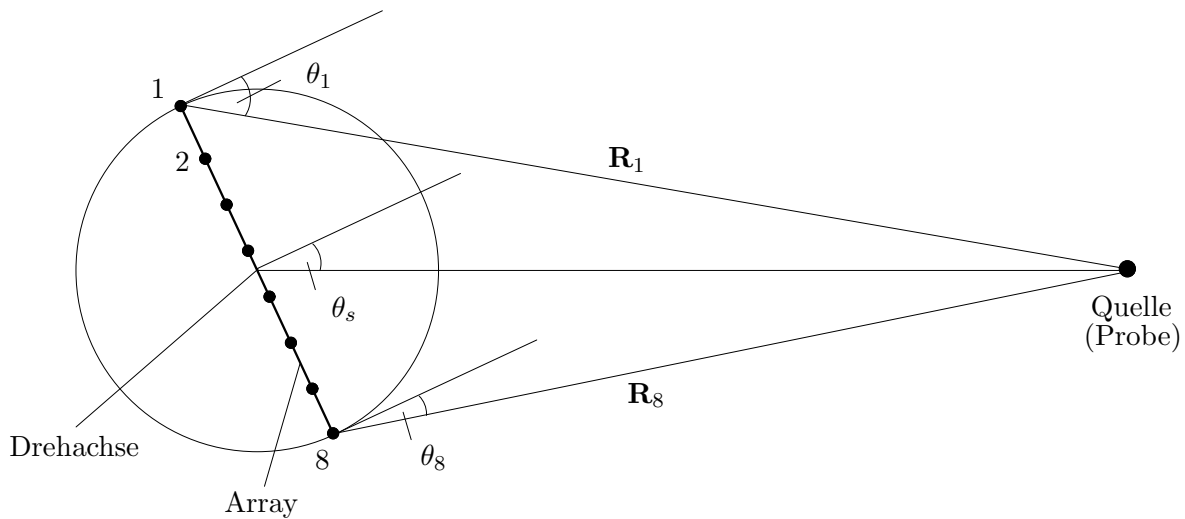


Abbildung 5.13: Schematische Darstellung des Aufbaus für die Vermessung des Ku - Band - Systems (nicht maßstabsgetreu).

störenden Einflüssen Restphasenfehler von einigen Grad trotz Fehlerkorrektur nicht vollständig auszuschließen. Diese wirken sich entsprechend auf eine anschließende Prozessierung aus.

Mit dem so beschriebenen Aufbau wurden alle aktiven Einzeldiagramme des Antennensystems vermessen, die für alle Untersuchungen von zentraler Bedeutung sind. Außerdem erfolgten die im nächsten Abschnitt dargestellten Stabilitätsuntersuchungen.

5.2.3.1 Langzeitstabilität

Für einen exakten Betrieb der Antennenanordnung ist die Stabilität der beteiligten Einzelkanäle von entscheidender Wichtigkeit. Dies gilt insbesondere auch im Hinblick auf eine Kalibrierung, die bei größerer Drift des Systems in regelmäßigen Abständen erneuert werden muss. Dabei kann bei moderater Umgebungstemperatur - Gradienten davon ausgegangen werden, dass sich die Dynamik des Systems auf die aktiven Schaltungsteile beschränkt, die schwieriger zu kalibrierenden Verkopplungseigenschaften jedoch nahezu konstant bleiben.

Zur genauen Evaluation der Drift der Einzelzweige wurden die Ausgangssignale der einzelnen Kanäle im Minutenzyklus über einen Zeitraum von acht Stunden vermessen. Abbildung 5.14 zeigt die festgestellten Amplitudenwerte bezogen auf den ersten Messwert direkt nach dem Einschalten. Offensichtlich ist eine erste Grundstabilität des Systems nach ca. 1.5 Stunden erreicht, wenngleich alle Ausgleichsvorgänge erst nach etwa 3.5 Stunden abgeschlossen sind. Bei der Beurteilung der Kurvenverläufe ist zu beachten, dass sich erst etwa nach dieser Betriebszeit die Temperatur in der Messkammer auf einen konstanten Wert eingestellt hat. Ferner dauert es eine gewisse Zeit, bis sich in der Antennenstruktur eine gleichmäßige Temperaturverteilung ausgebildet hat. Auffällig ist das Verhalten des Kanals Nr. 5 (unterste Kurve), der ein etwas instabileres Verhalten im Vergleich zu den anderen Zweigen aufweist. Dies ist auf die im Ku - Band - Frontend örtlich etwas dichter benachbarte Zuführungsleitung für das LO-Signal zurückzuführen.

Nach Erreichen der relativ konstanten Endzustände ist ein gesicherter Betrieb des Systems über Zeiträume von bis zu 30 – 60 Minuten mit einer Amplitudenstabilität von maximal 0.2 dB möglich. Abbildung 5.15 zeigt die Drift der gemessenen Phasendifferenzen zwischen den Kanälen wiederum bezogen auf den ersten Messwert direkt nach dem Einschalten. Es lässt sich hier grundsätzlich das gleiche Verhalten wie bei den Amplituden feststellen. Auch bezüglich der Phase weist Kanal 5 ein leicht schlechteres Verhalten auf als die restlichen Zweige.

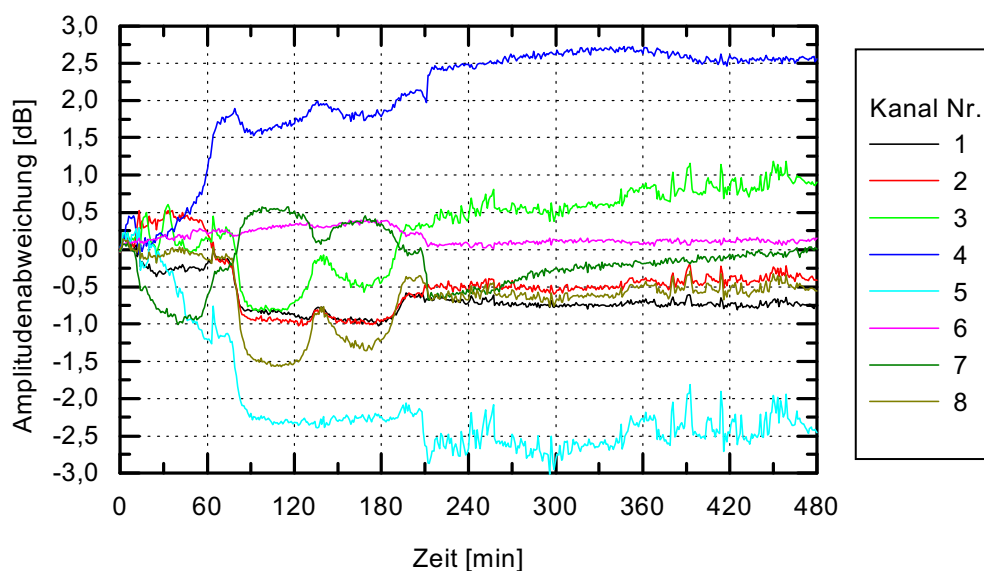


Abbildung 5.14: Amplitudendrift des Gesamtsystems.

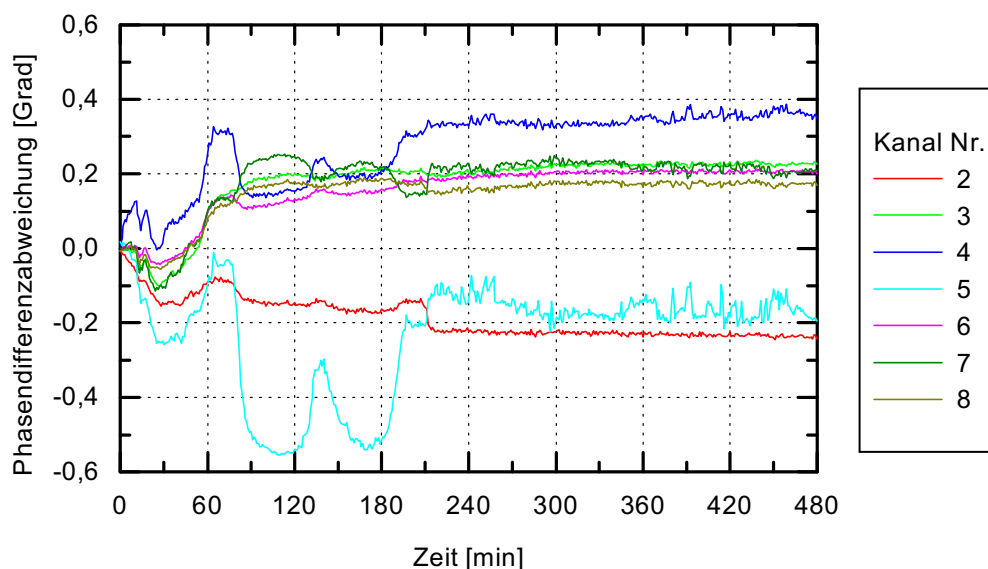


Abbildung 5.15: Drift der Phasendifferenzen zwischen den Einzelkanälen des Gesamtsystems (Kanal 1 ist Referenzkanal).

Die Ausschnittvergrößerungen in den Abbildungen 5.16 und 5.17 zeigen anschaulich, dass auch die größeren Variationen von etwa 0.5 dB nicht auf eine sprunghafte Änderung des Systemverhaltens zurückzuführen sind, sondern sich über einen messbaren Zeitraum in der Größenordnung von 2 bis 3 Minuten erstrecken. Ferner ist eine Korrelation dieser Änderungen mit denen anderer Kanäle zu

erkennen. Aus diesen Messergebnissen kann auf eine reproduzierbare und zeitkonstante Diagrammsteuerung geschlossen werden, was ein Vergleich mit den Ausführungen in Kapitel 3 bestätigt. Ist ein hochgenauer Betrieb des Antennensystems erforderlich, so muss in regelmäßigen Abständen eine Kanalkalibrierung der einzelnen Systemteile mittels des eingebauten Kalibrierungs - Netzwerkes durchgeführt werden.

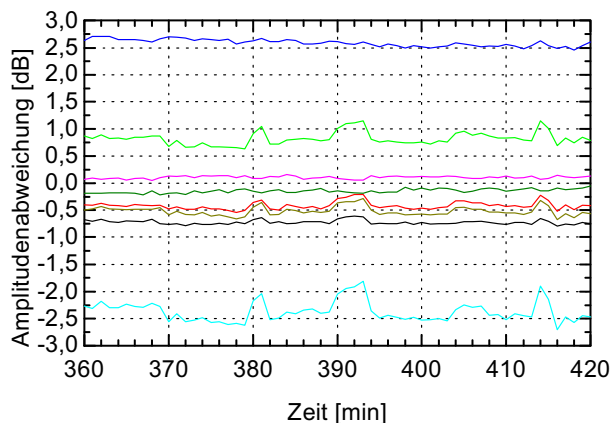


Abbildung 5.16: Detaildarstellung der Amplitudendrift des Gesamtsystems.

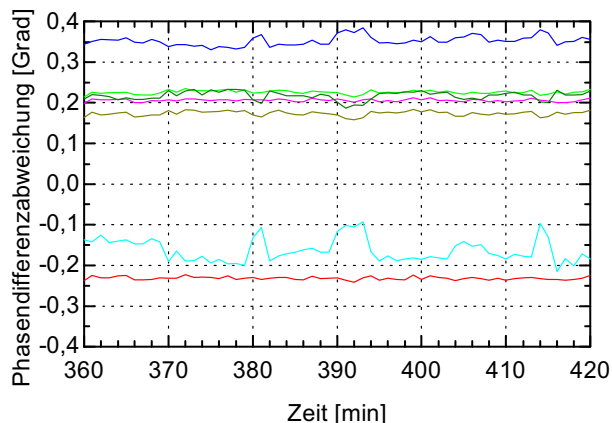


Abbildung 5.17: Detaildarstellung der Drift der Phasendifferenzen des Gesamtsystems.

Die dargestellten Messungen wurden an mehreren aufeinanderfolgenden Tagen wiederholt, wobei jeweils ähnliche Stabilitätsverläufe nachgewiesen werden konnten. Die gesicherte Reproduzierbarkeit der Amplitudenwerte nach einer Betriebszeit von jeweils vier Stunden ohne einen zusätzlichen Kanalausgleich mittels des internen Kalibrierungsnetzwerkes betrug bei diesen Versuchen 0.6 dB.

5.2.3.2 Aktive Einzeldiagramme

Mit dem Komplettsystem wurden schließlich die aktiven Einzeldiagramme aller Arrayelemente vermessen, was nach einer Aufwärmphase des Systems und der Messkammer von ca. 4 Stunden durchgeführt wurde. Da die Messung aufgrund der Systemstruktur nicht im vollautomatischen Betrieb der Messanlage erfolgen konnte, wurden die einzelnen Messwinkelpunkte vom Positioner nacheinander angefahren und anschließend jeweils eine Datenaufnahme des Systems gestartet. Diese Art der Messung nahm bei einer 1° -Auflösung einen Zeitraum von ca. 45 Minuten in Anspruch. Während dieser Messzeit wurde kein zusätzlicher Kanalausgleich mit dem internen Kalibrierungsnetzwerk durchgeführt. Zur Überprüfung der Stabilität erfolgte jedoch zu Beginn und Ende der Gesamtmessung eine Datenaufnahme für die Positioner-Stellung 0° . Da dieser Winkelpunkt auch genau nach der Hälfte der Messzeit aufgenommen wird (entsprechend einem Positioner - Durchlauf von -90° bis $+90^\circ$), konnte die Messung anhand von drei Testwerten beurteilt werden. Bei Kanal 5 betrug die so festgestellte Abweichung 0.24 dB, die restlichen Kanäle wiesen deutlich kleinere Schwankungen auf. Damit, und unter Berücksichtigung der oben erläuterten Langzeitstabilität, kann basierend auf den Ausführungen in Abschnitt 3.3.1 bezüglich des Kanalverhaltens auf gute Strahlformungseigenschaften geschlossen werden.

Die Ergebnisse der Komplettvermessung sind in den Abbildungen 5.18 und 5.19 dargestellt. Die Kurven sind alle auf den selben Referenzwert normiert, illustrieren also neben den winkelabhängigen

Diagrammfehlern durch Verkopplung und andere Effekte auch die Ungleichheiten der verschiedenen Empfangskanäle. Die aktiven Einzeldiagramme weisen eine starke Degradation auf; zum einen gegenüber dem Ergebnis für die isolierte Charakteristik des aktiven Einzelstrahlers in Abbildung 5.10 und zum anderen vor allem im Vergleich mit dem Simulationsergebnis der aktiven Einzeldiagramme aus Abbildung 3.7. Die Gründe dafür sind vielfältig. Neben der direkten Verkopplung zwischen den einzelnen Antennenelementen existieren in der realen Struktur indirekte Kopplungseffekte, die über Reflexionen der Oberflächenwellen an den Substratkanten des Antennenboards hervorgerufen werden. Ferner liegen Streueffekte an der gesamten Struktur vor, die ähnlich wie die Verkopplung eine Deformation der Charakteristiken hervorrufen. Kopplungseffekte in den aktiven Schaltungsteilen des integrierten Arrays sind zwar ebenfalls möglich, diese wurden jedoch in Versuchen als sehr gering bis vernachlässigbar festgestellt.

