

# **Bildgebende Verfahren zur Steigerung der Ausfallsicherheit radarbasierter Füllstandsmesssysteme**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik der  
Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover zur Erlangung des  
akademischen Grades

Doktor-Ingenieur  
(abgekürzt: Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation von

Dipl.-Ing. Hanno Rabe

geboren am 25. August 1980 in Amman/ Jordanien

Hannover, 2013

1. Referentin: Prof. Dr.-Ing. Ilona Rolfes  
2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Tag der Promotion: 22.5.2013

# Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Einsatz bildgebender Verfahren in der industriellen Radarfüllstandsmesstechnik. Im Gegensatz zur herkömmlichen Radarrückstreuung mittels einer Antenne, dem so genannten „Single-Input Single-Output“-System (SISO), ist für eine bildgebende Messung die Auswertung mehrerer Radarrückstreuungen an Mehrantennen erforderlich („Multiple-Input Multiple-Output“-System (MIMO)). Es wird untersucht, wie mit einem solchen MIMO-System eine Erhöhung der Zuverlässigkeit der Füllstandsdetektion erreicht werden kann. Die Untersuchung berücksichtigt alle relevanten Einschränkungen bezüglich Geometrie und Messfrequenz der Antenne, die sich aufgrund der Anwendung ergeben sowie Aspekte der Systemkomplexität. Die Untersuchung wird für eine gängige kreisrunde Aperturgröße mit dem Durchmesser  $d_{ap} = 50$  mm und zugelassene Messfrequenzen zwischen 24 GHz und 26 GHz durchgeführt. Nach einer ausführlichen theoretischen Betrachtung der unter den Randbedingungen erzielbaren, bildgebenden Eigenschaften werden zwei geeignete Mehrantennensysteme entworfen und simulatorisch wie messtechnisch untersucht. Mit Hilfe der Schätztheorie und einem deterministischen Kanalmodell zur Nachbildung einer Vielzahl von Messszenarien wird ein Ansatz erläutert, der die Zuverlässigkeit eines Radarsystems quantitativ vorhersagt. Das Modell wird angewendet, um die entwickelten Antennen hinsichtlich der Zuverlässigkeit der Detektion des Füllstands zu untersuchen und mit einem SISO-Radarsystem zu vergleichen, das eine Auswertung auf Basis lediglich einer Rückstreuung durchführt. Die theoretischen Ergebnisse werden mit Hilfe einer automatisierten Messeinrichtung in einer umfangreichen Messkampagne verifiziert.

Die Untersuchung der bildgebenden Eigenschaften beginnt mit der mathematischen Beschreibung der zu messenden Radarübertragungsfunktion zwischen einer Antenne und einem Punktstreuer. Das Modell wird bezüglich der Messung mehrerer Übertragungsfunktionen und deren Kombination für eine Strahlformung erweitert und ermöglicht durch die Einführung des effektiven Gewinns einen leistungsneutralen Vergleich von SISO- und MIMO-Messungen. Durch die vorgegebene Aperturfläche und Messfrequenz

ergeben sich Grenzen der Abbildungseigenschaften eines Radarsystems, die sowohl im Frequenzbereich als auch im Zeitbereich aufgezeigt werden. Hierzu ist die Einführung einer Gewinnfunktion einer Antenne im Zeitbereich erforderlich. Zur Bildgebung werden zwei Verfahren untersucht, die jeweils im fokussierenden Bereich und im Fernfeld der Antenne anwendbar sind. Anhand des Maximum-Likelihood-Verfahrens zur Rekonstruktion von Punktstreuern wird exemplarisch das Auflösungsvermögen mehrerer Ziele in einer Entfernungszelle untersucht. Da es sich bei der Mediengrenzschicht um einen elektrisch großen Reflektor im Nahfeld handelt, wird stellvertretend für diese Klasse von Reflektoren die Rückstreuung einer metallischen Kreisscheibe untersucht, um die Übertragbarkeit der in den späteren simulatorisch und messtechnisch ermittelten Ergebnisse anhand von Tripelspiegeln auf eine Füllstandsmessung zu prüfen.

Es folgt eine Beschreibung der Entwicklung zweier MIMO-Antennen zur Bildgebung. Die erste Antenne ist eine dielektrische Gruppenantenne, die hinsichtlich der Nebenkeulenunterdrückung optimiert wurde. Die Verwendung dreier im gleichseitigen Dreieck angeordneten Antennen entspricht der Minimalkonfiguration für eine dreidimensionale Strahlschwenkung, die gleichzeitig eine entkoppelte Winkelschätzung der Zielwinkel  $\vartheta_i$  in Elevation und  $\varphi_i$  in Azimuth ermöglicht. Beim zweiten Ansatz handelt es sich um einen Hornstrahler, der mit mehreren Rundhohlleitungsmoden gespeist wird. Mit Hilfe der Aperturfeldmethode wird die Strahlschwenkung mit mehreren Moden erläutert und die bildgebenden Eigenschaften als Funktion der Aperturgröße und Messfrequenz hergeleitet. Es wird ein geeignetes Speisetzwerk entwickelt, welches die einzelnen Moden mit hoher Reinheit anregt.

Eine simulatorische Untersuchung zeigt für einen exemplarischen Anwendungsfall die prinzipiellen Unterschiede von bildgebenden Messkonzepten im Vergleich zu einem SISO-Messkonzept hinsichtlich der korrekten Detektion der Medienreflexion. Dafür wurde ein geeigneter Algorithmus für die bildgebende Auswertung der Signale entwickelt. Neben der vollständigen Rekonstruktion der räumlichen Rückstreuintensität werden auch andere Ansätze verfolgt, die einen geringeren Aufwand in der Signalverarbeitung versprechen.

Im letzten Abschnitt der Arbeit wird die Ausfallsicherheit quantitativ untersucht. Hierzu wird für ein deterministisches Kanalmodell zweier Reflektoren gezeigt, in welchen Fällen SISO- und MIMO-Systeme eine bestimmte Ausfallwahrscheinlichkeit bezüglich der Füllstandsdetektion aufweisen. Der Ansatz berücksichtigt die Genauigkeit der Winkelschätzung bei MIMO-Verfahren und

den Rauscheinfluss auf die Hüllkurve bei SISO-Systemen. Für eine Vielzahl von denkbaren Reflektoranordnungen wird eine übersichtliche Darstellung vorgestellt, die einen einfachen Vergleich unterschiedlicher Messsysteme ermöglicht. Neben einer theoretischen Bestimmung der Ausfallsicherheit erfolgt eine Verifikation anhand von Messungen mit einer statistischen Auswertung der Ausfallsicherheit der beiden MIMO-Konzepte und einem SISO-Referenzsystem.

**Schlagwörter:** Industrielle Füllstandsmesstechnik, MIMO-Radar, Bildgebendes Radar, Elektronische Strahlschwenkung, Dielektrische Antenne, Phased Array, Multimodeantenne, Maximum Likelihood Verfahren, Cramer-Rao-Grenze, Deterministisches Kanalmodell, Ausfallwahrscheinlichkeit



## Abstract

This work deals with the use of imaging techniques for the application in industrial radar level measurements. In contrast to conventional "Single-Input Single-Output (SISO)"-systems based on backscatter-measurements at a single antenna, an imaging radar requires multiple backscatter-measurements at multi-port antennas ("Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)"). An investigation is performed to determine the increase in reliability of the level detection using a radar system with imaging capabilities. The investigation considers all relevant constraints that arise due to the application. Therefore, a common antenna aperture size and the regulated frequency band between 24 GHz and 26 GHz are chosen for the antenna design. After a study of the theoretically achievable imaging performance two appropriate multiple antenna systems are designed and investigated by simulation and measurement. With the aid of the estimation theory and a deterministic channel model for simulating a plurality of measurement scenarios a method is presented to predict the reliability of a radar system for a class of simple scenarios quantitatively. The method is applied to examine the reliability of systems based on the developed antennas and to compare them with a conventional radar system. The theoretical results are verified with the help of an automated measuring setup in an extensive measurement campaign.

At First, a mathematical model of the measured radar transfer function is introduced for a scenario with one antenna and a point scatterer. The description is extended to the measurement of multiple transfer functions from multiple antennas and their combination for beamforming. In order to compare the performance of SISO- and MIMO-measurements a quantity called effective gain is introduced. Further, the physical limits of the imaging properties for a radar system fulfilling the given aperture and frequency limits are examined in frequency and time domain. For this purpose the definition of the antenna gain is adapted to the time domain. Using spatially shifted antenna elements for the measurement a decorrelation of the measured complex envelopes of the impulse responses occurs which is examined for the present boundary conditions. Two imaging methods are examined, one allowing the operation in the focussing region of the antenna, the second one is applicable in the far field

region with less computational effort. The presented maximum likelihood method for the reconstruction of point scatterer positions is examined in terms of its ability to resolve multiple targets in the same range cell. The medium interface is an electrically-large reflector. Its properties are examined at the example of an ideal metallic disc. In order to emulate the backscattering of the medium surface using metallic corner reflectors, the reflection of the metallic disk is examined in terms of the amplitude and phase behavior of backscattering in the near-field.

In the following, the development of two suitable MIMO antennas for level gauging is presented starting with a dielectric array antenna. The antenna consists of three single elements that are arranged in an equilateral triangle to allow decoupled estimates of the angular target directions in azimuth and elevation. The arrangement is optimized for highest sidelobe rejection. The second MIMO-antenna is based on the radiation of multiple excitation modes of a conical horn antenna. The underlying theory of beamsteering with three hollow waveguide modes is explained and examined using the aperture field method. Furthermore, a feeding network is presented which excites the different modes with high purity.

The properties of the introduced imaging radar concepts are compared to the conventional SISO system in terms of level detection through the simulation of a specific measurement scenario. The simulation is performed with an imaging algorithm with high computational effort on the one hand and suboptimal algorithms on the other hand achieving comparable performance in level detection at lower computational effort.

A systematic approach to evaluate the measurement reliability for level radar systems is presented in the last chapter. The approach is based on a deterministic channel model representing the electromagnetic behavior of the reflectors inside a vessel. It allows the evaluation of an outage rate of SISO and MIMO systems for a multitude of scenarios. The approach considers the accuracy of the estimation of the spatial target angles  $\vartheta_t$  and  $\varphi_t$  of imaging systems and the influence of noise on the envelope of the impulse response. The results are arranged in a diagram allowing a quick comparison of the measurement reliability of radar systems for a distinct scenario. In a last step the MIMO approaches are investigated in terms of measurements and are compared to results obtained with a SISO reference system. The theoretically predicted results are finally verified.