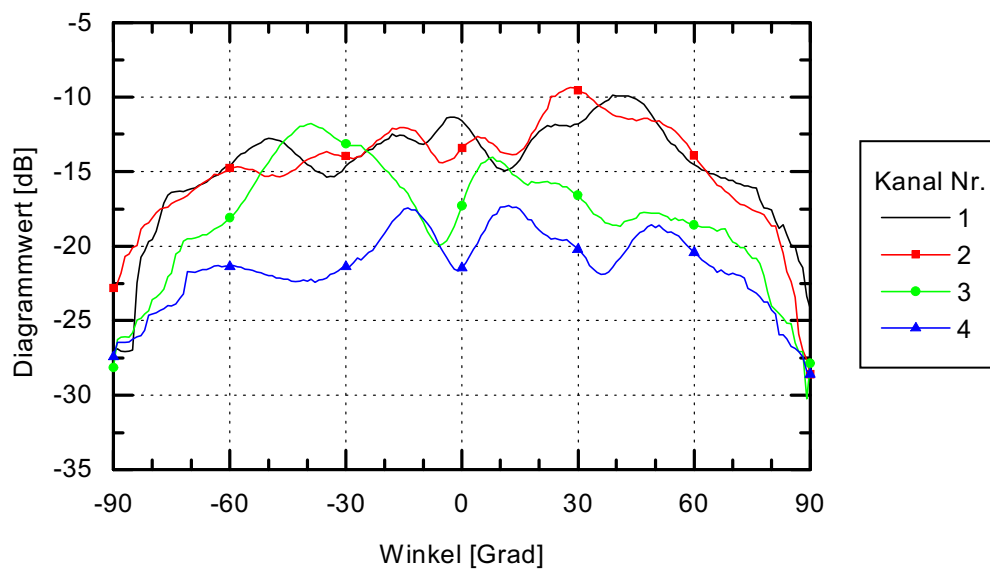


Abbildung 5.18: Mit dem Gesamtsystem gemessene aktive Einzeldiagramme der Elemente 1 bis 4.

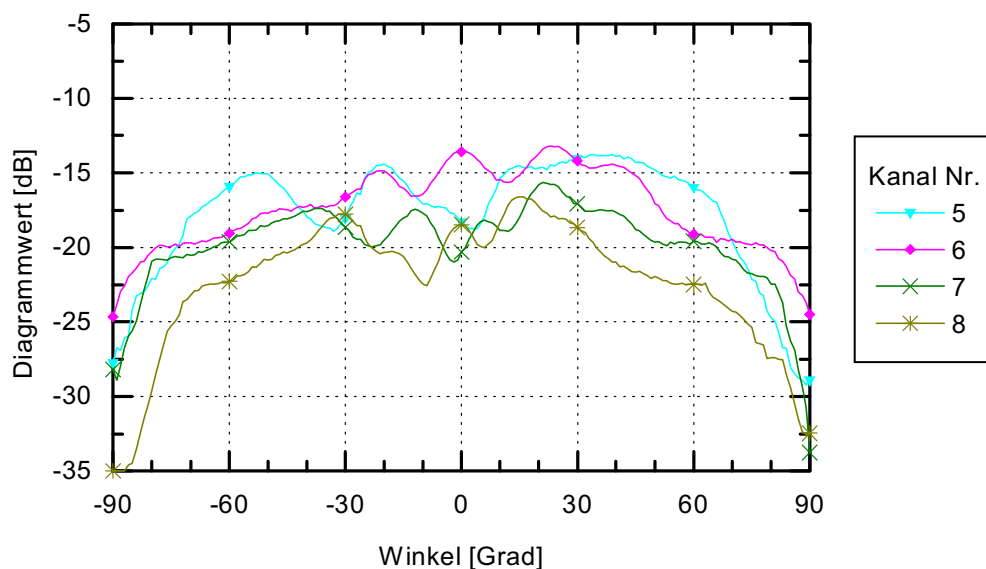


Abbildung 5.19: Mit dem Gesamtsystem gemessene aktive Einzeldiagramme der Elemente 5 bis 8.

Ein überschlägiger Vergleich der unterschiedlichen Amplitudenniveaus der einzelnen Kanäle mit den in der Abbildung 5.11 dargestellten Übertragungseigenschaften der Frontend - Zweige zeigt auf den ersten Blick keinerlei Korrespondenz. Dies stützt die weiter oben angeführte Aussage, dass die nicht exakt realisierten Kalibrierungskoppler einen merklichen Einfluss auf die in Abbildung 5.11 dargestellten Ungleichheiten der Kanäle haben.

5.2.4 Bewertung und Fazit

Trotz der beschriebenen Störungen in den aktiven Einzeldiagrammen ist eindeutig festzuhalten, dass gemessen an den verwendeten technologischen Prozessen und der vergleichsweise sehr preiswerten Herstellung, die Entwicklung einer aktiven, integrierten Gruppenantenne mit guter Performance gelungen ist. Das Gesamtsystem besitzt, trotz der zum Teil ungünstigen architektonischen Voraussetzungen, für einen Demonstrationseinsatz unter Laborbedingungen ebenfalls gute Eigenschaften. Dies wird insbesondere mit den im Kapitel 6 dargestellten Untersuchungen deutlich werden.

Die beschriebenen Herstellungsprobleme beim Erstellen des Array - Frontends im Bereich der Richtkoppler sind in den Messergebnissen wiederzuerkennen. Sie sind jedoch im Angesicht der Tatsache, dass es sich um eine Demonstratorentwicklung handelt durchaus akzeptabel und können während des Testbetriebs als Fehlergrößen berücksichtigt werden. Basierend auf einer hochqualifizierten Fertigungstechnik können diese Probleme und die damit verbundenen Einbußen in den Leistungsdaten vermieden werden. Steht eine entsprechende Technologie zur Verfügung, so ist auch die Anwendung eines hochpermeablen Trägers für die aktiven Schaltungen und die Anwendung von ungehäuteten Mikrowellenbausteinen sehr interessant. Damit können der Integrationsgrad des Frontends entscheidend erhöht und die Leistungsdaten der einzelnen Komponenten deutlich verbessert werden. Dies erfordert jedoch auch einen gravierend höheren Kostenaufwand.

Das Gesamtsystem weist unter Laborbedingungen eine sehr gute Stabilität auf, so dass zunächst eine Nachkalibrierung von Einzelzweigen mittels des internen Kalibrierungsnetzwerkes nicht zwingend erforderlich scheint. Für höchste Genauigkeitsanforderungen ist jedoch der Einsatz einer internen Kalibrierungs - Quelle unbedingt erforderlich. Dies gilt insbesondere für den Einsatz des Antennensystems unter rauhern Umgebungsbedingungen mit merklichen Temperaturschwankungen, wie zum Beispiel im Aussenbereich.

Ein Nachteil der Anordnung ist sicher die sehr geringe realisierte Abtastrate, die ebenfalls in dem Anspruch zu begründen ist, ein möglichst kostengünstiges System zu erhalten. Dadurch wird auch die Kurzzeit - Stabilität aller beteiligten Signalgeneratoren entscheidend, die sich durch die Abwärtskonversion direkt in das abgetastete Frequenzband überträgt und so zu einer Verschlechterung des Signal - Rausch - Abstandes führt. Für die im Rahmen der Arbeit durchgeführten Untersuchungen ist dieser Effekt jedoch nur von sehr untergeordneter Bedeutung, da mit dem System kein Kommunikationsvorgang durchgeführt werden muss, der eine detaillierte Auswertung des empfangenen Datenstroms erfordert. Die Rauschstörungen können daher durch Mittelung über mehrere Abtastwerte reduziert werden.

5.3 Planares Antennensystem mit 25 Elementen

In Verbindung mit der vorliegenden Arbeit wurde im Rahmen eines innerdeutschen Verbundprojekts vom Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), der Technischen Universität München und der Universität Hannover auch ein planares Antennensystem bestehend aus 5×5 Elementen mit digitaler Strahlformung für das L-Band bei 1.6 GHz realisiert. Da die theoretische und praktische Untersuchung der Kalibrierungsverfahren auch bezüglich planarer Antennengruppen erfolgte, wird es im Folgenden grob beschrieben. Dabei findet eine Beschränkung auf das für die in den folgenden Kapiteln beschriebenen Sachverhalte unbedingt Notwendige statt. Für eine detaillierte Beschreibung des Antennensystems wird auf [Kue00a] verwiesen. Einige Fotos von Gesamtsystem und Komponenten sind im Anhang enthalten.

5.3.1 Das Systemkonzept

Das verwendete planare Antennensystem besteht aus der schon in den vorangegangenen Kapiteln simulativ untersuchten Antennengruppe mit 5×5 aperturgekoppelten Patch - Antennen mit zirkularer Polarisation und dem in Abbildung 5.20 dargestellten Vielkanal - Empfangssystem.

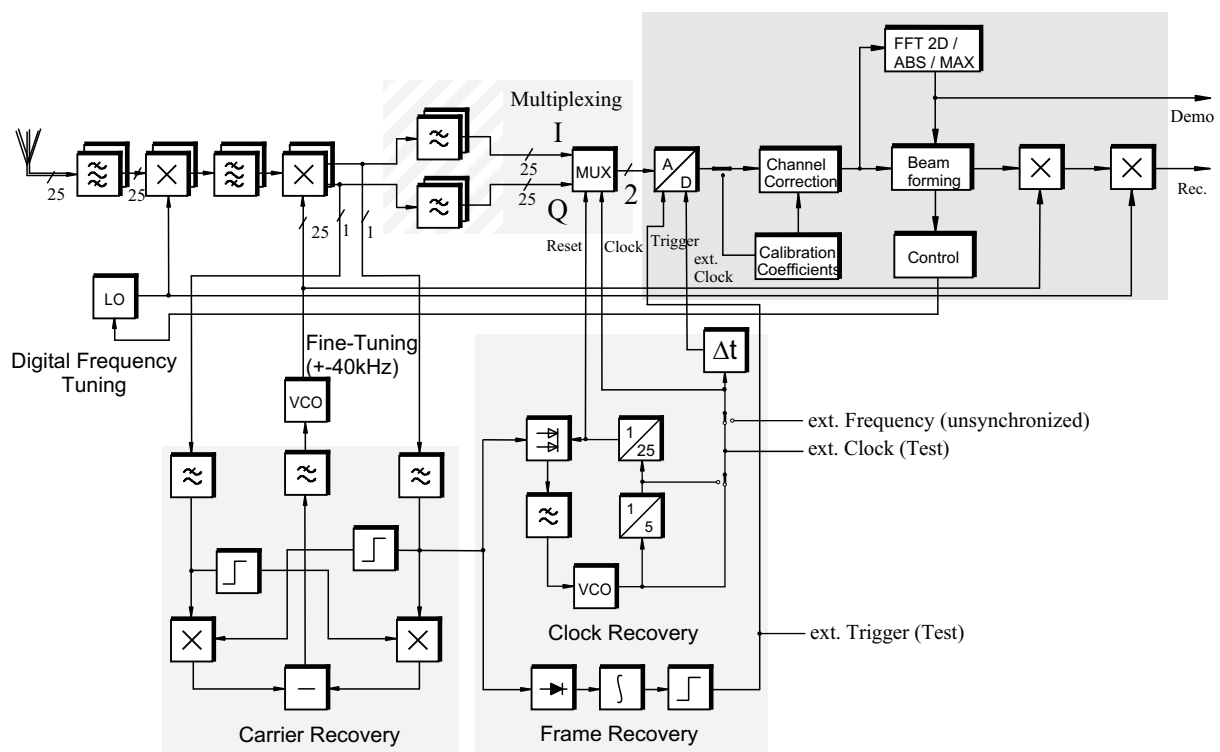


Abbildung 5.20: Blockschaltbild des planaren Antennensystems mit 5×5 Elementen aus [Kue00a].

Die Empfangssignale der 25 Antennenelemente werden mittels zweifacher Umsetzung auf eine niedrige Zwischenfrequenz oder in das Basisband konvertiert. Für die zweite, zu Testzwecken vorgesehene Variante steht eine Trägerrückgewinnung mit digitalem Phasendetektor zur Verfügung. Die simultane Abtastung aller Kanäle erfolgt über eine nicht dargestellte Sample/Hold - Stufe und einen Multiplexer der mit einer 2-Kanal A/D - Wandlerkarte verbunden ist. Diese befindet sich in einem schnellen PC, der als Steuer- und Auswerterechner dient. Alle in der Abbildung 5.20 grau

hinterlegten Funktionsblöcke sind somit in Softwareform umgesetzt. Um eine taktsynchrone Abtastung zu erreichen, kann ferner aus dem Empfangssignal der Grundtakt extrahiert werden.

Im Blockschaltbild nicht dargestellt sind die für die zwei Lokaloszillator - Signale erforderlichen 1:25 - Verteilnetzwerke, die die einzelnen Kanäle des Systems versorgen. Des weiteren enthält das Gesamtsystem eine zentrale Spannungsversorgungs - Einheit.

5.3.2 Eigenschaften des Gesamtsystems

Die Eigenschaften des Gesamtsystems werden in [Kue00a] anhand verschiedener Messungen ausführlich diskutiert. Wesentlich wichtig für den Betrieb sind die Stabilität und die aktiven Einzelcharakteristiken der Antennenelemente. Das Gesamtsystem weist unter Laborbedingungen nach einer gewissen Aufwärmphase sehr stabile Eigenschaften auch über Zeiträume von mehreren Stunden auf. Bei Stabilitätstests im Außenbereich ergaben sich jedoch bedingt durch nicht konstante Temperaturbedingungen deutliche Schwankungen der Amplituden und Phasen in den Einzelkanälen. Diese können nicht ohne weiteres korrigiert werden, da das System aus Kostengründen kein internes Kalibrierungsnetzwerk wie in Kapitel 4.7 enthält.

Exemplarisch sind in den Abbildungen 5.22 bis 5.24 die in 5° -Schritten gemessenen aktiven Charakteristiken für unterschiedliche ϕ -Schnitte dargestellt. Zur Minderung des oben beschriebenen Temperaturverhaltens wurden dabei die zeitlich versetzt gemessenen ϕ -Schnitte mit einer Korrektur versehen, die gleiche Amplitudenwerte aller Schnitte in Richtung $\theta = 0^\circ$ gewährleistet. In den Darstellungen sind wieder Koordinatensystem und Elementnummerierung aus Abbildung 3.3 maßgeblich. Im Vergleich dazu zeigt Abbildung 5.21 die Charakteristik des passiven, isolierten Einzelstrahlers, der bei der Vermessung zur Minderung von Beugungseffekten durch eine begrenzte Massefläche in eine quadratische Metallplatte mit 1.4 m Kantenlänge eingefasst wurde. Trotzdem ist ein deutlicher Ripple im Diagramm zu erkennen. Natürlich weichen die aktiven Charakteristiken auch hier stark von der isolierten Charakteristik ab. Durch Vergleich mit den Abbildungen 3.13 bis 3.16 sind deutliche Unterschiede zu den Simulationsergebnissen festzustellen. Dies ist bei den aktiven Charakteristiken nicht nur auf die Beugungseffekte und die Temperaturstabilität zurückzuführen, sondern vor allem auch auf die Tatsache, dass das komplette Array - Frontend aus fertigungstechnischen Gründen in 5 Einzelstreifen realisiert werden musste. Dadurch verlaufen zwischen den Patches die Stoßkanten der einzelnen Streifen des Trägermaterials, die das Nahfeld der Strahler erheblich stören. Die Folgen sind deutliche Diagrammdegradationen im Fernfeld und ein Ansteigen der hier nicht dargestellten kreuzpolaren Komponente [Kue00a].

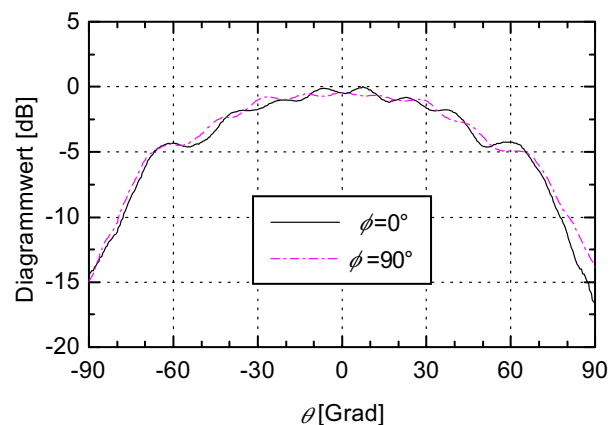


Abbildung 5.21: Gemessene isolierte Einzelcharakteristik des Strahlers der 25-Element - Gruppe für rechtszirkuläre Polarisation für die zwei Haupt- ϕ -Schnittebenen.

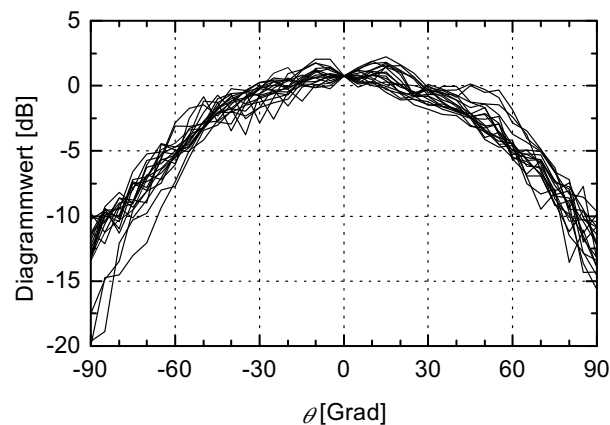


Abbildung 5.22: Gemessene aktive Einzelcharakteristik von Element 1 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkuläre Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen mit Amplitudenausgleich, ϕ -Schrittweite 10° .

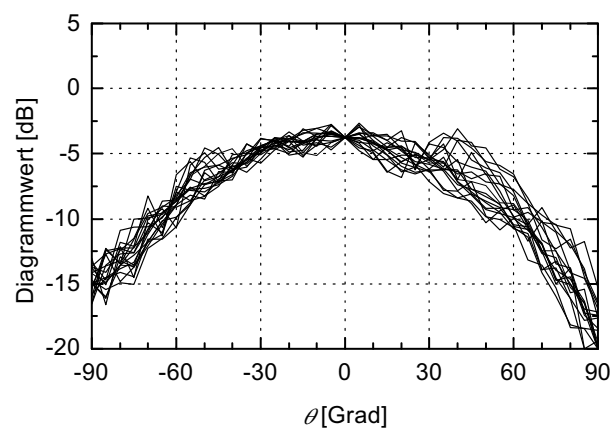


Abbildung 5.23: Gemessene aktive Einzelcharakteristik von Element 7 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkuläre Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen mit Amplitudenausgleich, ϕ -Schrittweite 10° .

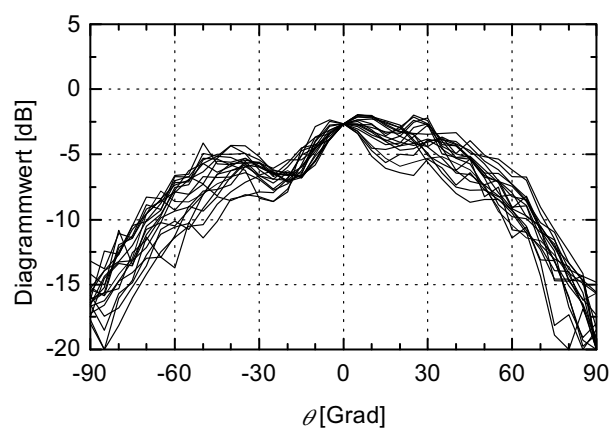


Abbildung 5.24: Gemessene aktive Einzelcharakteristik von Element 13 der 25-Element - Gruppe für rechtszirkuläre Polarisation für verschiedene ϕ -Schnittebenen mit Amplitudenausgleich, ϕ -Schrittweite 10° .

Kapitel 6

Praktische Anwendung von Kalibrierungsverfahren

6.1 Vorbemerkungen

Die beiden im letzten Kapitel beschriebenen Antennensysteme weisen eine Vielzahl von Fehlerquellen und Nichtidealitäten auf, die sich deutlich in den dargestellten aktiven Einzeldiagrammen widerspiegeln. Inhalt dieses Abschnitts ist nun die praktische Anwendung der in Kapitel 4 vorgestellten Kalibrierungsverfahren zur Fehlerkorrektur und Verkopplungskompensation. Dabei erfolgt eine Beschränkung auf das in Abschnitt 4.3.3 neu vorgestellte Verfahren, da es zum Teil nur mit diesem möglich ist, eine ausreichende Korrektur der Antennenausgangssignale zu erreichen. Ferner besitzt es die größte Flexibilität und ist für beide realisierten Systeme anwendbar. Nähere Erläuterungen zu diesem Sachverhalt sind an den entsprechenden Stellen im Text zu finden.

Zur Demonstration der Leistungsfähigkeit der fehlerkorrigierten Antennensysteme erfolgt die Anwendung konventioneller Strahlformung für Nebenkeulenabsenkung und Strahlschwenkung. Darüber hinaus werden die Unterdrückung von Störsignalen im Sichtbereich der Antenne und die Durchführung einer Richtungsschätzung präsentiert.

6.2 Lineares Antennensystem mit 8 Elementen

6.2.1 Externe Kalibrierungsquellen

Der Messaufbau für die im Folgenden dargestellten Sachverhalte ist mit dem in Kapitel 5.2.3 beschriebenen identisch. Nach der Aufnahme der aktiven Einzeldiagramme erfolgte die Auswahl von geeigneten Winkelpunkten zur Durchführung der Kalibrierung. Dabei stellte sich zunächst heraus, dass die Nutzung von nur acht Abtastpunkten im entscheidenden Winkelbereich von -90° bis $+90^\circ$ aufgrund der in Kapitel 5.2 dokumentierten erheblichen Diagrammdegradationen für die Durchführung einer konventionellen Strahlformung nicht ausreichend sind. Gute Ergebnisse wurden schließlich mit 32 gleichmäßig über den Winkelbereich von -70° bis $+70^\circ$ verteilten Punkten erzielt. Damit gelang der Nachweis der in den Abbildungen 6.1 und 6.2 dargestellten Strahlformung. Dabei wurde eine Amplitudenbelegung nach Tschebyscheff für ein Nebenkeulenniveau von -35 dB und eine für den jeweils gewünschten Schwenkwinkel benötigte Phasenbelegung vorgenommen. Bei der Berechnung der Korrekturmatrix dienten die isolierten Diagramme aus der Simulation als ideale

Charakteristiken $f_m^i(u)$ in Gleichung (4.14), d.h. als Referenzcharakteristiken.

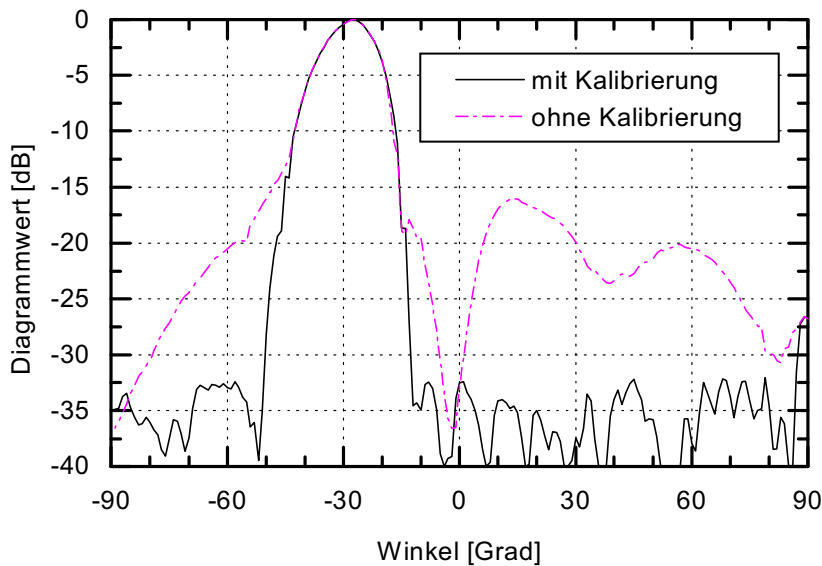


Abbildung 6.1: Array - Summendiagramm für einen Schwenkwinkel von -30° und 35 dB - Tschebyscheff - Belegung mit und ohne Kalibrierung.

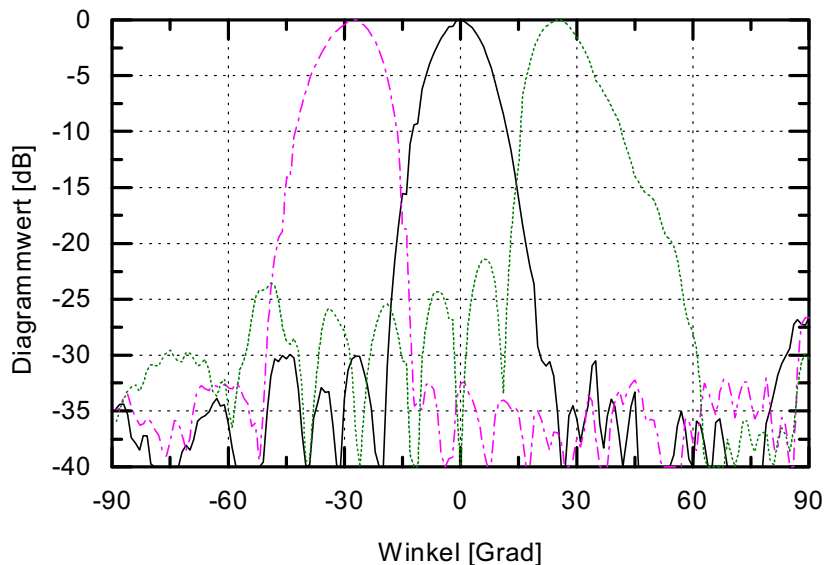


Abbildung 6.2: Array - Summendiagramme bei Anwendung der Kalibrierung für verschiedene Schwenkwinkel bei 35 dB - Tschebyscheff - Belegung.

Aus Abbildung 6.1 geht deutlich hervor, dass die gewünschte Strahlformung nur durch Anwendung einer Kalibrierung möglich ist. Das angestrebte Design-Ziel mit 35 dB-Nebenkeulen wird damit nahezu erreicht. Trotz der starken Störungen in den aktiven Einzelcharakteristiken können somit Diagramme sehr hoher Qualität erreicht werden. Abbildung 6.2 zeigt jedoch für den Schwenkwinkel $+30^\circ$ ein deutliches Ansteigen des Nebenkeulenniveaus und ein Schielen der Hauptkeule um ca. 4° . Offensichtlich sind die Diagrammdegradationen also so stark, dass keine Fehlerkorrektur über dem gesamten Sichtbereich der Antenne möglich ist. Bemerkenswert an diesem Ergebnis für die Strahlformung ist außerdem, dass das erzielte Diagramm für den Schwenkwinkel -30° eine an der

linken Schulter etwa um 4° schmalere Hauptkeule besitzt, als die sich für den reinen Array - Faktor ergebende Charakteristik. Dies liegt in starken Restfehlern in Phase und Amplitude der beteiligten Einzeldiagramme bei den entsprechenden Winkeln begründet, bei den anderen Schwenkwinkeln ist dieser Effekt nicht zu beobachten.

Abbildung 6.3 zeigt das Ergebnis für eine zusätzliche Störerunterdrückung bei $\theta = -5^\circ$ und $\theta = 30^\circ$. Die erwünschte Nullstelle bei $\theta = 30^\circ$ wird korrekt ausgebildet, die andere bei $\theta = -5^\circ$ liegt um ca. 1.5° zu weit links. Weitere Versuche für eine Nullstellenausbildung weit ab von der Hauptkeule führten ebenfalls zum Erfolg, lediglich bei nahe der Hauptkeule gelegenen Positionen ergaben sich Probleme. Somit konnte auch die Störerunterdrückung mit zum Teil etwas eingeschränktem Erfolg nachgewiesen werden. Die Verwendung von mehr als 32 Abtastpunkten für die Kalibrierung brachte keine entscheidende Verbesserung der Diagramme mehr. Ferner gelingt auch keine noch tiefere Absenkung des Nebenkeulenniveaus.

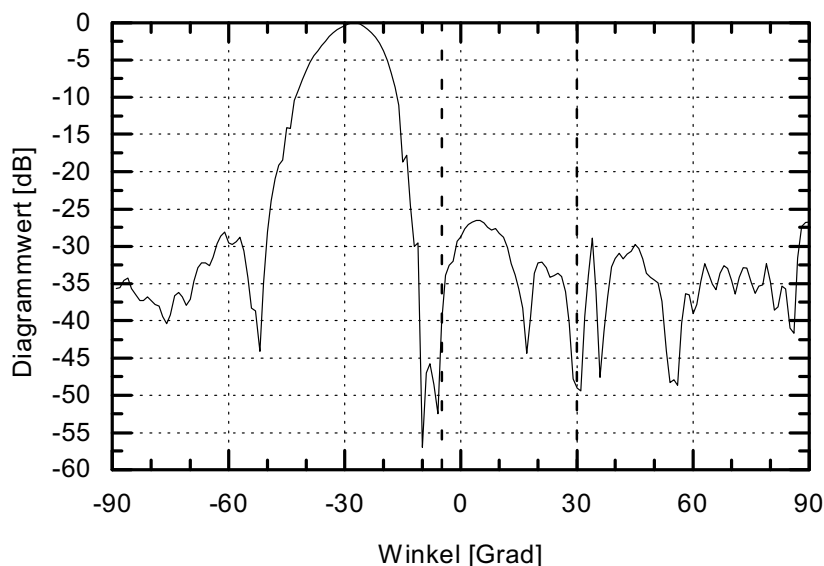


Abbildung 6.3: Kalibriertes Array - Summendiagramm für 35 dB - Tschebyscheff - Belegung, Strahlswenkung nach $\theta = -30^\circ$ und Störerunterdrückung bei $\theta = -5^\circ$ und $\theta = 30^\circ$.