**Keywords:** Industrial radar level gauging, MIMO-radar, imaging radar, beamsteering, dielectric antenna, phased array, multimode antenna, maximum likelihood estimation, Cramer-Rao-bound, deterministic channel model



# Danksagung

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Funkssysteme der Leibniz Universität Hannover im Zeitraum von 2007 bis 2012. In dieser Zeit hatte ich die Möglichkeit, an unterschiedlichen Themen aus dem Gebiet der Hochfrequenztechnik zu arbeiten. Die Radartechnik faszinierte mich besonders aufgrund ihrer gut 100-jährigen Geschichte und den entsprechend vielen Ideen und Ansätzen zur elektromagnetischen Abbildung von Streukörpern. Mittlerweile erstreckt sich die Radartechnik über viele Teilgebiete der Elektrotechnik, von der Informationstheorie über die Signaltheorie bis hin zur modernsten Hochfrequenztechnik. Ich fand eine breite Basis vor, die mir, zusammen mit den heutigen Möglichkeiten zur analogen und digitalen Signalverarbeitung, einen kreativen und fruchtbaren Spielraum für die Bearbeitung meiner Arbeit bot. Das Gelingen der Arbeit wurde jedoch erst durch die Unterstützung und Mitarbeit vieler Personen ermöglicht, denen ich an dieser Stelle meinen herzlichen Dank aussprechen möchte.

Für die fachliche Unterstützung und Orientierung sowie das entgegengebrachte Vertrauen danke ich insbesondere Frau Prof. Dr.-Ing. Ilona Rolfes. Für die Abnahme der Prüfung danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe und Herrn Prof. Dr.-Ing. Holger Blume. Für die fachliche Unterstützung möchte ich mich bei den motivierten Studierenden bedanken, die im Rahmen ihrer Diplom- und Studienarbeiten und darüber hinaus mit mir zusammengearbeitet und zum Gelingen der Dissertation beigetragen haben. Mein besonderer dank gilt in diesem Zusammenhang den Diplomingenieur/innen Aline Friedrich, Lu Jie, Johannes Meyer und Rong Yang. Für die Zielsetzung und Definition der Arbeit danke ich der Arbeitsgruppe rund um die Radartechnik bestehend aus Herrn Dr.-Ing. Gunnar Armbrrecht, Dipl.-Ing. Christian Zietz und Herrn Dipl.-Ing. Eckhard Denicke, dem ich als Bürokollege im Speziellen für eine gute und freundschaftliche Zusammenarbeit in Projekten danke. Für konstruktive Gespräche, Anregungen und Tipps danke ich allen weiteren Kollegen des HFT.

Für die technische Umsetzung der Ideen danke ich dem Team aus der Feinmechanik-Werkstatt, allen voran Herrn Eckehard Batzdorfer mit seiner langjährigen Erfahrung und dem Blick fürs Detail. Herrn Paul Haße danke ich

für die Hilfestellung in allen Belangen der praktischen Umsetzung. Für die Einführung in Systemkonzepte der Durchfluss- und Füllstandsmesstechnik danke ich den Kollegen der Ruhr-Universität Bochum Dr.-Ing. Wilko Wilkening, Dr.-Ing Michael Gerding sowie Prof. Dr.-Ing. Thomas Musch. Mein besonderer Dank gilt Herrn Priv.-Doz. Dr.-Ing. Michael Vogt, der mir durch seine motivierende Art und seine Hilfestellung bei der Anfertigung der Arbeit wesentlich geholfen hat. Für die fachliche Ausbildung danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Hermann Eul und den ehemaligen Kollegen am HFT, die in mir das Interesse am wissenschaftlichen Arbeiten weckten. Meinen Eltern danke ich für die Unterstützung und Bestätigung in der Promotionsphase. Mein ergebenster Dank gilt meiner Frau Tatjana, die mich mit ihrer Liebe, Geduld und Hilfe aufopferungsvoll durch die Zeit begleitet hat.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2. Rückstreuemessungen in Tankumgebungen</b>	<b>5</b>
2.1. Sende- und Empfangseigenschaften eines Radarsystems . . . . .	7
2.1.1. SISO Übertragungsfunktion . . . . .	7
2.1.2. MIMO Übertragungsfunktion . . . . .	11
2.1.3. Schmalbandige Übertragungseigenschaften . . . . .	15
2.1.4. Breitbandige Übertragungseigenschaften . . . . .	23
2.2. Rekonstruktion eines Punktstreuers . . . . .	32
2.2.1. Verfahren im Nahfeld . . . . .	33
2.2.2. Verfahren im Fernfeld . . . . .	39
2.3. Streukörper in Tankumgebungen . . . . .	49
2.3.1. Definition von Reflektortypen . . . . .	49
2.3.2. Rückstreuverhalten von Nahfeldreflektoren . . . . .	55
<b>3. Bildgebende Radarsystemkonzepte zur Messung in Tankumgebungen</b>	<b>63</b>
3.1. Design einer geeigneten Gruppenantenne . . . . .	67
3.2. Design einer geeigneten Multimodeantenne . . . . .	80
3.3. Bildgebende Auswertung . . . . .	103
3.4. Alternative Auswertung . . . . .	110
<b>4. Ausfallsicherheit von Füllstandsmessungen</b>	<b>121</b>
4.1. Definition und Theorie der Ausfallsicherheit . . . . .	122
4.1.1. SISO Ausfallwahrscheinlichkeit . . . . .	131
4.1.2. MIMO Ausfallwahrscheinlichkeit . . . . .	143
4.1.3. Cramer-Rao-Grenzen der Winkelschätzung . . . . .	146
4.1.4. Ausfalldiagramm Gruppenantenne . . . . .	161
4.1.5. Ausfalldiagramm Multimodeantenne . . . . .	171
4.2. Messtechnische Untersuchungen . . . . .	174
4.2.1. Messaufbau . . . . .	175
4.2.2. Referenzmessungen . . . . .	179

4.2.3. Verifikation der Ausfallwahrscheinlichkeit . . . . .	199
4.3. Diskussion verschiedener Systemkonzepte . . . . .	214
<b>5. Zusammenfassung</b>	<b>221</b>
<b>A. Definition der Signal- und Rauschgrößen</b>	<b>225</b>
<b>B. Standardabweichungen der Winkelschätzung</b>	<b>231</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>235</b>

# Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

$\alpha$	Dämpfungskonstante im Hohlleiter
$\beta$	Phasenkonstante im Hohlleiter
$\mathbf{S}_{\text{ant}}$	Zweiter-Streuparametermatrix einer Antenne zwischen Eingangsport und Fernfeldebene
$\delta^*$	Phasensteigung des Empfangssignals als Funktion des Antennenindex einer auf eine Gruppenantenne einfallenden ebenen Phasenfront
$\epsilon'_r$	Realteil der relativen Permittivität
$\gamma_{np}$	Ausbreitungskonstante der Moden mit den Indizes $n$ und $p$ im Rundhohlleiter
$\kappa$	Elektrische Leitfähigkeit in $\Omega^{-1}m^{-1}$
$\lambda$	Wellenlänge einer elektromagnetischen Welle in m
$\lambda_0$	Freiraumwellenlänge
$\lambda_c$	Wellenlänge einer elektromagnetischen Welle bei Mittenfrequenz $f_c$
$\text{Si}(x)$	Si-Funktion definiert als $\sin(x)/x$
$\omega_c$	Kreisfrequenz bei Mittenfrequenz $f_c$
$\sigma^2$	Varianz einer Zufallsvariablen
$\tilde{H}$	Allgemeine Radarübertragungsfunktion nach Gleichung 2.6
$\tilde{h}_{tp}$	Allgemeine Radarimpulsantwort nach Gleichung 2.22
$\vartheta_\sigma$	Theoretisch ermittelte Standardabweichung der Schätzung des Zielwinkels $\vartheta_t$
$\vartheta_m$	Winkelablage bezüglich der Hauptstrahlrichtung einer Radarantenne, an der sich das Streuzentrum der Medienreflexion befindet

- $\vartheta_m^*$  Von einem Algorithmus geschätzte Winkelablage bezüglich der Hauptstrahlrichtung einer Radarantenne, an der sich das Streuzentrum der Medienreflexion befindet
- $\vartheta_s, \varphi_s$  Schwenkwinkel einer Gruppenantenne in Richtung des Winkels  $\vartheta$  und  $\varphi$
- $\vartheta_t, \varphi_t$  Winkelrichtungen eines Punktstreuers bezüglich eines Antennenkoordinatensystems
- $\vartheta_{3dB,E}$  Halbwertsbreite einer Antenne in der E-Ebene
- $\vartheta_{3dB,H}$  Halbwertsbreite einer Antenne in der H-Ebene
- $\vartheta_{\sigma+}$  Theoretisch berechnete Standardabweichung unter Verwendung des größten gemessenen *SNR* aus allen berücksichtigten Einzelmessungen
- $\vartheta_{\sigma-}$  Theoretisch berechnete Standardabweichung unter Verwendung des geringsten gemessenen *SNR* aus allen berücksichtigten Einzelmessungen
- $\vartheta_{\sigma h}$  Obere Grenze des Konfidenzintervalls der messtechnisch ermittelten Standardabweichung einer Winkelschätzung
- $\vartheta_{\sigma l}$  Untere Grenze des Konfidenzintervalls der messtechnisch ermittelten Standardabweichung einer Winkelschätzung
- $\vartheta_{\sigma s}$  Messtechnisch ermittelte Standardabweichung der Schätzung eines Zielwinkels  $\vartheta_t$
- $\vartheta_{\sigma m}$  Standardabweichung der geschätzten Winkelposition der Medienreflexion
- $\vartheta_{\sigma st}$  Standardabweichung der geschätzten Winkelposition der Störreflexion
- $\vartheta_{NK,E}$  Position der ersten Nebenkeule einer Antenne in der E-Ebene
- $\vartheta_{NK,H}$  Position der ersten Nebenkeule einer Antenne in der H-Ebene
- $\vartheta_{st}$  Winkelablage bezüglich der Hauptstrahlrichtung einer Radarantenne, an der sich das Streuzentrum der Störreflexion befindet

- $\vartheta_{st}^*$  Von einem Algorithmus geschätzte Winkelablage bezüglich der Hauptstrahlrichtung einer Radarantenne, an der sich das Streuzentrum der Störreflexion befindet
- $\vartheta_{tol}$  Winkelschwellwert, ab dem eine Reflexion als Störreflexion eingestuft wird
- $\vec{A}$  Komplexwertiges magnetisches Vektorpotential bei monofrequenter Zeitabhängigkeit
- $\vec{a}_{d3}$  Steuervektor zur bildgebenden Rekonstruktion mittels dielektrischer Gruppenantenne aus Reflexionsmessungen
- $\vec{C}$  Vektor der absoluten Richtcharakteristik einer Antenne
- $\vec{D}$  Vektor der Empfangsrichtcharakteristik einer Antenne
- $\vec{E}_i$  Feldstärkevektor des abgestrahlten elektrischen Feldes einer Antenne im Fernfeld
- $\vec{E}_s$  Elektrische Feldstärke des Streufeldes eines Streukörpers in der Antennenebene
- $\vec{E}_{i,(\vartheta,\varphi)}$  Komponente des abgestrahlten elektrischen Feldes in  $\varphi$ - oder  $\vartheta$ -Polarisation
- $\vec{E}_{is}$  Elektrische Feldstärke einer auf einen Streukörper einfallenden Welle an dessen Oberfläche
- $\vec{F}$  Komplexwertiges elektrisches Vektorpotential bei monofrequenter Zeitabhängigkeit
- $\vec{H}_i$  Feldstärkevektor des abgestrahlten magnetischen Feldes einer Antenne im Fernfeld
- $\vec{H}_s$  Magnetische Feldstärke des Streufeldes eines Streukörpers in der Antennenebene
- $\vec{H}_{i,(\vartheta,\varphi)}$  Komponente des abgestrahlten magnetischen Feldes in  $\varphi$ - oder  $\vartheta$ -Polarisation
- $\vec{H}_{is}$  Magnetische Feldstärke einer auf einen Streukörper einfallenden Welle an dessen Oberfläche

---

$a_m$	Pulsamplitude, mit der die Medienreflexion in einer Radarimpulsantwort auftritt
$A_{H11}$	Amplitude des Grundmodes im Rundhohlleiter bezogen auf die Einheitsleistung $P = 1$
$a_{st}$	Pulsamplitude, mit der eine Störreflexion in einer Radarimpulsantwort auftritt
$B$	Bandbreite in Hertz (1/s), für die Untersuchungen in dieser Arbeit meist 2 GHz
$D_{NK,E}$	Dämpfung der ersten Nebenkeule einer Antenne in der E-Ebene gegenüber der Hauptkeule
$D_{NK,H}$	Dämpfung der ersten Nebenkeule einer Antenne in der H-Ebene gegenüber der Hauptkeule
$E$	Elektrische Feldstärke in $Vm^{-1}$
$e_x$	Komplexes Gewicht eines Empfangssignals mit Index $x$ in einem Beamforming-Netzwerk
$f$	Frequenz in Hertz (1/s)
$f_c$	Mittelfrequenz, für die Untersuchungen in dieser Arbeit meist 25 GHz
$G_{BFN}$	Leistungsgewinn eines Beamforming-Netzwerks
$G_{eff,0^\circ,refl,iso}$	Effektiver Gewinn eines MIMO-Antennensystems aus isotropen Antennen für $\vartheta_s = 0^\circ$ basierend auf Reflexionsmessungen
$G_{eff,0^\circ}$	Effektiver Gewinn eines MIMO-Antennensystems für die Schwenkrichtung $\vartheta_s = 0^\circ$
$G_{total}$	Absoluter Gewinn einer Antenne gemäß Gleichung 2.49b in [1] mit Berücksichtigung der Strahlungsdichte in beiden Polarisationsrichtungen
$I(\theta)$	Fisher-Information bezüglich des Parameters $\theta$
$I_0$	Modifizierte Besselfunktion erster Art nullter Ordnung
$J_n$	Besselfunktion 1. Art der Ordnung $n$

---

$k$	Frequenz- und materialabhängige Wellenzahl $\omega^2 \epsilon \mu$
$k_c$	Phasenkonstante einer elektromagnetischen Welle bei Mittenfrequenz $f_c$
$N_p$	Normierungsfaktor der Moden mit Index $p$ nach [2](S. 33)
$n_{ant,s}$	Anzahl der Sendantennen in einem MIMO-System
$n_{ant}$	Anzahl der Antennen in einem MIMO-System
$P_E$	Empfangsleistung
$P_S$	Sendeleistung
$P_{gen}$	Generatorleistung des Netzwerkanalysators
$P_{Nnorm}$	Aus einer gemessenen Impulsantwort ermittelte, zur Rauschleistung proportionale Größe
$P_{out}$	Ausfallwahrscheinlichkeit einer Füllstandsmessung nach der Definition in Abschnitt 4.1
$P_{Snorm}$	Aus einer gemessenen Impulsantwort ermittelte, zur Empfangsleistung einer Reflexion proportionale Größe
$R_p$	Normierte Phasenkonstante $R_p = \beta_{np}/k$
$r_{eind}$	Maximale Zielentfernung innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs einer aus inverser Fouriertransformation einer diskreten Übertragungsfunktion erhaltenen Impulsantwort
$r_{fern}$	Fraunhoferabstand zwischen einer strahlenden Apertur und einem Feldaufpunkt im Freiraum
$SNR_m$	Signal- zu Rauschabstand der Medienreflexion in einer Radarimpulsantwort
$SNR_{st}$	Signal- zu Rauschabstand der Störreflexion in einer Radarimpulsantwort
$t_{ramp}$	Dauer eines Frequenzsweeps eines FMCW-Systems
$V_i$	Quellspannung für eine isotrope Strahlungsquelle

- $X_p$  In [2] definiert als radialer Eigenwert der Besselfunktion. Hier gilt:  
 $X_p = s_{np}; t_{np}$
- $Z_0$  Wellenwiderstand des Freiraums
- $\Gamma_t$  Matrix der Rückstreukoeffizienten eines Streukörpers im Fernfeld
- AUT Antenna-Under-Test
- NWA Netzwerkanalysator
- SNR Quotient aus Signal und Rauschleistung

Die kontaktlose und somit verschleißarme Füllstandsmessung stellt eine der Kernaufgaben der industriellen Prozessmesstechnik dar, da der Füllstand als Parameter zur Steuerung und Prozesskontrolle in chemischen, petrochemischen, umwelttechnischen und anderen prozesstechnisch orientierten Industrien verwendet wird. Radarsysteme, die über Stützen in die Tankdecke eingelassen werden und von dort hinunter auf das Medium strahlen, wurden hierzu vor ungefähr drei Jahrzehnten mit Erfolg eingeführt und besitzen heutzutage einen großen Marktanteil in diesem Segment. Diese zeichnen sich durch die berührungslose Messung, die Unempfindlichkeit gegenüber Temperatur, Druck und Feuchtigkeit der in einem Tank herrschenden Atmosphäre und durch ihre gute Genauigkeit des gemessenen Füllstands aus. Die Systeme bedienen sich einer Laufzeitmessung elektromagnetischer Wellen. Dazu werden Pulse ausgesendet, die an einem Hindernis wie der Grenzschicht von Luft und dem Medium im Tank reflektieren und mit einer zeitlichen Verzögerung als Echo empfangen werden. Über die bekannte Ausbreitungsgeschwindigkeit des Pulses kann die Entfernung zwischen der Antenne und dem Ort des Entstehens der Reflexion ermittelt werden. Da neben dem Medium meist Tankeinbauten wie beispielsweise Rührwerke Reflexionen verursachen, entstehen neben dem Echo der Medienreflexion auch Störsignale. Diese können dazu führen, dass parasitäre Reflektoren in der Signalauswertung fälschlicherweise als Füllstände erkannt werden oder dass die Messgenauigkeit durch Pulsüberlagerung beeinträchtigt wird. Wenn durch eine Fehldetektion nicht der tatsächliche Füllstand bestimmt wird, kann dies sogar das Überlaufen oder das Leerlaufen eines Tanks zur Folge haben und damit zu einem wirtschaftlichen Schaden führen. In der Vergangenheit wurde sowohl im Antennendesign als auch in der Signalauswertung nach Möglichkeiten gesucht, die Zuverlässigkeit der Systeme zu erhöhen. Bei den Radarantennen wird eine stärkere Bündelung der Antennenstrahlung in Richtung des Mediums angestrebt, auf Seiten der Algorithmen zur Signalauswertung wurde an Möglichkeiten zur Filterung parasitärer Reflexionen gearbeitet ([3],[4]). Parallel dazu entstanden in jüngster Zeit die ersten bildgebenden Systeme für die Prozessmesstechnik auf Basis von Schall [5] und Mikrowellen [6] für die ortsabhängige Bestimmung von Füllständen für Schüttgüter und

Sonderanwendungen. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Untersuchung bildgebender Radarsysteme für den Einsatz in der Füllstandsmesstechnik zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Füllstandsbestimmung. Da der Antennenbündelung durch die nutzbare Aperturfläche physikalische Grenzen gesetzt sind und eine Filterung parasitärer Reflexionen in der Signalauswertung auf nicht allgemeingültige Modellannahmen basiert, wird in dieser Arbeit die Möglichkeit der winkelaufgelösten Messung eines bildgebenden Verfahrens als Alternative zu den etablierten Verfahren eingeführt. Die Bildgebung wird dazu verwendet, die Reflexion des Füllstands aus der Mehrzielumgebung zu isolieren. Im Gegensatz zur Unterdrückung von störenden Signalen durch bessere Antennenbündelung oder Verfolgung der Bewegung von Reflektoren wird hier die räumliche Winkelposition der Medienreflexion als eindeutiges und a priori bekanntes Merkmal des Mediums ausgenutzt. Durch die Anwendung elektronischer Strahlschwenkung nach Messung mehrerer Impulsantworten mit verschiedenen Antennen ist es theoretisch möglich, die Reflektorpositionen in beliebig kleinen Winkelschritten zu orten. Diese Systeme werden in dieser Arbeit daher als Multiple-Input Multiple-Output-Systeme (MIMO) im Gegensatz zu den herkömmlichen, auf Basis einer Impulsantwort arbeitenden Single-Input Single-Output-Systeme (SISO) bezeichnet. Um ein möglichst breites Anwendungsspektrum in der Prozessmesstechnik abzudecken, wurden bei der Untersuchung die im Tank geltenden Randbedingungen berücksichtigt. Eine übliche Einschränkung bei der Antennenentwicklung bildet die zur Verfügung stehende Aperturfläche der Antenne, die auf normierte Flanschmaße begrenzt ist. Hierbei wurde ein oft verwendetes Flanschmaß mit einem Durchmesser von 50 mm (lichte Weite) begrenzt. Die Untersuchung findet im für Füllstandsmessungen zugelassenen Frequenzbereich im K-Band zwischen 24 GHz und 26 GHz statt. Für die Kommunikation und Energieversorgung werden üblicherweise Feldbusse wie der HART (Highway Addressable Remote Transducer)-Bus eingesetzt. Dabei stehen nur geringe Leistungen für den Betrieb des Radarsystems zur Verfügung, so dass das Augenmerk bei der Untersuchung auf einer möglichst geringen Anzahl der zu messenden Impulsantworten und deren Auswertung in der nachfolgenden Signalverarbeitung liegt. Um die bildgebenden Radarsysteme hinsichtlich ihrer Zuverlässigkeit auch gegenüber herkömmlichen SISO-Verfahren zu untersuchen, wurde der Begriff der Ausfallwahrscheinlichkeit definiert und über ein deterministisches Rückstrommodell quantifiziert. Diese Untersuchung ist speziell auf das Problem der Füllstandsmessung zugeschnitten und berücksichtigt elektromagnetische Eigenschaften der Antennen und der Reflektoren, den Einfluss von Rauschen in den Messstel-

len sowie die Algorithmen der Signalauswertung. Ziel dieser Arbeit ist eine differenzierte Untersuchung der Steigerung der Zuverlässigkeit und damit gleichbedeutend die Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit eines Füllstandsradarsystems unter Verwendung bildgebender Verfahren. Die Arbeit ist wie folgt strukturiert:

In Abschnitt 2 werden zunächst die theoretischen Grundlagen zur Beschreibung von Rückstreuungsmessungen mit mehreren Antennen vorgestellt. Dafür wird eine Radarmessung in einzelne Funktionsblöcke zerlegt und nacheinander untersucht. Die aus den MIMO-Messungen erhaltenen einzelnen Übertragungsfunktionen für einen Punktstreuer werden in geeigneter Weise kombiniert, um einen leistungsneutralen Vergleich zu SISO-Systemen auf Antennenebene zu ermöglichen. Im Gegensatz zur Betrachtung der reinen Sende- oder Empfangseigenschaften wird die Bidirektionalität des Radarkanals berücksichtigt. Weiterhin werden in diesem Abschnitt die Auflösungsgrenzen unter den gegebenen Randbedingungen erläutert. Es folgt eine Vorstellung von geeigneten Rekonstruktionsverfahren, um aus mehreren Impulsantworten eine räumliche Verteilung der Rückstreuintensität zu ermitteln. Abschließend werden die in einem Tank auftretenden Reflexionen klassifiziert und der komplexe Rückstreuoeffizient der Mediengrenzschicht im Nahfeld gesondert untersucht.

Auf Basis der erarbeiteten Grundlagen zur Beschreibung des Verhaltens von Mehrantennensystemen in Tankumgebungen werden in Abschnitt 3 zwei unterschiedliche Antennen vorgestellt, die auch für den Einsatz in rauen Tankumgebungen geeignet sind. Das erste Antennenkonzept basiert auf der Anordnung mehrerer dielektrischer Antennen, die eine dreidimensionale Strahlschwenkung durch die räumlich versetzten Phasenzentren der Einzelantennen ermöglichen. Je nach Schaltungsaufwand können neben Eingangsreflexionen auch Transmissionen zwischen den Einzelstrahlern ausgewertet werden und somit die bildgebenden Eigenschaften des Gesamtsystems beeinflusst werden. Das zweite Antennenkonzept verwendet die in der Füllstandsmesstechnik etablierte konische Hornantenne. Die Antenne wird mit mehreren Moden gespeist und ermöglicht eine Strahlschwenkung durch die unterschiedlichen Funktionen der Richtcharakteristiken der Moden. Dieser Ansatz geht auf das Nachführen des Strahlungsmaximums von Richtantennen auf Bodenstationen in Richtung von Satelliten zurück [7]. Für die Anregung der Moden wird ein Speisetzwerk mit einfachem Aufbau und guter Modenreinheit und Breitbandigkeit präsentiert. Anhand eines Beispiels wird für beide Antennen gezeigt, wie die Bildgebung zur Steigerung der Ausfallsicherheit beitragen kann. Neben der Anwendung von bildgebenden Ansätzen zur Rekonstruktion der Zielpositio-

nen werden weitere Ansätze erarbeitet, die speziell für die Füllstandsmessung geeignet sind und den Rechenaufwand reduzieren.

Abschnitt 4 beschäftigt sich mit der quantitativen Analyse der Ausfallsicherheit mit Ansätzen aus der Schätztheorie. Zusammen mit einem deterministischen Modell der Wellenausbreitung in einem Tank wird für die Ausfallwahrscheinlichkeit eines gesamten Messsystems bestehend aus Antenne und Signalauswertung für eine Vielzahl an Messszenarien eine anschauliche Darstellungsform entwickelt, die Rückschlüsse auf die Ursache einer Fehldetektion und den Vergleich unterschiedlicher Messsysteme erlaubt. In diesem Abschnitt werden weiterhin die bildgebenden Eigenschaften der entwickelten Antennen messtechnisch verifiziert und hinsichtlich der Ausfallwahrscheinlichkeit untersucht. Die Messung erfolgt dabei mit einem Viertornetzwerkanalysator und einer automatischen dreidimensionalen Positioniereinheit für Reflektoren, wodurch eine Vielzahl an Rückstreuenszenarien unter Berücksichtigung mehrerer gemessener Übertragungsfunktionen ausgewertet werden kann. Mit diesem Aufbau wird eine statistische Untersuchung der Ausfallwahrscheinlichkeit zur Verifikation der theoretisch aus der Schätztheorie erarbeiteten Ausfallwahrscheinlichkeiten für die beiden Antennenkonzepte durchgeführt. Abschließend werden die beiden Antennenkonzepte hinsichtlich ihrer Eigenschaften diskutiert und mit dem SISO-Referenzsystem verglichen.

# Rückstremessungen in Tankumgebungen

Die Messung eines Füllstands in einem Tank mittels eines frei abstrahlenden Mikrowellenradarsystems ist vereinfacht als Blockschaltbild in Abbildung 2.1 dargestellt. Den einzelnen Funktionsblöcken auf der linken Seite ist auf der rechten Seite der Abbildung eine räumliche Position im Gesamtsystem bestehend aus einem geschlossenen Behälter mit dessen Inhalt und dem Radarsystem zugewiesen. Ein Messvorgang erfolgt durch die Erzeugung eines Mi-

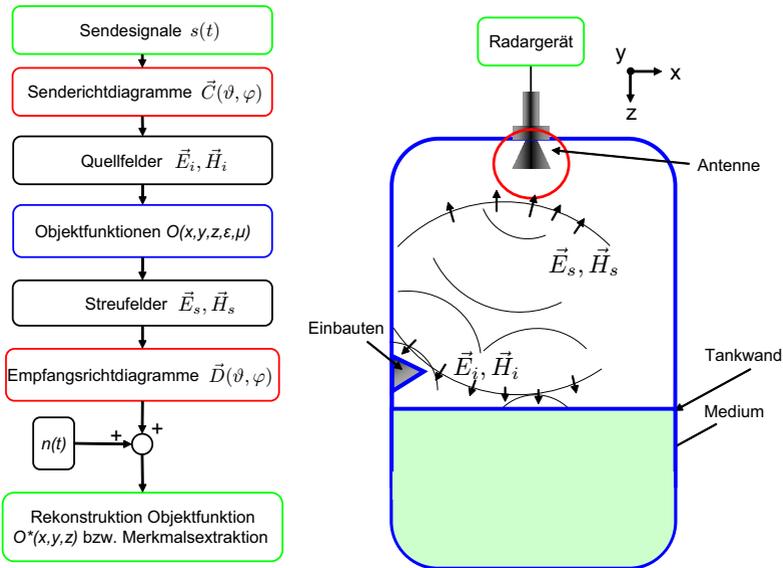


Abbildung 2.1. Links: Blockdiagramm einer Radarmessung; Rechts: Räumliche Zuordnung der Funktionsblöcke in einer Tankumgebung

krowellensignals  $s(t)$  im Radargerät, welches über einen Wellenleiter zu einer Antenne gelangt, die die Signalenergie über eine räumliche komplexe Strahlungscharakteristik  $\vec{C}(\vartheta, \varphi)$  an der Tankdecke zur Abstrahlung bringt. Es wird

angenommen, dass der Raum unterhalb der Antenne mit Luft gefüllt ist, so dass in guter Näherung  $\epsilon_r = 1$  und  $\mu_r = 1$  gilt und sich das Feld mit Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  ausbreitet. Die Welle breitet sich bis zum Erreichen der Objekte im Tank ungestört aus. Die Tankwände, eventuelle Einbauten und die Medienoberfläche repräsentieren in diesem Fall die Objekte. Dem einfallenden Feld der ungestörten Wellenausbreitung  $\vec{E}_i$  und  $\vec{H}_i$  überlagert sich das Streufeld  $\vec{E}_s$  und  $\vec{H}_s$ , so dass das Gesamtfeld die Randbedingungen der Objektfunktion  $O(x,y,z,\epsilon,\mu)$  erfüllt. Das Streufeld breitet sich erneut ungestört aus, bis es auf ein neues Objekt trifft oder es, wie in der Abbildung dargestellt zurück zur Antennenapertur gelangt, in der es je nach einfallender Richtung gewichtet mit der Charakteristik  $\vec{D}(\vartheta,\varphi)$  als Welle entlang eines Wellenleiters zurück zum Radargerät gelangt und dort abgetastet wird. Neben dem Streufeld werden von der Antenne durch die Temperatur der Objekte auch Rauschsignale empfangen, die zusammen mit weiteren Rauschquellen im Empfänger das Rauschsignal  $n(t)$  bilden, welches sich dem Nutzsignal vor der Abtastung additiv überlagert. Nach der Abtastung werden die Radarsignale im Radargerät ausgewertet, mit dem Ziel, ein Abbild der Objekte beziehungsweise den räumlichen Punkt der Entstehung des Streufeldes im Tank, darunter vor allem die Lage der Medien-grenzschicht zu rekonstruieren. Dieses Kapitel behandelt die Grundlagen der mathematischen Modellierung der Rückstremessung und Ansätze zur Rekonstruktion der Objektfunktion und erläutert einige physikalische Grenzen der Abbildung mit Mikrowellen.

In Abschnitt 2.1 werden für den allgemeinen Fall einer Rückstremessung im Fernfeld mit einer Antenne oder mehreren Antennen die entsprechenden Übertragungsfunktionen der Signale im Frequenzbereich hergeleitet und die Größe des effektiven Gewinns eingeführt, um Einzel- und Mehrantennensysteme miteinander vergleichen zu können. Ausgehend von den Übertragungsfunktionen werden in den Unterabschnitten 2.1.3 und 2.1.4 einige Eigenschaften der räumlichen Übertragungseigenschaften erläutert. In Abschnitt 2.2 werden Verfahren zur räumlichen Rekonstruktion der Objektfunktion eines Punktstreuers vorgestellt, die im fokussierenden Bereich der Antennen sowie im Fernfeld Verwendung finden. Im letzten Abschnitt dieses Kapitels 2.3 wird die Annahme eines Punktstreuers verlassen und erläutert, wie sich elektrisch kleine und große Objekte verhalten und wie die einzelnen Reflexionsphänomene kategorisiert werden können.