Die praktische Anwendung des in Abschnitt 2.4.3 beschriebenen MUSIC - Algorithmus ist in Abbildung 6.4 dokumentiert. Mit Hilfe der Kalibrierung ist eine eindeutige Detektion der Signalrichtung möglich. Die Ausgeprägtheit des Ergebnisses ist mit der durch die einmodige Entkopplung im theoretischen Fall erzielbaren Schätzung in Abbildung 3.11 vergleichbar. Allerdings war es zur Erzielung des dargestellten Ergebnis erforderlich, den kalibrierten Winkelbereich auf einen Sektor von 50° Breite zu beschränken. Dabei kamen wieder 32 Kalibrierungspunkte zum Einsatz. Dies zeigt, dass die vorliegenden Fehler zu gross sind, um eine Korrektur über den gesamten Sichtbereich zu erzielen, die den Anforderungen der Richtungsschätzung genügt. Diese Anforderungen waren bereits in Kapitel 3 als kritischer erkannt worden als die Genauigkeitsansprüche, die für eine konventionelle Strahlformung erforderlich sind. Als Vergleichsreferenz ist in Abbildung 6.5 außerdem das Ergebnis der Detektion bei Anwendung des vollständig vermessenen Array Manifolds dargestellt. Dies erzielt ein mit der Theorie in Abbildung 3.12 vergleichbares Ergebnis.

Mit Darstellung von Strahlformung und Richtungsschätzung sind die Grenzen der Leistungsfähig-

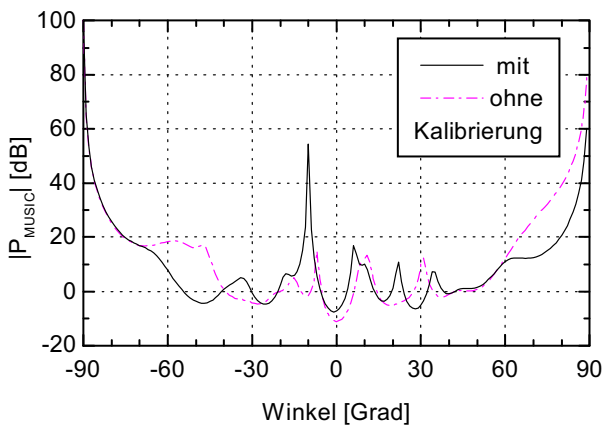


Abbildung 6.4: Betrag des MUSIC-Spektrums für die 8-Element-Gruppe mit und ohne Kalibrierung. Quelle bei -10° .

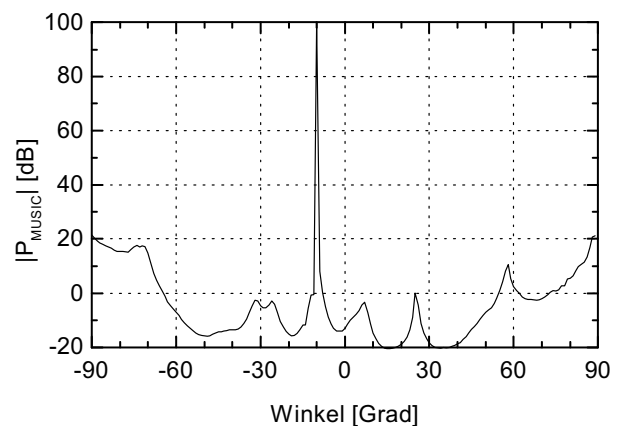


Abbildung 6.5: Betrag des MUSIC-Spektrums für die 8-Element-Gruppe bei Anwendung des vollständig vermessenen Array Manifolds. Quelle bei -10° .

keit des Ku-Band-Systems aufgezeigt. Bei der Beurteilung der Ergebnisse ist zu berücksichtigen, dass die in Abschnitt 5.2.3 systematischen Ungenauigkeiten im Messaufbau vorliegen. In Verbindung mit der Kalibrierung liegt somit ein Antennensystem mit guten bis sehr guten Eigenschaften vor.

6.2.2 Internes Kalibrierungssignal

Neben einer Kalibrierung mit dem Verfahren aus Kapitel 4.3.3 wurde auch eine Korrektur basierend auf der Einspeisung eines Signals in das systeminterne Kalibrierungsnetzwerk versucht. Dies führte alleine angewandt zu keinen zufriedenstellenden Ergebnissen. Damit kann festgestellt werden, dass die im System vorliegenden Fehler sehr wesentlich von den in der aktiven Arraystruktur vorliegenden Verkopplungserscheinungen dominiert sind.

Eine kombinierte Anwendung beider Kalibrierungsverfahren brachte unter den während der Testphase vorliegenden Bedingungen keine entscheidende Verbesserung der oben dargestellten Ergebnisse, was auf die sehr konstanten Temperaturverhältnisse in der verwendeten Antennen-Messkammer zurückzuführen ist. Dies stützt die oben angedeutete Aussage, dass die schon mit den gemessenen aktiven Einzeldiagrammen dargestellten Störungen (vgl. Kapitel 5.2) hauptsächlich auf direkte und auch indirekte Verkopplungseffekte sowie auf Streueffekte im Nahfeld der Antennenstruktur zurückzuführen sind. Bei Verkopplungs- und Streueffekten kann jedoch davon ausgegangen werden, dass sie unter den vorliegenden Bedingungen hochkonstant sind und somit deren einmalige Korrektur ausreichend ist. Eine Anwendung des internen Kalibrierungsnetzwerks stellt jedoch generell eine hervorragende Möglichkeit zum Monitoring des Gesamtsystems während des Betriebs dar. Unter rauheren Umgebungs- und Umweltbedingungen mit großen Temperaturgradienten (z.B. im Aussenbereich) ist dies unbedingt notwendig.

6.2.3 Fazit für das lineare Antennensystem

Ein Vergleich zu den in Kapitel 3 dargestellten Simulationsergebnissen zur Verkopplung lässt insgesamt den Schluss zu, dass die in den gemessenen aktiven Einzeldiagrammen (vgl. Abbildungen 5.18 und 5.19) enthaltenen Störungen hauptsächlich auf die beschriebenen indirekten Verkopplungseffekte und Streuungen im Nahfeld der Antennenanordnung zurückzuführen sind. Abgesehen von den diskutierten Messungenauigkeiten sind dies nämlich bei den erläuterten recht konstanten Systemparametern (vgl. letzten Abschnitt und die Abbildungen 5.14 bis 5.17) die einzigen Fehlerquellen, die mit einer Verkopplungskompensation nach Gleichung (4.2) nicht vollständig korrigiert werden können, da sie im verwendeten Datenmodell nicht enthalten sind. Somit ist zur weiteren Verbesserung der erzielten Ergebnisse ein Redesign des aktiven Antennen - Frontends erforderlich, bei dem noch ausdrücklicher als bisher auf die Unterdrückung bzw. Dämpfung entstehender Oberflächenwellen geachtet wird. Dabei wird dann die Anwendung eines spezialisierten Technologieprozesses sinnvoll. Trotz dieses Schlussresultats ist dennoch festzuhalten, dass ein Antennensystem mit guten Eigenschaften realisiert wurde. Insbesondere wird dies durch die erfolgreiche Präsentation der Richtungsschätzung deutlich, wenngleich sich bei einmodiger Kalibrierung deren Anwendung im Grenzbereich der Möglichkeiten des Systems bewegt. Eine winkelabhängige Korrekturmethode führt jedoch wie erwartet zum Ziel.

6.3 Planares Antennensystem mit 25 Elementen

Auch auf das in Kapitel 5.3 beschriebene planare Antennensystem mit 5×5 Elementen wurde die neue Kalibrierungsprozedur angewandt. Dies erfolgte mit jeweils 15 Abtastpunkten in θ für 18 verschiedene ϕ -Schnittebenen, also mit insgesamt 270 Winkelpunkten. Versuche haben ergeben, dass in diesem Fall die Anwendung einer mittleren Einzelcharakteristik für die $f_m^i(u)$ in Gleichung (4.14) zur Berechnung der Korrekturmatrix besser geeignet ist, als die Nutzung der aus einer numerischen Simulation zu erhaltenen isolierten Einzelcharakteristik. Abbildung 6.6 zeigt das mit dieser Kalibrierung erzielbare Ergebnis bei einer Tschebyscheff - Amplitudenbelegung für -25 dB Nebenkeulen. Dargestellt sind die 2-dimensionalen Diagramme in Abhängigkeit vom Elevationswinkel θ für alle gemessenen ϕ - Schnittebenen.

Mit der Korrektur wird das angestrebte Ziel trotz der in Kapitel 5.3 beschriebenen zum Teil recht großen Diagrammdegradationen in nahezu allen Ebenen erreicht.

Die Konturdiagramme in Abbildung 6.7 verdeutlichen ebenfalls die Verbesserung bei einer Tschebyscheff - Amplitudenbelegung für -30 dB Nebenkeulen. Neben der offensichtlichen Verbesserung des Nebenkeulenniveaus ist auch die starke Deformation der Hauptkeule eliminiert worden. In der Darstellung wird wieder von der Koordinatensystem - Definition aus Abschnitt 2.2.4.1 Gebrauch gemacht. Im Vergleich zu Abbildung 6.6 ist erkennbar, dass mit diesem Nebenkeulenniveau das mit dem vorliegenden System erzielbare Minimum an Nebenkeulen erreicht wurde. Dies liegt in den in Kapitel 5.3 beschriebenen Problemen mit der Temperaturstabilität begründet.

Auch bei einer zusätzlichen Strahlschwenkung kann ein niedriges Nebenkeulenniveau eingehalten werden. Dies ist in Abbildung 6.8 exemplarisch für den Schwenkwinkel $\theta = 35^\circ$, $\phi = 155^\circ$ illustriert.

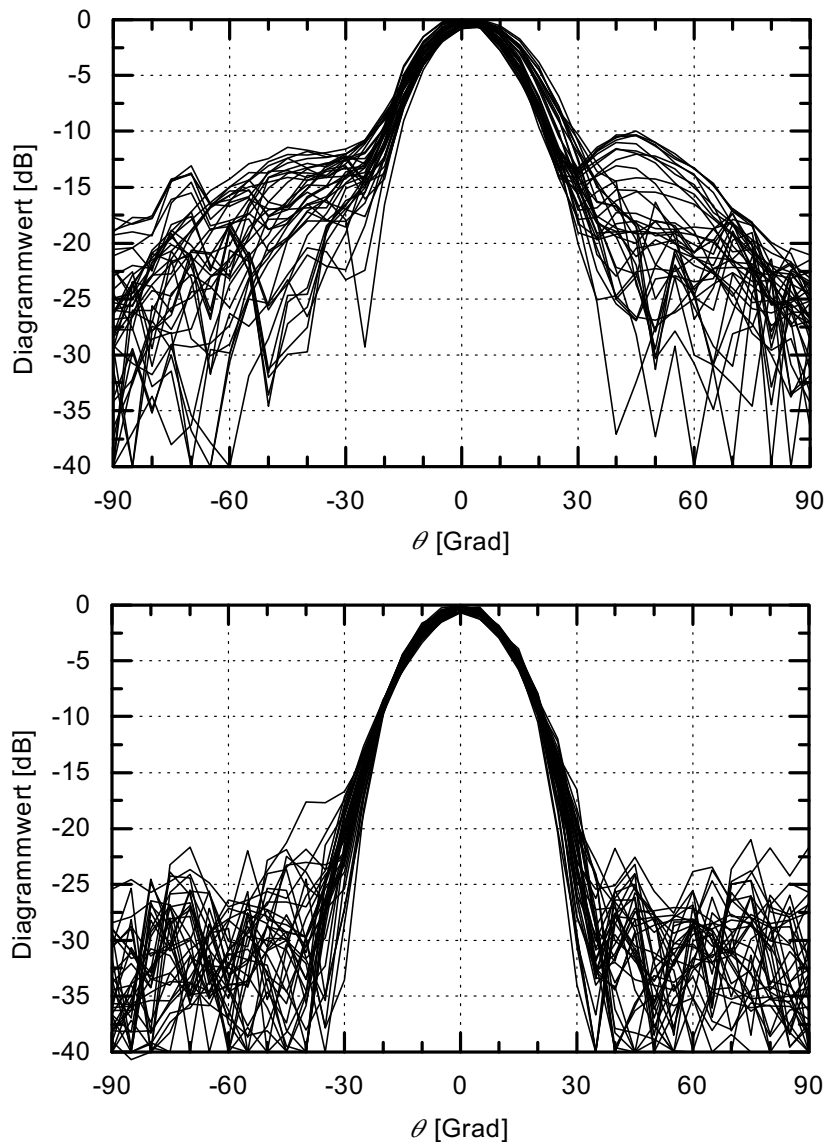


Abbildung 6.6: Array - Summendiagramm dargestellt in allen gemessenen ϕ - Schnittebenen bei 25 dB - Tschebyscheff - Belegung ohne (oben) und mit (unten) Kalibrierung.

Das angestrebte Nebenkeulenniveau von -25 dB wird nahezu im gesamten Sichtbereich der Antenne eingehalten. Die leichte Diskrepanz zwischen dem Konturdiagramm und dem Schnitt - Diagramm bei θ - Winkeln im Bereich $-30^\circ \dots -45^\circ$ (entspricht $\phi = 155^\circ$, $\theta = 30^\circ \dots 45^\circ$) liegt in zwei unterschiedlichen Interpolationsarten für die Darstellung der Diagramme begründet. Beim 2-dimensionalen Diagramm sind die Messpunkte des 5° -Rasters linear miteinander verbunden worden. Für die Berechnung des Kontur - Diagramms dagegen erfolgte eine 2-dimensionale Interpolation auf ein kartesisches Raster, über dem dann der jeweilige Farbcode dargestellt wird. Auch für Versuche mit anderen Schwenkwinkeln ergab sich ein vergleichbares Verhalten.

Exemplarisch ist die Unterdrückung eines Störsignals bei $\theta = 40^\circ$, $\phi = 30^\circ$ in Abbildung 6.9 illustriert. Das Nebenkeulenniveau wurde dabei nicht wesentlich beeinflusst. Auf das zugehörige Konturdiagramm wird hier aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Eine Untersuchung der Richtungsschätzung erfolgte für das planare System nicht, da nur Messdaten im 5° -Raster vorla-

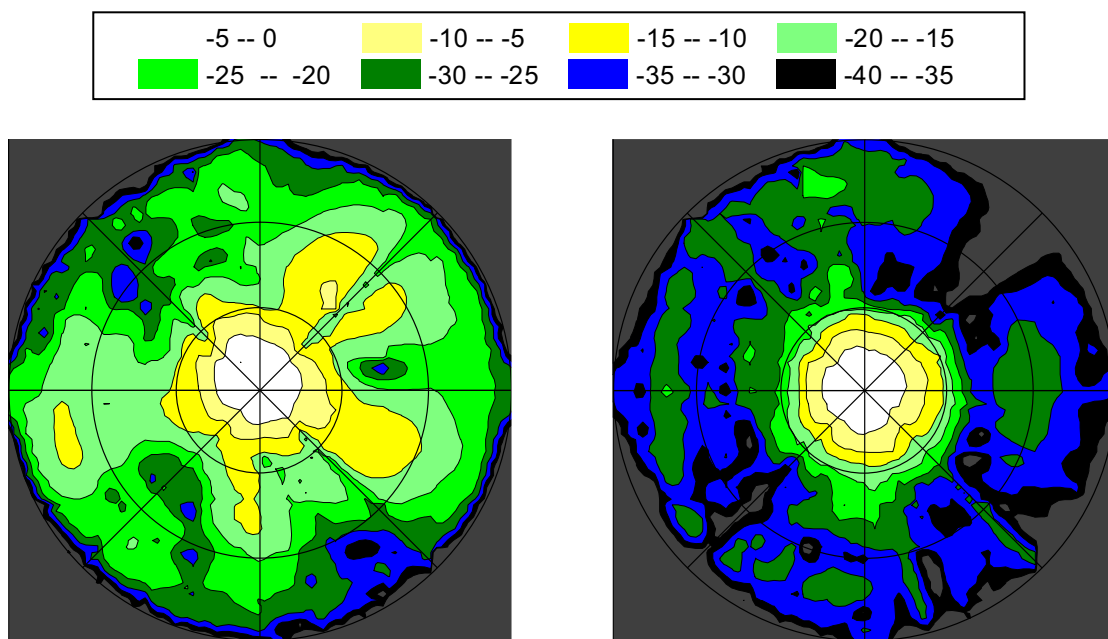


Abbildung 6.7: Array - Summendiagramm für 30 dB - Tschebyscheff - Belegung ohne (links) und mit (rechts) Kalibrierung.

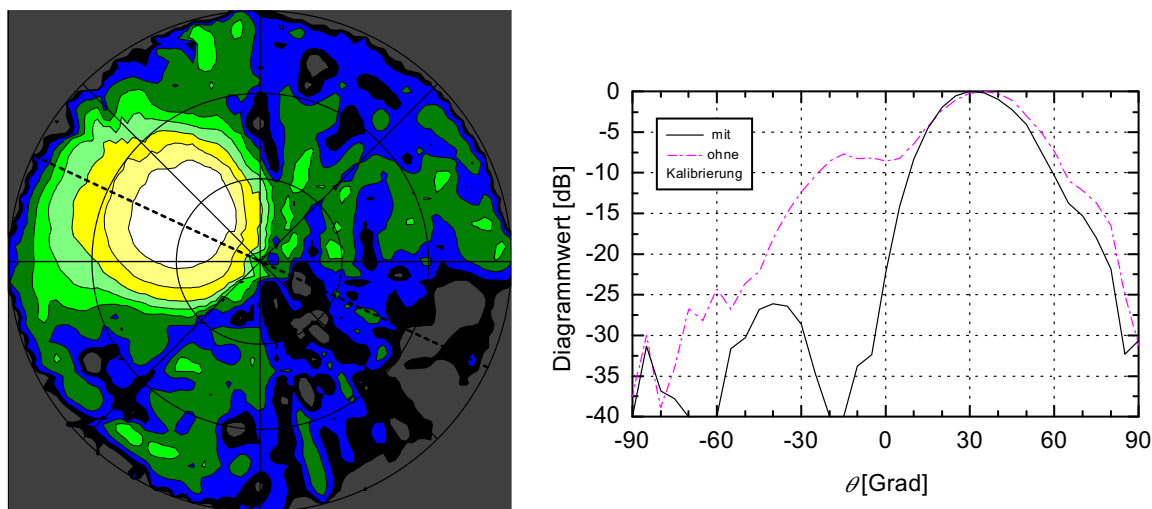


Abbildung 6.8: Array - Summendiagramm nach Kalibrierung für 25 dB - Tschebyscheff - Belegung und Strahlschwenkung nach $\theta = 35^\circ$, $\phi = 155^\circ$ (links, der Farbcode entspricht dem aus Abbildung 6.7). Darstellung der Schnittebene $\phi = 155^\circ$ (rechts). Anmerkungen siehe Text.

gen und sich damit nur sehr unübersichtliche und wenig aussagekräftige Spektren berechnen lassen.

6.3.1 Fazit für das planare Antennensystem

Auch mit dem planaren Antennensystem konnte mit Hilfe des praktischen Einsatzes des Kalibrierungsverfahrens Strahlformung mit guten Eigenschaften präsentiert werden. Jedoch sind auch hier deutlich Limitierungen zu erkennen, die auf die in Abschnitt 5.3 erläuterten Stabilitätsprobleme

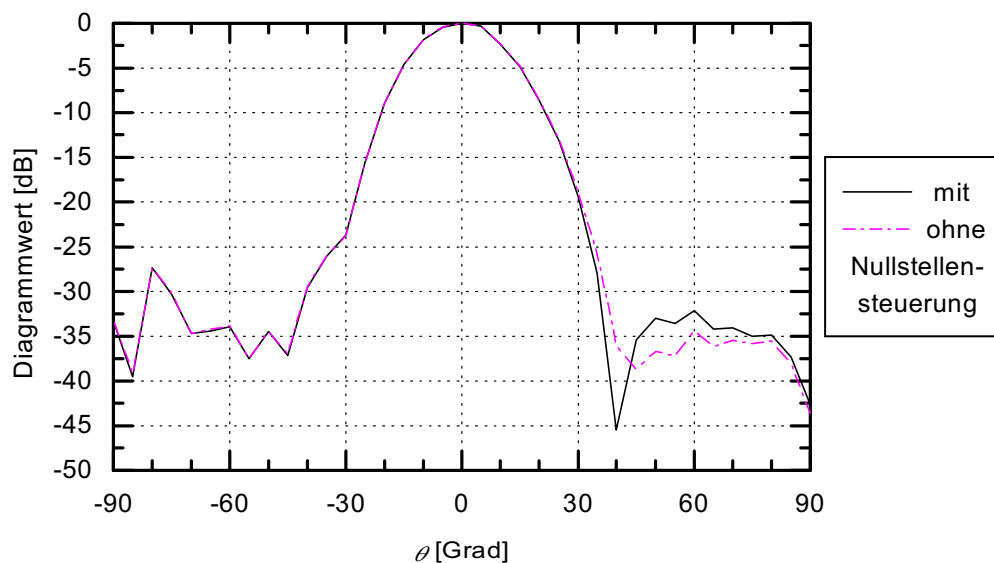


Abbildung 6.9: Kalibriertes Array - Summendiagramm für 25 dB - Tschebyscheff - Belegung mit und ohne Störerrückdrückung bei $\theta = 40^\circ$, Schnitt Ebene $\phi = 30^\circ$.

und auch auf die durch die fertigungstechnisch bedingte Realisierung der Antennengruppe in fünf einzelnen Streifen zurückzuführen sind. Für die Erzielung noch besserer Leistungsdaten ist das Antennensystem entsprechend zu modifizieren. Insbesondere zeigt sich, dass die Anwendung einer kontinuierlichen Überwachung der Eigenschaften der aktiven Elektronik mit einem internen Kalibrierungsnetzwerk für einen perfekten Betrieb im Aussenbereich unverzichtbar ist.

Kapitel 7

Diskussion und Bewertung

In Kapitel 3 ist eine Reihe von Fehlerquellen in aktiven Antennensystemen mit digitaler Strahlformung vorgestellt und evaluiert worden. Insbesondere wurde dabei auf die gegenseitige Verkopplung der einzelnen Antennenelemente in der Gruppe eingegangen. Diese führt zu unterschiedlichen, sogenannten aktiven Charakteristiken der Einzelstrahler, so dass sich winkelabhängige Differenzen in Amplitude und Phase der einzelnen Zweige des bei einem Array vorliegenden Vielkanalsystems ergeben. Derartige unerwünschte Unterschiede wirken sich merklich negativ auf die mit dem Antennensystem durchzuführenden Strahlformungsverfahren und die verwendeten Signalverarbeitungsmethoden aus. Neben der Verkopplung spielen vor allem Amplituden- und Phasenfehler in der Kanalübertragungsfunktion der einzelnen Systemzweige eine wichtige Rolle für die Leistungsfähigkeit der Antenne. In Ergänzung zur aus der Literatur bekannten Abschätzung der Einflüsse dieser Fehler wurde eine Monte-Carlo - Analyse zur Beurteilung durchgeführt. Dabei hat sich herausgestellt, dass die Abschätzung lediglich eine grobe Näherung leistet. Ebenso wie die Verkopplung handelt es sich bei den Ungleichheiten der Kanäle um zumindest grundsätzlich korrigierbare Fehlerquellen. Alle anderen störenden Einflüsse, insbesondere die nichtlinearen Effekte und die Rauscheigenschaften wird man durch ein geeignetes System- und Komponentendesign soweit als möglich vermeiden, da sie im Rahmen einer mathematischen Beschreibung nur sehr schlecht oder gar nicht zugänglich sind und sich so fast jeglicher Korrekturmöglichkeit entziehen.

Entsprechend der Eigenschaften der wesentlichen Fehlerquellen wurde die Kalibrierung als lineares Problem formuliert. Nach einer ausführlichen Klassifizierung unterschiedlichster Methoden zur Lösung der Aufgabe erfolgte dann eine Betrachtung zweier grundsätzlich verschiedener Ansätze. Zum einen die Kalibrierung basierend auf systemexternen Quellen im Fernfeld der Antennenanordnung und zum anderen die Nutzung eines systeminternen Netzwerks zur definierten Einspeisung eines Testsignals in alle Einzelzweige des Systems.

Die Fernfeldmethode leitet sich aus der Theorie einer einmodigen Verkopplung in Gruppenantennen ab. Die eigentliche Korrektur der Fehler erfolgt durch Multiplikation des Array - Ausgangsvektors mit einer Korrekturmatrix. Dies geschieht mit dem Ziel, den für einen beliebig vorliegenden Fall erwarteten Empfangsvektor möglichst exakt zu rekonstruieren. Damit kann dann die sehr große Anzahl an bekannten Strahlformungsverfahren und Methoden zur Array - Signalverarbeitung angewendet werden, als ob ein fehlerfreies System vorliegt. Zentrales Problem der Kalibrierung ist die Bestimmung der Korrekturmatrix selbst, die aus Referenzmessungen berechnet bzw. geschätzt werden muss. Die zu diesem Thema vorhandene Literatur wurde ausführlich diskutiert und kate-

gorisiert. Die verschiedenen Veröffentlichungen sind dabei zwei unterschiedlichen Ursprüngen zuzuordnen, der klassischen Antennentechnik und dem insbesondere in den letzten Jahren sehr populär gewordenen Forschungsthema der Signalverarbeitung für Multi - Sensor - Systeme. Eine genauere Betrachtung der verschiedenen Verfahren ergab, dass die Verfahren beider Klassen grundsätzlich auf exakt das gleiche physikalische Modell zurückzuführen sind. Die Verfahren aus der Signalverarbeitung verwenden jedoch meistens eine bedeutend aufwändigere mathematische Auswertung der einer Kalibrierung zugrunde zu legenden Messpunkte und erfordern somit eine deutlich größere Anzahl an Rechenoperationen.

Die bequeme Vorgehensweise der Matrixmultiplikation liefert in der Theorie das exakte Ergebnis für den gesamten Sichtbereich der Antenne, also winkelunabhängig, bei Vorliegen einer Verkopplung, die nur auf einem einzelnen Mode der Strahler beruht. Bei Ansetzen von Antennencharakteristiken, die durch die Fehler des vollständigen Verkopplungsproblems von planaren Streifenleitungsantennen gekennzeichnet sind, konnte in der Simulation mit verschiedenen untersuchten Verfahren eine Korrektur bis auf sehr geringe Restfehler erzielt werden, die eine hochpräzise Diagrammsteuerung erlauben. Damit ist als sehr wichtiges Ergebnis festzuhalten, dass für die Beschreibung der Verkopplungseigenschaften der betrachteten Antennenstrukturen unter normalen Umständen kein aufwändigeres Modell notwendig ist. Ein entsprechendes Modell führt auf eine winkelabhängige Korrektur bzw. Entkopplung der Antennenelemente und kann von den beschriebenen einmodigen Verfahren durch Sektorisierung des Sichtbereiches der Antennengruppe genähert werden.

Die aus der Literatur entnommenen diskutierten Verfahren zur Bestimmung der Korrekturmatrix besitzen den Nachteil, dass sie entweder mathematisch sehr aufwändig bzw. unhandlich sind oder aus anderen Gründen nur für bestimmte Antennenkonfigurationen oder mit eingeschränkter Anzahl an Referenzmessungen arbeiten können. Aus diesem Grund wurde eine neue Methode zur Bestimmung der Korrekturmatrix vorgestellt, welche sehr universell einsetzbar und nicht auf eine spezielle Geometrie des Arrays beschränkt ist. Sie basiert auf einer Messung und einer anschließenden mathematischen Auswertung einer in sinnvollen Grenzen frei wählbaren Anzahl von Referenzquellen in frei vorgebbaren Positionen im Sichtbereich der Antennengruppe. Durch den sehr allgemeinen Ansatz besteht mit ihr die Möglichkeit, auch mit unterschiedlichen idealen Einzelcharakteristiken als Referenzen für die verschiedenen Elemente der Gruppe zu arbeiten, was insbesondere bei Antennenanordnungen interessant ist, die auf Substratmaterialien gedruckt sind, um Effekte wie endliche Masseflächen zu berücksichtigen. Über die genannten Punkte hinaus zeichnet sich die Methode auch durch einen vergleichsweise relativ geringen numerischen Aufwand aus. Die theoretische Leistungsfähigkeit des Verfahrens wurde anhand einer linearen Antennenanordnung mit 8 Elementen für lineare Polarisierung und eines planaren Arrays mit 5×5 Elementen für zirkulare Polarisierung überzeugend präsentiert.

Zur praktischen Anwendung kam das Kalibrierungsverfahren anschließend in den Umsetzungen der beiden auch schon für die Simulationen verwendeten Antennenanordnungen, die beide Bestandteile von Systemen mit digitaler Strahlformung sind. Das lineare 8-Element - System wurde vollständig im Rahmen der vorliegenden Arbeit realisiert und ist das erste veröffentlichte aktive Antennensystem mit digitaler Strahlformung im Ku-Band. Insbesondere zeichnet es sich durch eine mit den aktiven Komponenten für acht separate Vorstufen integrierte, mehrlagige Antennenstruktur aus, die jeweils aus Kalibrierungseingang, rauscharmem Verstärker, Filter und Mischer bestehen.

Das planare 25-Element - System wurde in Verbindung mit der vorliegenden Arbeit im Rahmen eines innerdeutschen Verbundprojektes realisiert. Für beide Antennenanordnungen konnten mit Hilfe des neuen Kalibrierungsverfahrens Strahlformungsverfahren mit Erfolg präsentiert werden. Es ermöglicht eine substanzielle Verbesserung der System - Eigenschaften. Ohne die Korrektur sind die Systeme nur sehr eingeschränkt betriebsbereit.

Die in der Arbeit gesammelte praktische Erfahrung zeigt, dass in der Realität erwartungsgemäß deutlich größere Fehler vorhanden sind als in den Simulationen berücksichtigt werden kann. Geht man davon aus, dass die Verkopplung in den Antennengruppen für den idealisierten Fall von unendlich ausgedehnten Trägermaterialien in den Simulationen richtig beschrieben wurde, so sind die zusätzlichen realen Fehler offensichtlich bedeutend gravierender (vgl. Kapitel 6.2.3 und 6.3.1) als die sich durch das Näherungsmodell für die Korrektur ergebenden, zwangsläufig vorhandenen Restfehler. Die aufgezeigten Grenzen in den Leistungseigenschaften der beiden Antennensysteme sind somit hauptsächlich durch eine weitere Perfektionierung der für die Realisierung verwendeten bzw. entwickelten Komponenten zu überschreiten und weniger durch die Anwendung anderer Korrekturverfahren.