## 2.1. Sende- und Empfangseigenschaften eines Radarsystems

Dieser Abschnitt behandelt die Übertragungseigenschaften eines Systems bestehend aus Sende- und Empfangsantennen sowie eines Punktstreuers. Alle Einflussparameter werden zunächst anhand der SISO-Übertragungsfunktion einer Einzelantenne in Abschnitt 2.1.1 erläutert und in Abschnitt 2.1.2 auf Mehrantennensysteme, so genannte MIMO-Systeme, erweitert. Außerhalb des fokussierenden Bereichs der Antennengruppe kann für einen Vergleich von SISO- und MIMO-Systemen die Größe des effektiven Gewinns angegeben werden, der alle Reflexionen und Transmissionen der Antennen berücksichtigt. Die schmalbandigen Eigenschaften eines Radarsystems in Bezug auf die sich ergebende Richtcharakteristik werden in Abschnitt 2.1.3 erläutert. Bei einer breitbandigen Messung gemäß Abschnitt 2.1.4 ergibt sich die Möglichkeit einer zeitaufgelösten Messung, die die Einführung der Übertragungseigenschaften in Form einer Zeitbereichsrichtcharakteristik erfordert.

### 2.1.1. SISO Übertragungsfunktion

Die Beschreibung der Übertragungsfunktion  $H(\omega) = b_1/a_1$  der Eingangsreflexion einer Antenne ist der Ausgangspunkt der Arbeit. Das zugrunde liegende Modell der Berechnung ist in Abbildung 2.2 dargestellt und entspricht dem Ansatz in ([8], S.57ff), der für die Nachbildung von Radarrückstreuungsmessungen über ein Simulationsprogramm verwendet wurde und in dieser Arbeit ebenfalls verwendet wird. Das auf Matlab basierende Programm wird im Folgenden als „Radarsimulator“ bezeichnet. Hierbei wird vorausgesetzt, dass sich die Reflektoren im Fernfeld der einzelnen Antennen befinden, so dass die Abstrahlung der Antennen über eine entfernungsunabhängige, aber raumwinkelabhängige Richtcharakteristik  $\vec{C}(\vartheta, \varphi)$  beschrieben werden kann. Befindet sich bezüglich des Phasenzentrums der Antenne ein Reflektor an der Position  $(r_l, \vartheta_l, \varphi_l)$  und befindet sich die Antenne wiederum im Fernfeld der strahlenden Apertur des Reflektors (Fernfeldabstand nach Gleichung 2.17), so kann die Rückstreuung zurück in Richtung der Antenne als Matrix  $\Gamma_l$  beschrieben werden ([9]). In Abschnitt 2.3.2 wird der Ansatz kurzzeitig verlassen, um die Rückstreuung elektrisch großer Reflektoren im Nahfeld zu beschreiben. Allen weiteren Abschnitten der Arbeit wird dieses Modell zugrunde gelegt. Eine Welle  $a_1$  bei der Frequenz  $\omega$  wird von einem Signalgenerator im Radargerät erzeugt gelangt durch einen Wellenleiter bis zur Antennenapertur und wird dort abgestrahlt. Die An-

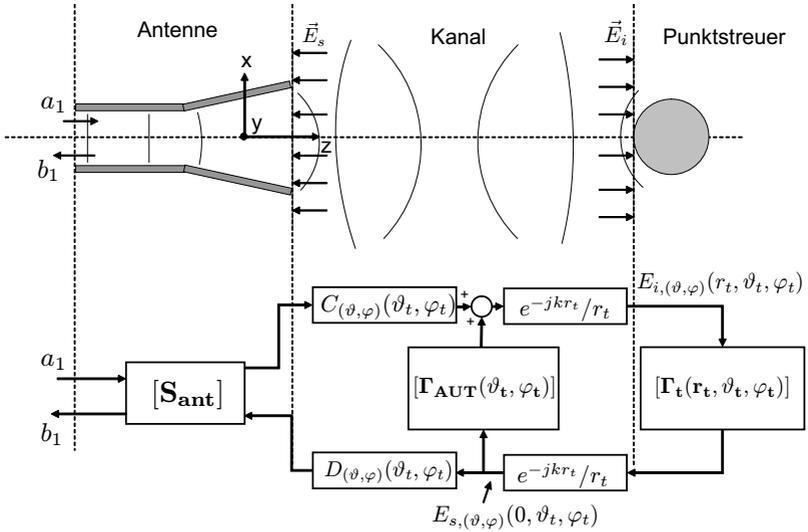


Abbildung 2.2. Blockschaltbild einer Messung der Antenneneingangsreflexion mit einem Punktstreuer an der Position  $(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$

tenneigenschaften zwischen Einspeisepunkt und Antennenapertur werden über das Zweitor mit der Streumatrix  $\mathbf{S}_{\text{ant}}$  mit den Einzelementen  $S_{\text{ant},11}$ ,  $S_{\text{ant},12}$ ,  $S_{\text{ant},21}$  und  $S_{\text{ant},22}$  beschrieben und erfasst die Reflexionsstellen innerhalb der Antenne, die Dämpfung und Phasenverschiebung der Welle bis zur Abstrahlung sowie die Reflexion einer aus dem Fernfeld auf die Antenne einfallenden Welle. Der Übergang der Welle  $a_1$  in das Fernfeld erfolgt über die Richtcharakteristiken beider Polarisierungsebenen  $C_\vartheta$  und  $C_\varphi$ . Das Feld breitet sich sphärisch aus und gelangt im Fall ungestörter Wellenausbreitung ohne Streukörper als einfallendes Feld  $\vec{E}_i(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  an die Position des Streukörpers und kann gemäß Gleichung 2.1 berechnet werden.

$$E_{i,(\vartheta,\varphi)} = \frac{e^{-jkr_t}}{r_t} \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \cdot C_{(\vartheta,\varphi)}(\vartheta_t, \varphi_t) a_1 S_{\text{ant},21} \quad (2.1)$$

Die Rückstreuung wird bezüglich des Antennenkoordinatensystems der Antenne als  $\Gamma_t(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  definiert. Hier handelt es sich um eine monostatische Rückstreuung, so dass sich das Streufeld  $\vec{E}_s$  in die gleiche Winkelrichtung ausbreitet, aus der das einfallende Feld  $\vec{E}_i$  auf den Reflektor getroffen ist. Das

Streufeld in der Antennenebene berechnet sich gemäß Gleichung 2.2.

$$\begin{pmatrix} E_{s,\vartheta} \\ E_{s,\varphi} \end{pmatrix} = \frac{e^{-jk r_t}}{2\sqrt{\pi} r_t} \begin{bmatrix} \gamma_{\vartheta\vartheta} & \gamma_{\vartheta\varphi} \\ \gamma_{\varphi\vartheta} & \gamma_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_{i,\vartheta} \\ E_{i,\varphi} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Die Koeffizienten  $\gamma_{\vartheta\vartheta}$  und  $\gamma_{\varphi\varphi}$  beschreiben dabei die kopolare Rückstreuung in die gleiche Polarisationsrichtung und die kreuzpolaren Koeffizienten  $\gamma_{\vartheta\varphi}$  und  $\gamma_{\varphi\vartheta}$  das Übersprechen der beiden Polarisierungen. Das Streufeld wird einerseits an den strukturellen Anteilen der Antenne wie dem Flansch über die Matrix  $\Gamma_{AUT}$  je nach Zielwinkel  $\vartheta_t$  und  $\varphi_t$  zurück zum Streukörper reflektiert, andererseits wird das Streufeld über die Empfangscharakteristik  $\vec{D}(\vartheta, \varphi)$  zurück in eine Leitungswelle konvertiert und über den Parameter  $S_{ant,22}$  und die Sendecharakteristik  $\vec{C}(\vartheta, \varphi)$  erneut in Richtung des Streukörpers reflektiert. Reflexionen an weiteren Objekten im Feldraum außer der Antenne werden hier nicht berücksichtigt. Im Folgenden wird, wie in ([8], S. 65) durchgeführt, die gesamte Rückstreuung der Antenne in die Matrix  $\Gamma_{AUT}$  übernommen und der Parameter  $S_{ant,22} = 0$  gewählt. Durch die Rückkopplung der Antennenreflexion entsteht eine unendliche Anzahl an Termen der Mehrfachreflexionen. Diese Mehrfachreflexionen treten in den späteren Messungen als Replika der wirklich im Kanal vorhandenen Streukörper auf und führen zu einer mehrdeutigen Messung. Für die theoretischen Untersuchungen in dieser Arbeit wird die Matrix  $\Gamma_{AUT} = [0]$  gewählt, da vorausgesetzt wird, dass Antenne und Ziel einen großen Abstand voneinander besitzen, so dass bei der späteren Auswertung bei einer Rekonstruktion die Signalanteile der ersten Reflexion keine Korrelation mit den Zielen der Mehrfachreflexionen aufweisen. Damit ergibt sich für die empfangene Welle  $b_1$  der Ausdruck in Gleichung 2.3.

$$b_1 = S_{ant,11} \cdot a_1 + \frac{1}{\sqrt{2Z_0}} \cdot S_{ant,12} \cdot (D_{\vartheta}(\vartheta_t, \varphi_t) E_{s,\vartheta} + D_{\varphi}(\vartheta_t, \varphi_t) E_{s,\varphi}) \quad (2.3)$$

Bei der absoluten Richtcharakteristik  $\vec{C}(\vartheta, \varphi)$  handelt es sich um eine einheitslose Größe, die eine Leistungswelle  $a$  in ein elektrisches Fernfeld überführt. Durch den sphärischen Ausbreitungsterm wird die Spannungsgröße über  $1/r$  in eine elektrische Feldstärke überführt. Beim Empfang muss diese Feldstärke wieder in eine spannungsproportionale Größe entsprechend einer Leitungswelle überführt werden, daher ist die Empfangscharakteristik  $\vec{D}(\vartheta, \varphi)$  keine einheitslose Größe. Grundsätzlich ist die funktionale Abhängigkeit identisch, so dass die beiden Charakteristiken gemäß Gleichung 2.4 über einen Proportiona-

litätsfaktor ineinander überführt werden können.

$$D_{\vartheta,\varphi}(\vartheta,\varphi) = \frac{\lambda}{2\sqrt{\pi}} \cdot C_{\vartheta,\varphi}(\vartheta,\varphi) \quad (2.4)$$