Die Entwicklung beider Demonstrationsanordnungen erfolgte unter besonderer Beachtung des Aufwands und der Kosten, wodurch auf einige wünschenswerte Details und Perfektionierungen verzichtet werden musste. Diese Randbedingungen spiegeln sich auch in den praktischen Ergebnissen wider. Diese Aussage berührt jedoch in keiner Weise die Tatsache, dass zwei Demonstrationssysteme mit guten Eigenschaften vorliegen. Weiterhin zeigen die erzielten Ergebnisse unmissverständlich das Potential der digitalen Strahlformung in Verbindung mit einer Kalibrierung auf, die in der umgesetzten Form durch die Systemarchitektur erst möglich wird. Mit entsprechend höherem finanziellen und personellen Aufwand sind somit auch Anordnungen mit herausragenden Leistungsdaten erzielbar. Ein sehr wichtiges Fazit der vorliegenden Arbeit ist also, dass mit den zum Teil sehr ausgefeilten Methoden der digitalen Signalverarbeitung und insbesondere des hohen praktischen Nutzens der Kalibrierung zwar sehr viel erreicht werden kann, trotzdem ist nach wie vor eine möglichst perfekte Elektronik und ein sorgfältiges Antennendesign erforderlich, um optimale Leistungsdaten des Systems zu erzielen. Alternativ betrachtet kann durch eine Kalibrierung auch eine Aufwandsbeschränkung geleistet werden, da sie die Anforderungen an die Systemkomponenten bei moderaten Spezifikationen entschärft.

Für einen hochverlässlichen Betrieb über einen größeren Temperaturbereich ist eine kontinuierliche Kontrolle der komplexen Übertragungseigenschaften aller Systemkanäle oder eine Temperaturstabilisierung diesbezüglich kritischer Komponenten zwingend erforderlich, was die praktischen Untersuchungen mit dem 5×5 - Array eindeutig belegen. Dies kann mit einem internen Kalibrierungsnetzwerk erfolgen, wobei das elementarste Problem eine möglichst fehlerfreie und symmetrische Einspeisung des Testsignals ist. Eine solche Einspeisung wurde in das Ku-Band - System mit integriert und ihre Funktionsfähigkeit nachgewiesen. Die daraus abzuleitende Korrektur ist wiederum durch eine einfache Matrixmultiplikation möglich, in diesem Falle mit Diagonalstruktur. Mit Anwendung einer solchen Technik gliedert sich die gesamte Kalibrierungsstrategie in zwei Teilaufgaben. Die aufgrund der im Allgemeinen konstanten Gruppeneigenschaften einmalige Verkopplungskompensation und das kontinuierliche Monitoring des Systems während des Betriebs zur Temperaturstabilisierung und zur Kontrolle von Alterungsprozessen.

Die praktische Anwendung der Verkopplungskompensation führt bei beiden untersuchten Systemen nur mit einer bezogen auf die Anzahl der Antennenelemente großen Anzahl von Kalibrierungspunkten zum Erfolg. Die simulativen Untersuchungen in Kapitel 4.3.3 für die 2-dimensionale Strahleranordnung zeigen darüber hinaus, dass bereits in der Theorie ein Kalibrierungsansatz, der lediglich eine Einbeziehung von einer Anzahl an Kalibrierungspunkten die gleich der Anzahl der Antennenelemente ist, grundsätzlich unpraktikabel ist und nur in Spezialfällen zum Ziel führt. Insoweit sind Arbeiten aus der Literatur, die auf diesem Grundsatz beruhen zwar nicht generell unbrauchbar, jedoch in vielen Fällen nicht mit Erfolg einsetzbar und so für eine praktische Anwendung nicht empfehlenswert. Die in Kapitel 4 detailliert beschriebenen Verfahren von Steykal und Herd sowie die in der vorliegenden Arbeit modifizierte Methode von Aumann stellen gute Methoden zur Kalibrierung dar, jedoch mit den beschriebenen Einschränkungen bezüglich des numerischen Aufwandes und der Flexibilität. Ähnliches gilt für einige auf der Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix beruhende Verfahren, die grundsätzlich eine aufwändigere mathematische Behandlung erfordern. Viele andere bekannte Verfahren sind dagegen zum Teil schon in ihrer theoretischen Praktikabilität und Leistungsfähigkeit fragwürdig. Alle genannten Nachteile werden von dem neu vorgestellten Verfahren vermieden, was sowohl theoretisch als auch praktisch für unterschiedliche Antennengruppen und verschiedene Polarisationsarten erfolgreich nachgewiesen wurde. Somit sind mit der vorliegenden Arbeit sowohl in theoretischer als auch in praktischer Hinsicht entscheidende Fortschritte auf dem Gebiet aktiver Antennensysteme mit digitaler Strahlformung gelungen.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in zwei Themenschwerpunkte. Zum einen erfolgt eine theoretische Untersuchung von Kalibrierungs - Verfahren für aktive Antennensysteme mit digitaler Strahlformung, zum anderen ist die praktische Umsetzung von digitaler Strahlformung und die für einen ordnungsgemäßen Betrieb erforderliche reale Umsetzung der Kalibrierung behandelt. Dazu sind zunächst die notwendigen Grundlagen der klassischen Array - Theorie und Verfahren zur Signalverarbeitung in Array - Systemen zusammengestellt. Als weitere Basis werden verschiedene Fehlerquellen in aktiven Antennensystemen und ihre Konsequenzen beschrieben, wobei in Verbindung mit den Grundlagen die Verkopplung zwischen den einzelnen Antennenelementen sehr ausführlich berücksichtigt ist.

Nach der grundsätzlichen Formulierung des Kalibrierungsproblems leistet die Arbeit dann eine umfassende klassifizierende und evaluierende Übersicht über aus der Literatur bekannte Kalibrierungsverfahren, die bisher nicht verfügbar war. Zur Vermeidung der verschiedenen aufgezeigten, zum Teil disqualifizierenden Nachteile der bisher bekannten Verfahren wird im Anschluss daran ein neuer Kalibrierungsalgorithmus vorgestellt, der hochflexibel einsetzbar und gleichzeitig einfach handhabbar ist. Seine Leistungsfähigkeit und Vorteile gegenüber anderen Verfahren werden anhand von umfangreichen Simulationen nachgewiesen, die im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten im Themenbereich der Kalibrierung auf wirklichkeitsnahen Daten aktiver Antennencharakteristiken basieren. Zu diesem Zweck wurde eine Vollwellenanalyse einer linearen Antennengruppe mit acht Elementen und einer planaren Antennengruppe mit 5×5 Elementen in Streifenleitungs - Technologie durchgeführt.

Zur Durchführung der praktischen Untersuchungen wurde erstmalig ein Antennensystem mit digitaler Strahlformung für das Ku-Band vollständig realisiert. Trotz des durch das Systemkonzept der digitalen Strahlformung bedingten großen Hardwareaufwandes gelang dabei die Umsetzung eines sehr kostengünstigen Gesamtsystems. Es zeichnet sich insbesondere durch die Integration der acht linear polarisierten Antennenelemente in Streifenleitungstechnologie mit einem 8-Kanal - Empfänger für eine erste Umsetzung in eine niedrigere Frequenzebene aus. Ferner erfolgen praktische Untersuchungen mit einem planaren Antennensystemen mit 5×5 Strahlerelementen für zirkulare Polarisation, welches im Rahmen eines innerdeutschen Verbundvorhabens realisiert wurde.

Mit beiden genannten Antennensystemen wird die Funktion des neu vorgestellten Kalibrierungs-

verfahrens mit Erfolg auch praktisch demonstriert. Es ermöglicht in beiden Einsatzfällen eine eindrucksvolle und substanzielle Verbesserung der Leistungsdaten des Gesamtsystems, was anhand von verschiedenen Strahlformungsbeispielen und der Durchführung einer Richtungsschätzung belegt ist. Mit anderen, bislang bekannten Verfahren kann eine in punkto Durchführung und Leistungsvermögen vergleichbare Korrektur dieser Systeme nicht geleistet werden.

Basierend auf den theoretisch und den praktisch erzielten Ergebnissen wird deutlich, dass mit Hilfe geeigneter Verfahren zur Kalibrierung und zum Monitoring ein Antennensystem in seiner Leistungsfähigkeit bis über die durch die Stabilität seiner Komponenten und die durch die Antennengeometrie vorgegebenen Leistungsgrenzen hinaus perfektioniert werden kann. Je nach Anforderungsprofil für den jeweiligen Einsatzfall können die in dieser Arbeit praktisch umgesetzten Korrekturverfahren so zum unverzichtbaren Werkzeug zur Erzielung bestmöglicher Leistungsdaten werden, oder zur Aufwands- und vor allem Kostenbeschränkung verwendet werden. Ihre Bedeutung für verschiedenste Anwendungen ist somit elementar.

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Hannover. Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Marquardt danke ich für seine Unterstützung der von mir durchgeführten Projekte und die Anregung zu dieser Arbeit. Mein Dank gebührt außerdem Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Garbe für die Übernahme des Koreferats und Herrn Prof. Dr.-Ing. H.-P. Kuchenbecker für den Prüfungsvorsitz.

Allen ehemaligen Kollegen am Institut für Hochfrequenztechnik danke ich für die vielen interessanten Fachdiskussionen und vor allem für das stets gute Betriebsklima, welches das Institut für mich zu einem sehr angenehmen Arbeitsplatz gemacht hat. Im einzelnen danke ich Frau M. Meier für die tatkräftige Unterstützung bei der Verwaltung von extern geförderten Forschungsprojekten und Herrn P. Haße für die perfekte Versorgung mit Informationen, Bauteilen und anderen Dingen, die sonst nur mit großem Aufwand zu „besorgen“ sind.

Mein besonderer Dank gebührt Herrn E. Batzdorfer, der mich mit vielen guten Ideen und seiner stets einwandfreien Arbeit beim praktischen mechanischen Aufbau verschiedenster Komponenten und Systeme entscheidend vorangebracht hat.

Schließlich danke ich den studentischen Hilfskräften und meinen Studien- und Diplomarbeitern, die alle einen Teil zum Gelingen dieser Arbeit beigesteuert haben.

Literaturverzeichnis

- [Abo87] M. D. Abouzahra and K. C. Gupta, “Multiple-Port Power Divider/Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disk Configurations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 1296–1302, December 1987.
- [Abo88] M. D. Abouzahra and K. C. Gupta, “Multiport Power Divider-Combiner Circuits Using Circular-Sector-Shaped Planar Components”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 1747–1751, December 1988.
- [Adv97] R. S. Adve and T. K. Sarkar, “Elimination of the Effects of Mutual Coupling in an Adaptive Array”, in *International Wireless and Telecommunications Symposium/Exhibition*, vol. 1, (Shah Alam, Malaysia), pp. 73–78, May 1997.
- [Adv00] R. S. Adve and T. K. Sarkar, “Compensation for the Effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 86–94, January 2000.
- [An93] H. An, B. Nauwelaers, and A. Van de Capelle, “Noise Figure Measurement of Receiving Active Microstrip Antennas”, *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 1594–1596, September 1993.
- [Aum89] H. M. Aumann, A. J. Fenn, and F. G. Willwerth, “Phased Array Antenna Calibration and Pattern Prediction Using Mutual Coupling Measurements”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-37, pp. 844–850, July 1989.
- [Aum94] H. M. Aumann, “Eigenvalue Analysis of Phased Array Element Patterns”, in *International Symposium on Antennas and Propagation*, (Seattle, WA), pp. 510–513, IEEE, June 1994.
- [Aum95] H. M. Aumann and F. G. Willwerth, “Phased Array Calibrations Using Measured Element Patterns”, in *International Symposium on Antennas and Propagation*, (Long Beach, California), pp. 918–921, IEEE, June 1995.
- [Boc99] H. Boche and M. Schubert, “On the Narrow-Band Assumption for Array Signal Processing”, *AEÜ*, vol. 53, no. 2, pp. 117–120, 1999.
- [Bro90] G. C. Brown, J. H. McClellan, and E. J. Holder, “A Phased Array Calibration Technique Using Eigenstructure Methods”, in *International Radar Conference*, pp. 304–308, IEEE, 1990.
- [Bro91] E. Brookner, *Practical Phased Array Antenna Systems*. Artech House, 1991.

- [Bro00] E. Brookner, "Phased Arrays for the New Millennium", in *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), April 2000.
- [Cam98] M. Camp, "Komponentenentwicklung und Packungsstrategien für aktive Antennensysteme", Diplomarbeit, Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik, 1998.
- [Cha81] R. Chadha and K. C. Gupta, "Green's Functions for Circular Sectors, Annular Rings and Annular Sectors in Planar Microwave Circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, pp. 68–71, January 1981.
- [Chu81] F. E. Churchill, G. W. Ogar, and B. J. Thompson, "The Correction of I and Q Errors in Coherent Processor", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, pp. 131–137, January 1981.
- [Cro91] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-Wave Design of Wide-Band Aperture Coupled Stacked Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-39, pp. 1770–1776, December 1991.
- [Dar97] P. Darwood, P. N. Fletcher, and G. S. Hilton, "Pattern Synthesis in Small Planar Phased Arrays", in *10th International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 1997)*, (Edinburgh, UK), pp. 1.212–1.215, IEE, April 1997.
- [Dar98] P. Darwood, P. N. Fletcher, and G. S. Hilton, "Mutual Coupling Compensation in Small Planar Array Antennas", *IEE Proc. Part H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 145, pp. 1–6, January 1998.
- [Dol46] C. L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Sidelobe Level", *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pp. 335–345, June 1946.
- [Ebe88] L. Eber, "Digital Beamsteering Antenna", Technical report, Rome Air Development Center, 1988.
- [Eva90] G. E. Evans, *Antenna Measurement Techniques*. Artech House, 1990.
- [EZ98] A. H. El Zooghy, C. G. Christodoulou, and M. Georgiopoulos, "Neural Network-Based Adaptive Beamforming for One- and Two-Dimensional Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 1891–1893, December 1998.
- [Far92] A. Farina, *Antenna Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*. Artech House, 1992.
- [Fri91] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-39, pp. 273–284, March 1991.
- [Fri00] E. M. Friel and K. M. Pasala, "Effects of Mutual Coupling on the Performance of STAP Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, pp. 518–527, April 2000.
- [Geß97] C. Geßner, "Vergleich verschiedener Kalibrierungsverfahren für adaptive Antennensysteme", Diplomarbeit, Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik, 1997.

- [Gni98] H. Gniß, “Digital Rx-only Conformal Array Demonstrator”, in *International Radar Symposium*, (Munich), pp. 1003–1012, September 1998.
- [Gol96] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*. The Johns Hopkins University Press, 3rd edition, 1996.
- [Gri83] H. D. Griffiths, J. R. Forrest, A. D. Williams, and C. Pell, “Digital Beamforming for Bistatic Radar Receiver”, in *3rd International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 1983)*, vol. 2, (London, UK), pp. 80–84, IEE, April 1983.
- [Gup83] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, “Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, pp. 785–791, September 1983.
- [Hah96] S. L. Hahn, *Hilbert Transforms in Signal Processing*. Artech House, 1996.
- [Han66] R. C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas*, vol. 1-3. Academic Press, 1966.
- [Han98] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. John Wiley & Sons, 1998.
- [Har93] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. IEEE PRESS Series on Electromagnetic Waves, 1993.
- [Hay94] S. Haykin, *Neural Networks - A Comprehensive Foundation*. Macmillan College Publishing Company, 1994.
- [Hei95] J. Heinstadt, *Effiziente numerische Strategien zur Berechnung von Einzelstrahlern und Gruppenantennen in Streifenleitungstechnik*. Dissertation, Fachbereich Elektrische Nachrichtentechnik der Technischen Hochschule Darmstadt, 1995.
- [Hei97] J. Heinstadt, L. Kuehnke, and H. Forster, “Bedarfsanalyse Technologie aktiver Antennen”, Technical report, DARA-Studie, Förderkennzeichen 50 YB 9601, 1997.
- [Hek00] T. Hekmat, S. Mathiae, and N. Niklasch, “Pattern Imbalance Effects and their Compensation in Small Microstrip Planar Arrays”, in *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), April 2000.
- [Hor91] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Topics in Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1991.
- [Hsi85] J. K. Hsiao, “Design of Error Tolerance of a Phased Array”, *Electronics Letters*, vol. 21, pp. 834–836, September 1985.
- [Hum93] W. R. Humbert and H. Steyskal, “A Current Evaluation of the Digital Beamforming Testbed at Rome Laboratory”, Technical report, Rome Laboratory, Griffiss Air Force Base, New York, 1993.
- [Hun82] E. K. L. Hung, N. R. Fines, and R. M. Turner, “The In-Situ Calibration of a Reciprocal Space-Fed Phased Array Antenna”, in *IEE Radar Conference 1982*, pp. 365–369, IEE, October 1982.
- [Hun00] E. K. L. Hung, “Matrix-Construction Calibration Method for Antenna Arrays”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, pp. 819–828, July 2000.