Die Übertragungsfunktion  $H(\omega,\vartheta,\varphi)$  kann nun als Funktion der Antennen- und Kanalparameter gemäß Gleichung 2.5 berechnet werden. Für den Reflektor gilt bei angenommener Reziprozität  $\gamma_{\vartheta\varphi} = \gamma_{\varphi\vartheta}$ .

$$H(\omega,\vartheta_t,\varphi_t) = S_{ant,11} + \frac{S_{ant,21}S_{ant,12}\lambda}{8\pi\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jkr_t}}{r_t^2} \quad (2.5)$$

$$\cdot (C_{\vartheta}^2(\vartheta_t,\varphi_t) \cdot \gamma_{\vartheta\vartheta} + C_{\varphi}^2(\vartheta_t,\varphi_t) \cdot \gamma_{\varphi\varphi} + 2 \cdot C_{\vartheta}(\vartheta_t,\varphi_t)C_{\varphi}(\vartheta_t,\varphi_t) \cdot \gamma_{\varphi\vartheta})$$

In einigen Fällen kann angenommen werden, dass  $\gamma_{\varphi\vartheta} = 0$  gilt. Diese Annahme gilt für alle Reflektoren, die bezüglich der Achse des einfallenden Feldes mehr als zwei Symmetrieebenen aufweisen ([10],S. 20). Für den angenommenen Punktstreuer soll vollständige Rotationssymmetrie herrschen. Für die in Abschnitt 4.2.2 vorgestellten Messergebnisse und die Simulationen wurden Tripelspiegel und Metallscheiben verwendet, für die die Bedingung der Polarisationsentkopplung auch bei Einfallswinkeln außerhalb der Symmetrieachse noch in guter Näherung angesetzt werden kann. Es wird vereinfachend angenommen, dass die Übertragungsfunktion bezüglich des Phasenzentrums der Antenne definiert ist und  $S_{12} = S_{21} = 1$  gilt. Weiterhin wird die Eingangsreflexion  $S_{11}$  eliminiert. Sie ist unabhängig vom Messzenario und kann daher charakterisiert und von den Messdaten subtrahiert werden. Der Ausdruck 2.5 vereinfacht sich zur Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega,\vartheta,\varphi)$  in Gleichung 2.6.

$$\tilde{H}(\omega,\vartheta_t,\varphi_t) = \frac{\lambda}{8\pi\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jkr_t}}{r_t^2} \cdot (C_{\vartheta}^2(\vartheta_t,\varphi_t) \cdot \gamma_{\vartheta\vartheta} + C_{\varphi}^2(\vartheta_t,\varphi_t) \cdot \gamma_{\varphi\varphi}) \quad (2.6)$$

Die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega,\vartheta_t,\varphi_t)$  ist Ausgangspunkt für die Untersuchungen in dieser Arbeit. Durch Bildung des Betragsquadrats und der Vereinfachung, dass die Antenne nur in  $\vartheta$ -Polarisation abstrahlt, kann die bekannte Radargleichung in 2.7 aus dem Quotienten der Sende- zur Empfangsleistung an der Antenne bestimmt werden.

$$|\tilde{H}(\omega,\vartheta_t,\varphi_t)|^2 = \frac{P_E}{P_S} = \left| \frac{\lambda}{8\pi\sqrt{\pi}} \right|^2 \cdot \frac{|e^{-2jkr_t}|^2}{(r_t^2)^2} \cdot |C_{\vartheta}^2(\vartheta_t,\varphi_t)|^2 \cdot |\gamma_{\vartheta\vartheta}|^2$$

$$= \frac{\lambda^2 G_{\vartheta}^2(\vartheta_t,\varphi_t)}{(4\pi)^3 \cdot r_t^4} \cdot \sigma_{\vartheta\vartheta} \quad (2.7)$$

Aus einem Koeffizientenvergleich folgt direkt der Zusammenhang  $G_{\vartheta} = |C_{\vartheta}^2|$  und  $|\gamma_{\vartheta\vartheta}|^2 = \sigma_{\vartheta\vartheta}$ . Durch die Quadrierung des Gewinns in der Leistungsübertragungsfunktion entsteht durch Senden und Empfangen mit der gleichen Richtcharakteristik die bidirektionale Leistungscharakteristik  $G_{\vartheta}^2$ . Die unidirektionale Leistungscharakteristik entspricht hingegen  $G_{\vartheta} = |C_{\vartheta}^2|$ . Der Rückstreuquerschnitt  $\sigma_{\vartheta\vartheta}$  entspricht  $|\gamma_{\vartheta\vartheta}|^2$ . Im folgenden Abschnitt wird eine Übertragungsfunktion für den Fall der Radarmessung mit einer Gruppenantenne hergeleitet. Da in diesem Fall eine Verteilung der Sendeleistung auf die einzelnen Antennen erfolgt, ist es notwendig, die Größe eines effektiven Gewinns einzuführen.

### 2.1.2. MIMO Übertragungsfunktion

Wie im letzten Abschnitt gezeigt, lassen sich aus der winkel- und frequenzabhängigen Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega, \vartheta, \varphi)$  die Antennenparameter und der Parameter der Rückstreuung direkt ermitteln. Bei einem MIMO-System werden mehrere Antennen zum Senden und Empfangen verwendet, so dass eine Vielzahl an Übertragungsfunktionen ermittelt wird, die in geeigneter Weise überlagert werden müssen, um eine bestimmte räumliche Charakteristik zu erhalten. Eine Variante der linearen Superposition der einzelnen Übertragungsfunktionen ist das so genannte „Delay-And-Sum“-Beamforming ([11], Abschnitt 7), welches die rückgestreuten Signale gewichtet addiert, so dass das Maximum der resultierenden räumlichen Charakteristik in eine gewünschte Raumrichtung  $(\vartheta, \varphi)$  zeigt. Aus der Literatur ist das klassische Phased-Array-Konzept ein Beispiel dafür, wie aus mehreren Empfangs- oder Sendesignalen eine Richtcharakteristik und damit eine Gewinnfunktion ermittelt werden kann, die für eine Schwenkrichtung direkt mit der Gewinnfunktion einer Einzelantenne verglichen werden kann ([12], Abschnitt 13.9). Im Fall des hier vorliegenden Systems, welches mit unterschiedlichen Antennen sendet und empfängt, ist die Einführung eines effektiven Gewinns erforderlich, der das Produkt von Sende- und Empfangscharakteristik mit einbezieht. In Abbildung 2.3 ist ein Blockdiagramm der Bestimmung der MIMO-Übertragungsfunktion für ein Maximum der Richtwirkung in Richtung des Punktstreuers  $(\vartheta_r, \varphi_r)$  am Beispiel für zwei Antennen dargestellt. Es werden dabei zur Vereinfachung nur die Eigenschaften in  $\vartheta$ -Polarisation betrachtet. Die Messung wird zweistufig ausgeführt und entspricht der Messung der maximalen Anzahl an Übertragungsfunktionen zwischen den beiden Antennen. Die Darstellung kann auf eine beliebige Anzahl an Antennen erweitert werden, es sind dann entsprechend der Anzahl  $n_{ant,s}$

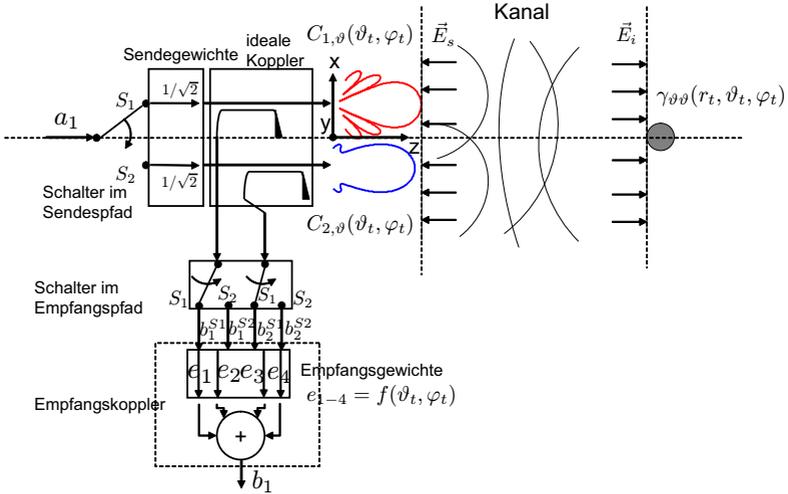


Abbildung 2.3. Schematische Darstellung einer sequentiellen Messung der MIMO-Übertragungsfunktion zweier Antennen mit unterschiedlichen Einzelcharakteristiken mit maximaler Richtwirkung in die Raumrichtung  $(\vartheta, \varphi)$ .

an Sendantennen  $n_{ant,s}$  Messdurchläufe notwendig. Bei jeder Messung wird eine unterschiedliche Schalterstellung  $S1$  oder  $S2$  verwendet, bei  $n_{ant}$  Antennen sind maximal  $n_{ant,s}$  Schalterstellungen vorzusehen. Voraussetzung bei den MIMO-Messungen in dieser Arbeit ist, dass für jeden Messzyklus bestehend aus der sequentiellen Messung mit allen Schalterstellungen im Sendepfad die gesamte Sendeleistung beziehungsweise Sendeenergie konstant bleibt. Daher wird im Beispiel von zwei Antennen die Welle  $a_1$  wie bei einem Leistungsteiler um 3 dB pro Messung gedämpft. Die Welle wird mit der Charakteristik  $C_{1,\vartheta}(\vartheta_t, \varphi_t)$  in Richtung des Streukörpers abgestrahlt, dort reflektiert und daraufhin von den beiden Antennen mit ihren individuellen Richtcharakteristiken empfangen. Anschließend erfolgt eine weitere Messung mit Aussendung einer Welle über  $C_{2,\vartheta}(\vartheta_t, \varphi_t)$ . Die Empfangssignale werden ausgekoppelt und gelangen über den Schalter im Empfangspfad zu dem Empfangskoppler. Die einzelnen zu den Schalterstellungen und Antennen korrespondierenden, empfangenen Wellen  $b_1^{S1}$ ,  $b_2^{S1}$ ,  $b_1^{S2}$  und  $b_2^{S2}$  werden dem Koppler erst nach allen Messungen dem Koppler gemeinsam zugeführt. Der passive Koppler kann mit den Empfangsgewichten eingestellt werden, so dass er bei einer Messung der

Rückstreuung aus Richtung  $(\vartheta_t, \varphi_t)$  einen maximalen Leistungsgewinn von  $G_{BFN} = 1$  erzielt. Die Funktion dieses Empfangskopplers, die in der Regel erst im Post-Processing im digitalen Bereich implementiert ist, wird in Abschnitt 2.2.2 genauer erläutert. Das Ergebnis ist eine Welle  $b_1$  wie im SISO-Fall für die Schwenkrichtung  $(\vartheta_s, \varphi_s)$  einer MIMO-Richtcharakteristik. Für die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{MIMO}(\omega, \vartheta_s, \varphi_s, \vartheta_t, \varphi_t)$  ergibt sich der Ausdruck gemäß Gleichung 2.8.

$$\tilde{H}_{MIMO}(\omega, \vartheta_s, \varphi_s, \vartheta_t, \varphi_t) = \frac{\lambda}{8\pi r_t^2 \sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jkr_t}}{r_t^2} \cdot \gamma_{\vartheta\vartheta} \cdot \left( \frac{(e_1(\vartheta_s, \varphi_s) \cdot C_{1,\vartheta}^2(\vartheta_t, \varphi_t) + e_4(\vartheta_s, \varphi_s) \cdot C_{2,\vartheta}^2(\vartheta_t, \varphi_t))}{\sqrt{2}} + \frac{((e_2(\vartheta_s, \varphi_s) + e_3(\vartheta_s, \varphi_s)) \cdot C_{1,\vartheta}(\vartheta_t, \varphi_t) \cdot C_{2,\vartheta}(\vartheta_t, \varphi_t))}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.8)$$

Durch die Passivität des Sende- und Empfangsnetzwerks ist es möglich, einen effektiven Gewinn der Anordnung anzugeben. Für einen Vergleich mit einem SISO-System mit Hauptstrahlrichtung bei  $\vartheta = 0^\circ$  ist es zweckmäßig, die Übertragungsfunktion des MIMO-Systems für die vier Empfangsgewichte ebenfalls auf eine Schwenkrichtung von  $\vartheta = 0^\circ$  einzustellen. Der effektive Gewinn ergibt sich in diesem Fall gemäß Gleichung 2.9.

$$G_{eff,0^\circ}(\omega, \vartheta, \varphi) = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \underbrace{(e_1(0,0) \cdot C_{1,\vartheta}^2(\vartheta, \varphi) + e_4(0,0) \cdot C_{2,\vartheta}^2(\vartheta, \varphi))}_{\text{Reflexionen}} + \underbrace{(e_2(0,0) + e_3(0,0)) \cdot C_{1,\vartheta}(\vartheta, \varphi) \cdot C_{2,\vartheta}(\vartheta, \varphi)}_{\text{Transmissionen}} \right| \quad (2.9)$$

In der Funktion sind die aus Reflexions- und die Transmissionsmessungen hervorgegangenen Terme benannt. In dieser Arbeit werden neben dem vollständigen MIMO-System auch Fälle betrachtet, in denen lediglich die Reflexionen gemessen werden oder eine bestimmte Kombination aus Reflexionen und Transmissionen verwendet wird. Für diese Fälle müssen gegebenenfalls die Sendegewichte entsprechend der Anzahl an Sendeantennen  $n_{ant,s}$  auf  $1/\sqrt{n_{ant,s}}$  angepasst werden, in Gleichung 2.9 ergibt sich im Nenner des Gewinns für zwei Sendeantennen entsprechend  $1/\sqrt{2}$ . Die Leistungsverteilung erfolgt in dieser Arbeit zu gleichen Teilen auf die Antennen. Bei Anwendung auf eine

Gruppenantenne mit vielen identischen Einzelstrahlern ergibt sich dadurch keine Einschränkung des Maximalgewinns in bestimmte Raumrichtungen, da alle Einzelantennen identisch abstrahlen. Im allgemeinen Fall, wenn  $C_1 \neq C_2$  gilt, kann es für eine Maximierung des Gewinns in eine bestimmte Raumrichtung sinnvoll sein, die Leistung ungleichmäßig auf die Antennen zu verteilen. Weiterhin könnte eine ungleichmäßige Leistungsverteilung für eine erhöhte Empfindlichkeit der in Abschnitt 4.1.2 erläuterten Richtungsschätzung für Punktziele sinnvoll sein.<sup>1</sup> Der Einfluss der berücksichtigten Reflexionen und Transmissionen wird nun anhand eines einfachen Beispiels aus zwei isotropen Strahlern mit den Einzelgewinnen  $|C_1^2| = |C_2^2| = 1$  erläutert. Ohne Messung der Wellen  $b_1^{S2}$  und  $b_2^{S1}$  ergibt sich für den effektiven Gewinn  $G_{eff,0^\circ,refl,iso}$  der Ausdruck in 2.10.

$$G_{eff,0^\circ,refl,iso}(\omega,0,0) = \left| \frac{(e_1(0,0) + e_4(0,0))}{\sqrt{2}} \right| = \left| \frac{(1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2})}{\sqrt{2}} \right| = 1 \quad (2.10)$$

Es ergibt sich also ein effektiver Gewinn von 1 wie bei der Rückstremessung mit einer isotropen Einzelantenne. Die Empfangsgewichte werden wie bei einem 3 dB-Koppler auf  $1/\sqrt{2}$  eingestellt. Der Gewinn ist identisch, da es offensichtlich keinen Unterschied macht, mit der gleichen Antenne zweimal mit halber Leistung oder einmal mit doppelter Leistung zu senden. Werden die Transmissionen hinzugenommen, ergibt sich ein effektiver Gewinn  $G_{eff,0^\circ,iso}$  gemäß Gleichung 2.11.

$$\begin{aligned} G_{eff,0^\circ,iso}(\omega,\vartheta,\varphi) &= \left| \frac{1}{\sqrt{2}}(e_1 + e_4 + (e_2 + e_3)) \right| \\ G_{eff,0^\circ,iso}(\omega,\vartheta,\varphi) &= \left| \frac{1}{\sqrt{2}}(1/\sqrt{4} + 1/\sqrt{4} + 2/\sqrt{4}) \right| = \sqrt{2} \quad (2.11) \end{aligned}$$

Die Empfangsgewichte  $e_{1-4}$  werden zu  $1/\sqrt{4}$  gewählt, um die Passivität des Netzwerks zu erhalten. Durch den gleichzeitigen Empfang mit zwei identischen Antennen verdoppelt sich die Wirkfläche beim Empfang der Signale und damit die Leistung in der bidirektionalen Übertragungsfunktion. Für den effektiven Gewinn, der für den unidirektionalen Fall gilt, erhöht sich

<sup>1</sup>Ein anschauliches Beispiel kann für den Fall der Multimodeantenne aus Abschnitt 3.2 erläutert werden. Hier ist es für eine Maximierung des effektiven Gewinns in Hauptstrahlrichtung offensichtlich sinnvoll, die gesamte Leistung der Antenne mit dem Maximum des Einzelgewinns in Hauptstrahlrichtung zuzuführen und der Antenne mit einer Nullstelle des Gewinns in Hauptstrahlrichtung keine Leistung zuzuführen.

der effektive Gewinn somit um den Faktor  $\sqrt{2}$ . Für den allgemeinen Fall isotroper Antennen  $n_{ant,iso}$  gilt, dass der effektive Gewinn bei ausschließlicher Berücksichtigung der Reflexionen immer  $G_{eff} = 1$  beträgt, bei Berücksichtigung aller Reflexionen und Transmissionen ergibt sich der effektive Gewinn zu  $G_{eff} = \sqrt{n_{ant,iso}}$ . Ein Aspekt, der die Notwendigkeit der Definition des effektiven Gewinns unterstreicht ist die Tatsache, dass die Überlagerung der Richtcharakteristiken nach Senden und Empfangen, also die Bidirektionalität durch Quadrierung der Einzelcharakteristiken beziehungsweise die Produktbildung zweier unterschiedlicher Charakteristiken bei der Transmission berücksichtigt wird. In der Phased-Array Theorie werden lediglich Sende- oder Empfangsfall betrachtet. Durch den bidirektionalen Kanal ergeben sich Phasenauslöschungen an anderen Winkelpositionen als beim reinen Senden oder Empfangen und auch eine andere Form der Charakteristik. Trotzdem lässt sich ein unidirektionaler Gewinn wie bei der Einzelantenne angeben. Diese Anschauung ermöglicht auch die Einführung virtueller Antennenpositionen in Abschnitt 4.1.2, um das Problem der Richtungsschätzung von Zielen auf die in der Literatur bekannten Verfahren für passive Ortungssysteme auf den reinen Empfangsfall zurückzuführen.

Mit der Beschreibung der Übertragungsfunktionen für beliebige SISO- und MIMO-Antennenkonfigurationen werden nun einige grundsätzliche Eigenschaften solcher Systeme für den schmalbandigen und breitbandigen Fall erläutert.

### 2.1.3. Schmalbandige Übertragungseigenschaften

In diesem Abschnitt werden die monofrequenten Eigenschaften der Abstrahlung einer Antenne mit einer absoluten Richtcharakteristik  $\vec{C}(\omega, \vartheta, \varphi)$  abgeleitet. Da für eine Füllstandsmessung meist eine begrenzte Fläche für die Antenne vorgesehen ist und die verwendeten Frequenzen reguliert sind, ergeben sich physikalische Grenzen der Winkelauflösung, die in diesem Abschnitt analysiert werden. Die Bedingungen gelten für die Abbildung eines Streukörpers, der sich im Fernfeld der Antenne befindet. Ausgangspunkt ist die Abstrahlung eines hertzschen Dipols gemäß Abbildung 2.4. Ein elektrischer Dipol mit dem Dipolmoment  $I \cdot \vec{l}$  sei am Quellaufpunkt  $\vec{p}_1$  angeordnet. Angelehnt an ([1], S.151ff.) können für ( $kr \gg 1$ ) die quadratisch und kubisch abklingenden Terme der Amplitude der elektrischen Feldstärke am Aufpunkt  $\vec{r}$  vernachlässigt werden. Für eine beliebig orientierten Richtung des Stromelements ergibt sich

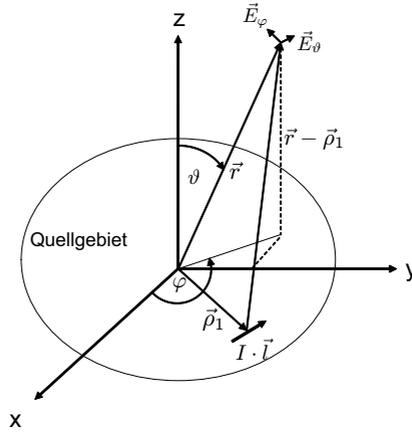


Abbildung 2.4. Elektrisches Feld eines hertzischen Dipols in der  $x-y$ -Ebene am Aufpunkt  $\vec{r}$

dann für das elektrische Feld transversal zur Ausbreitungsrichtung der Freiraumwelle der Ausdruck in Gleichung 2.12.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{j \cdot Z_0}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{\rho}_1|}}{|\vec{r}-\vec{\rho}_1|} \cdot (I \cdot \vec{l} \times \vec{u}_r) \times \vec{u}_r \quad (2.12)$$