- [Hus00] L.-G. Huss, A. Ouacha, M. Alfredson, and S. Hagelin, “Electronically Steered X-Band Smart Skin Antenna”, in *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), April 2000.
- [Jam89] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [Jäh99] J. Jähig, “Detailkonzeptionierung und Aufbau einer aktiven Antenne für das Ku-Band”, Diplomarbeit, Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik, 1999.
- [Jog90] G. V. Jogiraju and V. M. Pandharipande, “Stripline to Microstrip Line Aperture Coupler”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-38, pp. 440–443, April 1990.
- [Kan98] T. Kanno *et al.*, “Mutual Coupling Compensation of a Conformal Array Antenna”, in *International Radar Symposium*, (Munich), pp. 961–968, September 1998.
- [Kay93] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing - Estimation Theory*. Prentice Hall, Inc., 1993.
- [Kel93] D. F. Kelly and W. L. Stutzman, “Array Antenna Pattern Modeling Methods that Include Mutual Coupling Effects”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-41, pp. 1625–1632, December 1993.
- [Kue95] L. Kuehnke, “Entwicklung des Antennenmoduls für ein Abstandswarnradar bei 77 GHz”, Diplomarbeit, Universität Hannover, Institut für Hochfrequenztechnik, 1995.
- [Kue00a] L. Kuehnke, J. Helminger, F. Klefenz, J. Marquardt, J. Detlefsen, and A. Dreher, “Entwicklung einer intelligenten Antenne für die Mobilkommunikation”, Technical report, BMBF - Vorhaben, Förderkennzeichen 50 YB 9704, 2000.
- [Kue00b] L. Kuehnke, J. Marquardt, and J. Jaehrig, “An Active Integrated Ku-Band Antenna Breadboard for Digital Beamforming Systems”, in *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), April 2000.
- [Kue01] L. Kuehnke, “Phased Array Calibration Procedures Based on Measured Element Patterns”, in *11th International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2001)*, vol. 2, (Manchester, UK), pp. 660–663, IEE, April 2001.
- [Laf97] P. Lafleur, D. J. Roscoe, and M. Cuhaci, “A 20 GHz Active Integrated Multilayer Microstrip Patch Array for Portable Communication Terminals”, in *International Symposium on Antennas and Propagation*, (Montreal, Canada), pp. 1260–1263, IEEE, July 1997.
- [Lia94] P. Liao and R. A. York, “A Six-Element Beam-Scanning Array”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 20–22, January 1994.
- [Lin94] J. Lin and T. Itoh, “Active Integrated Antennas”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-42, pp. 2186–2194, December 1994.
- [Lit96] J. Litva and T. K.-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House, 1996.

- [Lud73] A. C. Ludwig, "The Definition of Cross Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-21, pp. 116–119, January 1973.
- [Mai94] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Artech House, 1994.
- [Man82] S. Mano and T. Katagi, "A Method for Measuring Amplitude and Phase of Each Radiating Element of a Phased Array Antenna", *Electronics and Communications in Japan*, vol. 65-B, pp. 58–64, May 1982.
- [Mat86] B. D. Mathews, "Nonlinearities in Digital Manifold Phased Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 1346–1355, November 1986.
- [Mon80] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley & Sons, 1980.
- [Ng96] B. C. Ng and C. M. S. See, "Sensor Array Calibration Using a Maximum-Likelihood Approach", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 827–835, June 1996.
- [Nis99] K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, and T. Hori, "A New Calibration Method of Adaptive Array for TDD Systems", in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, (Orlando, FL), IEEE, July 1999.
- [O'D00] T. H. O'Donnell, F. J. Narcowich, H. L. Southall, and J. D. Ward, "Multiple Source Neural Direction Finding With Reduced Training and Increased Generalization", in *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), April 2000.
- [Ole90] C. A. Olen and R. T. Compton, "A Numerical Pattern Synthesis Algorithm for Arrays", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-38, pp. 1666–1676, October 1990.
- [Pet92] L. E. Petterson, "Adaptive Beamforming With Imperfect Arrays: Pattern Effects and their Partial Correction", Technical report, Rome Laboratory, Griffiss Air Force Base, New York, 1992.
- [Pet96] L. Petterson, M. Danestig, and U. Sjöström, "An Experimental S-Band Digital Beamforming Antenna", in *International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, (Boston, MA), pp. 93–98, IEEE, October 1996.
- [Pie90] J. Pierre and M. Kaveh, "Direction-Finding Using a Laboratory Experimental Array Testbed", in *5th ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling*, (Rochester, NY), pp. 114–118, 1990.
- [Pie91] J. Pierre and M. Kaveh, "Experimental Performance of Calibration and Direction-Finding Algorithms", in *IEEE Int. Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 2, (Toronto), pp. 1365–1368, IEEE, May 1991.
- [Poz85] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstrip Line", *Electronics Letters*, vol. 21, pp. 49–50, January 1985.
- [Poz94] D. M. Pozar, "The Active Element Pattern", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-42, pp. 1176–1178, August 1994.

- [Ram98] K. Rambabu and A. T. Kalghatgi, "Design Equations for Broad-Band Planar Aperture Coupler", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, pp. 308–309, September 1998.
- [Roy89] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT - Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, pp. 984–995, July 1989.
- [Rum54] V. H. Rumsey, "Reaction Concept in Electromagnetic Theory", *Physical Review*, vol. 94, pp. 1483–1491, June 1954.
- [Ruz52] J. Ruze, "Physical Limitations on Antennas", Technical report, Research Laboratory of Electronics, MIT, 1952.
- [San85] W. Sander, "Monitoring and Calibration of Active Phased Arrays", in *IEEE International Radar Conference*, pp. 45–51, IEEE, 1985.
- [Sch43] S. A. Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Linear Arrays", *Bell System Technical Journal*, vol. 22, pp. 80–107, 1943.
- [Sch86a] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 276–280, March 1986.
- [Sch86b] R. O. Schmidt, "Multiple Source DF Signal Processing: An Experimental System", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 281–290, March 1986.
- [Sch90] B. Schiek and H.-J. Siweris, *Rauschen in Hochfrequenzschaltungen*. Hüthig Buch Verlag GmbH, 1990.
- [See94] C. M. S. See, "Sensor Array Calibration in the Presence of Mutual Coupling and Unknown Sensor Gains and Phases", *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 373–374, March 1994.
- [See95] C. M. S. See, "Method for Array Calibration in High-Resolution Sensor Array Processing", *IEE Proc. Part F - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 142, pp. 90–96, June 1995.
- [Som99] G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Klukas, A. Richter, A. Schneider, and R. Thomä, "Reduction of DOA Estimation Errors Caused by Antenna Array Imperfections", in *29th European Microwave Conference*, (Munich, Germany), pp. 287–290, October 1999.
- [Som01] G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Klukas, A. Richter, A. Schneider, and R. Thomä, "Uniform Rectangular Antenna Array Design and Calibration Issues for 2-D ESPRIT Application", in *4th European Personal Mobile Communications Conference*, (Vienna, Austria), 2001.
- [Sou95] H. L. Southall, J. A. Simmers, and T. H. O'Donnell, "Direction Finding in Phased Arrays with a Neural Network Beamformer", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-43, pp. 1369–1374, December 1995.
- [Ste53] R. J. Stegen, "Excitation Coefficients and Beamwidths of Tschebyscheff Arrays", *Proceedings of the IRE*, vol. 41, pp. 1671–1674, November 1953.

- [Ste90] H. Steyskal and J. S. Herd, "Mutual Coupling Compensation in Small Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-38, pp. 1971–1975, December 1990.
- [Stu98] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 1998.
- [Sul86] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, pp. 977–984, August 1986.
- [Tar98] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-46, pp. 308–309, September 1998.
- [Tay55] T. T. Taylor, "Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side Lobes", *IRE Transactions - Antennas and Propagation*, vol. AP-3, pp. 16–28, January 1955.
- [Tso98a] G. Tsoulos, J. McGeehan, and M. Beach, "Space Division Multiple Access (SDMA) Field Trials. Part 2: Calibration and Linearity Issues", *IEE Proc. Part F - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, pp. 79–84, February 1998.
- [Tso98b] G. Tsoulos, J. McGeehan, and M. Beach, "Space Division Multiple Access (SDMA) Field Trials. Part 1: Tracking and BER Performance", *IEE Proc. Part F - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, pp. 73–78, February 1998.
- [Tsu86] J. Tsui, *Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications*. John Wiley & Sons, 1986.
- [Tsu95] J. Tsui, *Digital Techniques for Wideband Receivers*. Artech House, 1995.
- [Vib94] M. Viberg and A. L. Swindlehurst, "A Bayesian Approach to Auto - Calibration for Parametric Array Signal Processing", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 3495–3506, December 1994.
- [Wid67] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, pp. 2143–2159, December 1967.
- [Zur61] R. Zurmühl, *Matrizen*. Springer Verlag, 3. edition, 1961.

Anhang A

Matrixoperationen

In diesem Anhang erfolgt eine Auflistung von verschiedenen Matrixoperationen und -definitionen, die für die vorliegende Arbeit von Bedeutung sind. Eine ausführliche Darstellung der Matrix - Theorie ist in [Gol96], [Hor91] und [Zur61] zu finden.

A.1 Verschiedenes

In der Arbeit verwendete Definitionen für einen komplexen m -Element - Vektor \mathbf{x} und eine komplexe $m \times m$ - Matrix \mathbf{A} :

Diagonalmatrix $\text{diag}\{\mathbf{x}\} = \begin{pmatrix} x_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & x_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & x_m \end{pmatrix}$ (A.1)

Unitarität $\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^{-1}$ entspricht Orthogonalität reellwertiger Matrizen (A.2)

Eigenwertproblem $\mathbf{A}\mathbf{x} = \lambda\mathbf{x}$ (A.3)

Hauptachsen-
transformation $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$ mit $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_m\}$ und $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{E}$
 \mathbf{U} enthält normierte \mathbf{x}_i aus Gleichung (A.3). (A.4)

Spur $\text{tr}\{\mathbf{A}\} = \sum_{i=1}^m a_{ii} = \sum_{i=1}^m \lambda_i$ (A.5)

A.2 Normen und das Least-Squares - Problem

Sowohl für die Analyse und Beurteilung von Matrix - Algorithmen, z.B. zur Untersuchung der numerischen Stabilität, als auch für die in dieser Arbeit angewandten Minimierungsverfahren sind Vektor- und Matrix - Normen wichtig. Die im Text verwendeten Normen für einen komplexen m -Element - Vektor \mathbf{x} und eine komplexe $n \times m$ - Matrix \mathbf{A} sind:

$$\text{Vektor-p-Normen} \quad \|\mathbf{x}\|_p = (|x_1|^p + |x_2|^p + \cdots + |x_m|^p)^{\frac{1}{p}} \quad \text{mit } p \geq 1 \quad (\text{A.6})$$

$$\text{Frobenius - Norm} \quad \|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m |a_{ij}|^2} \quad (\text{A.7})$$

Die übliche Aufgabe bei der Lösung eines Gleichungssystems besteht darin, einen m -Element - Vektor \mathbf{x} zu finden, der die Gleichung

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (\text{A.8})$$

bei gegebener $n \times m$ - Datenmatrix \mathbf{A} und bekanntem n -Element Beobachtungsvektor \mathbf{b} erfüllt. Für den Fall $n > m$ liegt ein überbestimmtes System vor, für das im Allgemeinen keine eindeutige Lösung existiert. In diesem Fall muss ein Lösungsvektor \mathbf{x} gefunden werden, der einen für den gesamten Vektorraum gemittelten, minimalen Fehler ergibt. Dabei wird normalerweise eine quadratische Mittelung angesetzt, wodurch sich das sogenannte Least-Squares - Problem

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{Ax} - \mathbf{b}\|_2 \quad (\text{A.9})$$

ergibt.

A.3 Zusammenhang für das Schur-Hadamard Produkt

Zur Ableitung der in Kapitel 4.4.1 benötigten Matrixidentität

$$\text{tr} \{ \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{A} \mathbf{\Lambda} \mathbf{B} \} = \mathbf{x}^H (\mathbf{A} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x} \quad \text{mit } \mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\mathbf{x}\} \quad (\text{A.10})$$

mit \mathbf{A} und \mathbf{B} als $N \times N$ -Matrizen wird von der verwendeten Ergebnisform auf der rechten Seite ausgegangen. Mit $\mathbf{e} = (1, 1, \dots, 1)^T$ lässt sich für diese auch

$$\mathbf{x}^H (\mathbf{A} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x} = \mathbf{e}^T \mathbf{\Lambda}^H (\mathbf{A} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x} = \mathbf{e}^T [(\mathbf{\Lambda}^H \mathbf{A} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x}] \quad (\text{A.11})$$

schreiben. Das zweite Gleichheitszeichen gilt, weil $\mathbf{\Lambda}^H$ diagonal ist. Der Ausdruck in eckigen Klammern stellt einen Spaltenvektor dar, dessen Elemente auch in der Form

$$[(\mathbf{C} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x}]_i = \sum_{j=1}^N c_{ij} b_{ij} x_j = \sum_{j=1}^N c_{ij} x_j b_{ij} = (\mathbf{C} \mathbf{\Lambda} \mathbf{B})_{ii} \quad (\text{A.12})$$

geschrieben werden können. Dabei ist \mathbf{C} ebenfalls eine $N \times N$ -Matrix. Da die zusätzliche Multiplikation des Spaltenvektors mit \mathbf{e}^T die Summenbildung seiner Koeffizienten bewirkt, gilt die Beziehung

$$\mathbf{e}^T [(\mathbf{C} \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{x}] = \text{tr}(\mathbf{C} \mathbf{\Lambda} \mathbf{B}) \quad (\text{A.13})$$

und damit die in Kapitel 4.4.1 angewandte Identität.

Anhang B

Fotos der realisierten Antennensysteme

B.1 Lineares Antennensystem mit 8 Elementen

Das lineare Antennensystem mit 8 Elementen besteht gemäß der Beschreibungen in Kapitel 5.2 aus den Grundeinheiten Array - Frontend, ZF - Stufen, LO - Generatoren, Datenaufnahme und Spannungsversorgung sowie einem zugehörigen Steuerrechner. Die Rückseite des 4-lagigen aktiven Array - Frontends ist in Abbildung B.1 dargestellt. Für jeden der acht Zweige sind Kalibrierungskoppler, LNA, Filter und Mischstufe zu erkennen. Die rechts angeordnete 1:8 - Verteilung versorgt die Mischstufen mit dem Lokaloszillator - Signal. Oben und unten auf dem Foto befinden sich Schaltungen zur Spannungsstabilisierung und die Kalibrierungseingänge.

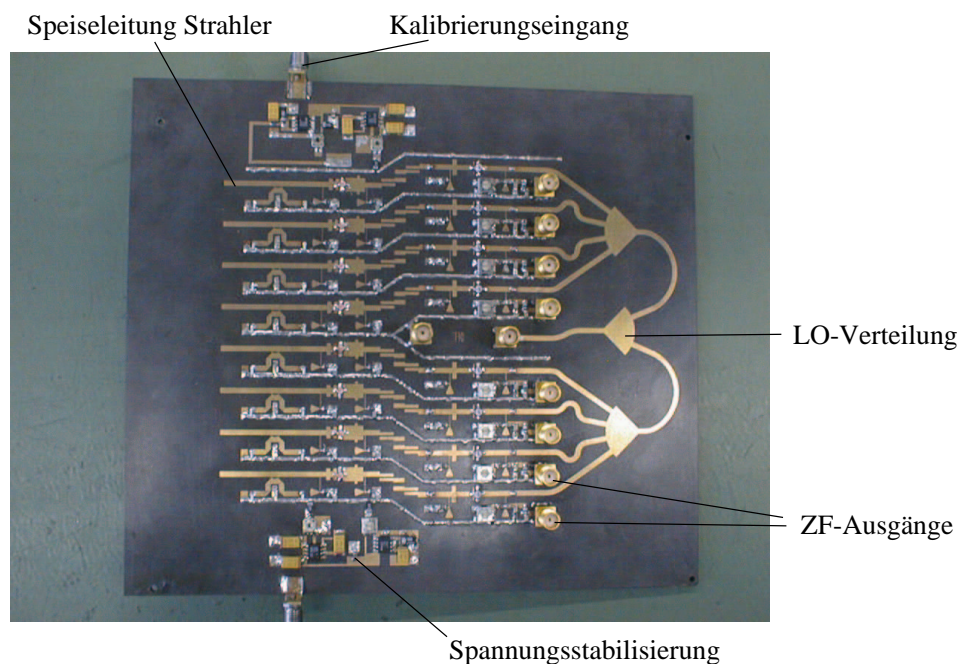


Abbildung B.1: Das aktive integrierte Array - Frontend für das Ku-Band. Rückseite der 4-lagigen Struktur mit den aktiven Schaltungskomponenten.

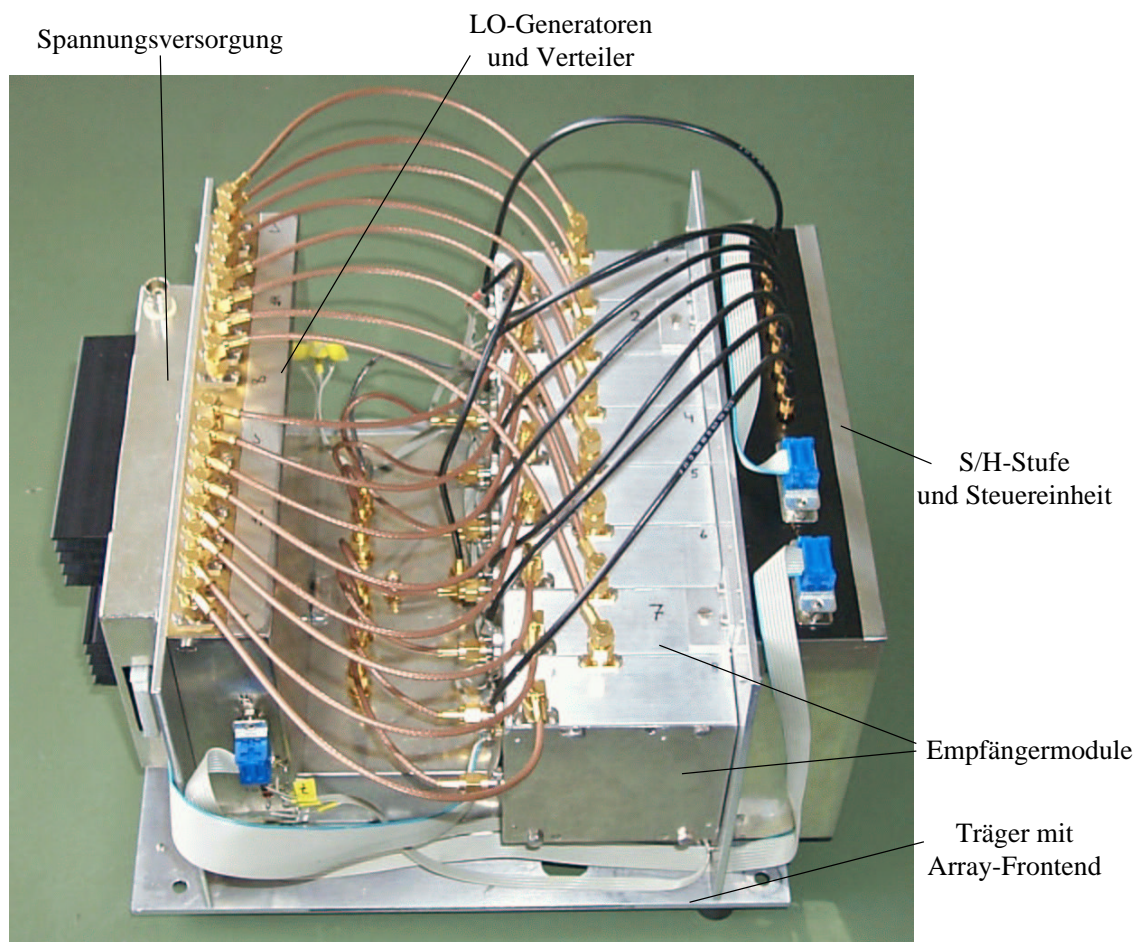


Abbildung B.2: Das komplette Ku-Band - System. Ansicht von der Rückseite ohne Verkleidung.

Abbildung B.2 zeigt das Gesamtsystem von der Rückseite ohne die für den Messbetrieb zu montierenden Verkleidungen. Neben den benannten Einzelkomponenten, die alle an einem U-förmigen Träger montiert sind, ist deutlich die große Anzahl an HF-qualifizierten Verbindungsleitungen für die LO - Signale und die Ausgangssignale der acht Einzelkanäle zu erkennen. Die Vorderansicht des Systems auf der Messanlage des Instituts zeigt Abbildung B.3. Die vordere, mehrlagige Gruppenanordnung aus den acht Einzelstrahlern mit den aktiven Komponenten auf der Rückseite (vgl. Abbildung B.1) ist in die Trägerstruktur eingefasst.

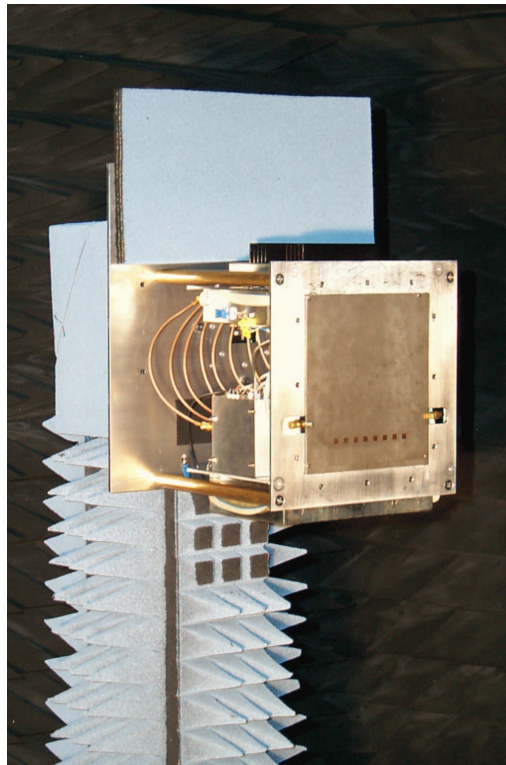


Abbildung B.3: Das komplette Ku-Band - System auf der Messanlage des Instituts. Aufnahme ohne Seitenverkleidungen.

B.2 Planares Antennensystem mit 25 Elementen

Das planare Antennensystem mit 5×5 Elementen ist in einer kachelartigen Packungstechnik aufgebaut. Die vorderste Ebene wird durch das passive Array - Frontend in Abbildung B.4 gebildet, welches vom Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) in Oberpfaffenhofen entwickelt wurde. Deutlich sind die einzelnen Patche unter der obersten Substratlage zu erkennen. Das teilbestückte System von der Rückseite (Array - Fläche unten) zeigt Abbildung B.5. Die von den Strahlern empfangenen Signale koppeln in die einzelnen Empfängermodule, die durch die Verteilnetzwerke in der darüber befindlichen Lage mit den für die Mischprozesse erforderlichen Lokaloszillator - Signalen versorgt werden. Im komplett zusammengebauten System ist über diesen Verteilnetzwerken eine weitere Platte montiert, die die restlichen Systemkomponenten LO - Generatoren, Träger- und Taktrückgewinnung, Multiplexer, Datenaufnahme und Spannungsversorgung trägt. Das Gesamtsystem während der Charakterisierung auf der Freiraum - Messanlage des DLR ist in Abbildung B.6 dargestellt.

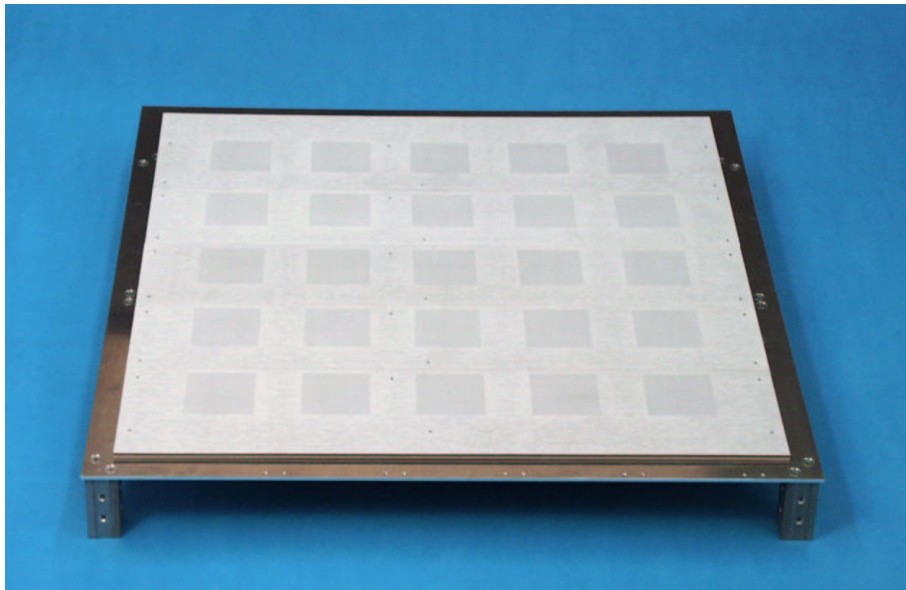


Abbildung B.4: Das passive Array - Frontend auf seinem Träger. Dimensioniert und hergestellt vom DLR in Oberpfaffenhofen.

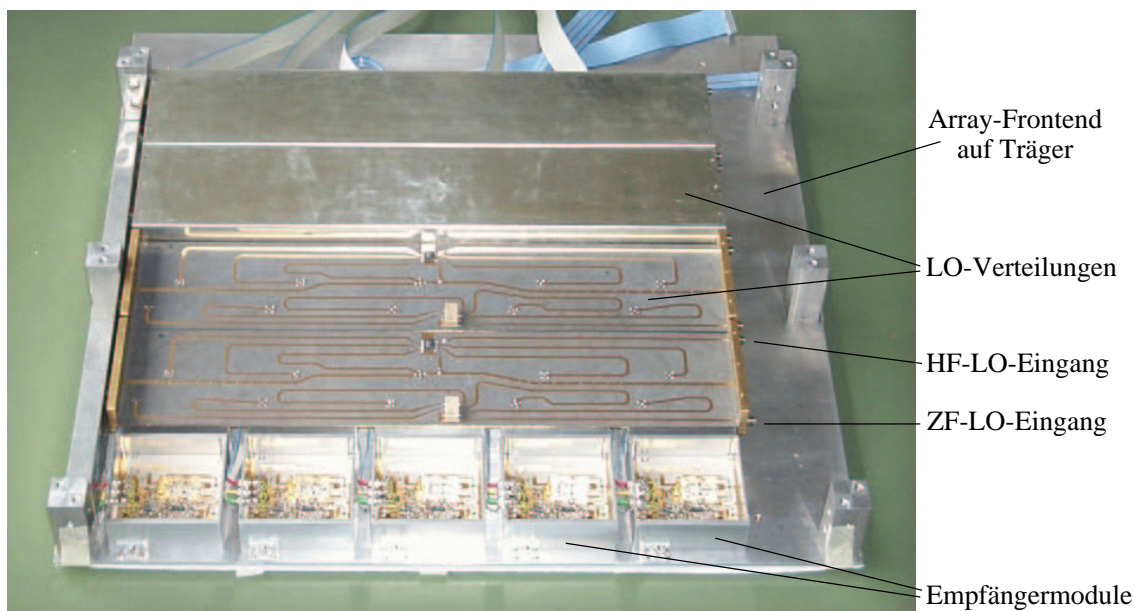


Abbildung B.5: Das L-Band - System während des Zusammenbaus. Ansicht von der Rückseite. Nicht enthalten auf dem Foto sind Datenaufnahme - Einheit, LO - Generatoren, Trägerrückgewinnung und Spannungsversorgung.



Abbildung B.6: Das komplette L-Band - System auf der Freiraum - Fernfeld - Messanlage des DLR in Oberpfaffenhofen.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Kühnke, Lutz
Geburtstag	26.02.1970
Geburtsort	Bielefeld
Familienstand	ledig
Eltern	Klaus - Dieter Kühnke Gudrun Kühnke, geb. Seehausen

Schulbildung und Wehrdienst

1976 - 1980	Grundschule in Bielefeld
1980 - 1989	Besuch des Helmholtz - Gymnasiums in Bielefeld Abschluss Mai 1989: Allgemeine Hochschulreife
1989 - 1990	Grundwehrdienst in Schleswig - Holstein

Studium und Praktika

Okt 1990 - Mai 1996	Studium der Elektrotechnik an der Universität Hannover Studienschwerpunkt: Hochfrequenztechnik Abschluss Juni 1996: Diplom
1991 / 1992	13 Wochen Grundpraktikum bei den Firmen Droop & Rein und ADS Anker GmbH in Bielefeld
1993	4 Wochen Fachpraktikum bei der ADS Anker GmbH
1994	2 Monate Fachpraktikum bei der Firma Rohde & Schwarz in München

Beruflicher Werdegang

1993 - 1995	Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Hannover
Feb. - April 1995	Werkstudententätigkeit bei der Firma Rohde & Schwarz in München
seit August 1996	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Hannover