Nach dieser ersten Näherung erfolgt eine für das Verständnis des Unterschieds zwischen Nah- und Fernfeldrekonstruktion in den folgenden Abschnitten weitere Vereinfachung bezüglich der Phase. Der Ausbreitungsterm in Gleichung 2.12 enthält die Entfernung  $|\vec{r}-\vec{\rho}_1|$  zwischen Quellposition und Aufpunkt. Durch einige Umformungen ergibt sich der letzte Ausdruck in Gleichung 2.13.

$$\begin{aligned} |\vec{r}-\vec{\rho}_1| &= \sqrt{(\vec{r}-\vec{\rho}_1) \cdot (\vec{r}-\vec{\rho}_1)} = \sqrt{\vec{r} \cdot \vec{r} + \vec{\rho}_1 \cdot \vec{\rho}_1 - 2 \cdot \vec{r} \cdot \vec{\rho}_1} \\ &= \sqrt{r^2 + \rho_1^2 - 2 \cdot \vec{r} \cdot \vec{\rho}_1} = r \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\rho_1}{r}\right)^2 - 2 \cdot \frac{\vec{r} \cdot \vec{\rho}_1}{r^2}} \quad (2.13) \\ &= r \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\rho_1}{r}\right)^2 - 2 \cdot \frac{\vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)}{r}} \end{aligned}$$

Nach weiteren zwei Vereinfachungen ergibt sich als Näherungslösung der letzte Ausdruck in Gleichung 2.14.

$$\begin{aligned}
 |\vec{r} - \vec{\rho}_1| &\stackrel{(\frac{\rho_1}{r})^2 \ll 1}{\implies} r \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \frac{\vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)}{r}} \\
 &\stackrel{\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}}{\implies} r \cdot \left(1 - \frac{\vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)}{r}\right) \\
 &= r - \vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Zur Berechnung der Fraunhofer-Näherung des Fernfeldes wird für den Phasenterm in Gleichung 2.12 der genäherte Abstand  $r - \vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)$  eingesetzt, im Nenner wird der Ausdruck  $|\vec{r} - \vec{\rho}_1|$  durch den Abstand aus dem Ursprung  $r$  ersetzt, so dass sich für das Fernfeld die folgende Vereinfachung des elektrischen Feldes gemäß Gleichung ergibt.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{j \cdot Z_0}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{e^{-jk(r - \vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r))}}{r} \cdot (I \cdot \vec{l} \times \vec{u}_r) \times \vec{u}_r \tag{2.15}$$

Die Vereinfachung im Phasenterm entspricht dem Radius  $r$  aus dem Ursprung, reduziert um die Länge der Projektion des Vektors zum Quellaufpunkt  $\vec{\rho}_1$  auf den Richtungsvektor  $\vec{u}_r$ . Diese Näherung wird Fresnel-Näherung genannt. Ihr Fehler gegenüber der exakten Lösung ist maximal bei  $\vec{\rho}_1 \perp \vec{u}_r(r)$ , also  $\vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r) = 0$  und ergibt sich gemäß Gleichung 2.16.

$$\begin{aligned}
 |\vec{r} - \vec{\rho}_1| - (r - \vec{\rho}_1 \cdot \vec{u}_r(r)) &= r \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\rho_1}{r}\right)^2} - r \dots \\
 &\stackrel{(\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2})}{\implies} r \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\rho_1}{r}\right)^2\right) - r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_1^2}{r}
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Der sich ergebende Term  $\frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_1^2}{r}$  trägt maßgeblich zur Abweichung des Phasenverlaufs bei Berechnung der Rückstreuung elektrisch großer Nahfeldreflektoren bei, wie sie in Abschnitt 2.3.2 untersucht werden. Aus dem Abstandsfehler kann mit der Ausbreitungskonstanten  $k$  ein Phasenfehler  $\phi_{err,max} = \frac{k}{2} \cdot \frac{\rho_1^2}{r}$  berechnet werden. Das Fernfeld beginnt nach der üblichen Definition in einem Abstand  $r_{fern}$ , bei dem der maximale Phasenfehler  $\phi_{err,max} = \pi/8$  beträgt. Für

eine gegebene Frequenz und der maximalen Entfernung der Quelle vom Koordinatenursprung  $\rho_{max}$  ergibt sich der Ausdruck gemäß 2.17.

$$r_{fern} > 8 \frac{\rho_{max}^2}{\lambda} \quad (2.17)$$

Für die in dieser Arbeit untersuchten Anordnungen mit kreisrunder Apertur mit  $\rho_{max} = 25$  mm und Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz ergibt sich der Fernfeldabstand zu  $r_{fern} = 41.7$  cm. In den messtechnischen Untersuchungen wird daher ein minimaler Abstand zwischen Antenne und Reflektor von 50 cm verwendet.

Die besonderen Eigenschaften, die sich durch die Fernfeldnäherung ergeben, sollen im Folgenden gezeigt werden. Betrachtet wird hierzu zunächst die Abstrahlung eines hertzschen Dipols gemäß Abbildung 2.5, dessen Dipolmoment in  $x$ -Richtung orientiert ist und sich an einem Punkt auf der  $y$ -Achse mit der Koordinate  $y'$  befindet. Der analytische Ausdruck der Feldstärke ergibt sich

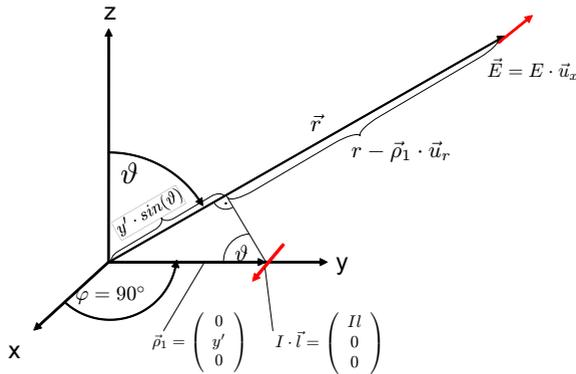


Abbildung 2.5. Elektrisches Feld eines hertzschen Dipols an der Position  $y'$  am Aufpunkt  $\vec{r}$  mit Fernfeldnäherung

gemäß Gleichung 2.18.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{-j \cdot Z_0 \cdot Il}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot e^{jy' \overbrace{(k \sin(\vartheta))}^{k_y}} \vec{u}_x \quad (2.18)$$

Das elektrische Feld weist nur eine  $x$ -Komponente auf und ist für alle  $\vartheta$  konstant. Wird die Lage des Dipolmoments entlang der  $y$ -Achse als Funktion des

Orts beschrieben, so ergibt sich gemäß Abbildung 2.6 am Ort  $y'$  des Dipolmoments ein Diracstoß mit dem Betrag der Amplitude  $|I|$ . In der Abbildung

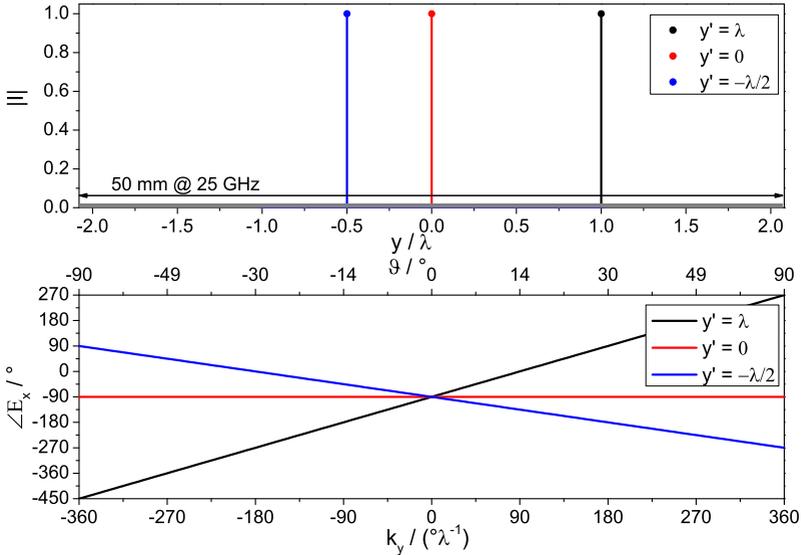


Abbildung 2.6. Zusammenhang zwischen Quellverteilung eines Elementarstrahlers am Ort  $y'$  und Phasengang des Fernfeldes als Funktion des Fernfeldwinkels  $\vartheta$  und der Ortsfrequenz  $k_y$ .

sind drei gleiche Dipolmomente an unterschiedlichen Positionen entlang der  $y$ -Achse verteilt. Der dargestellte Bereich entspricht dem Durchmesser der in der Arbeit behandelten kreisrunden Apertur mit  $d_{ap} = 50$  mm bei Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz. Da der Betrag der elektrischen Feldstärke  $E_x$  durch die Näherung der Amplitude des Fernfeldes für alle Quellen identisch ist, wird hier nur der Phasengang des Feldes über den Winkel  $\vartheta$  beziehungsweise über die so genannte Ortsfrequenz  $k_y = k \cdot \sin(\vartheta)$  dargestellt. Das Fernfeld kann bezüglich der Ortsfrequenz als Fouriertransformierte der Quellverteilung längs der Ortskoordinate  $y$  interpretiert werden. Analog zur Fouriertransformation entspricht die Ortskoordinate  $y$  der Zeit  $t$  und die Ortsfrequenz  $k_y$  der Kreisfrequenz  $\omega$ . Daher ergibt sich für eine Dirac-Funktion je nach Lage  $y'$  ein konstanter Betrag im „Spektrum“ entlang der Ortsfrequenz und ein ansteigender oder absteigender linearer Phasenverlauf mit unterschiedlicher Steigung je nach Betrag und Vorzeichen der Lage  $y'$ . Durch den Vorfaktor  $-j$  des Fernfeldes beträgt die

Phase für alle Strahler bei  $\vartheta = 0^\circ$  ohne Berücksichtigung des für alle Strahler konstanten Phasenterms  $e^{-jkr}$  der sphärischen Wellenausbreitung  $\angle E_x = 0^\circ$ . Alle Strahler strahlen gleichphasig in  $z$ -Richtung, da die Projektion  $\vec{p}_1 \cdot \vec{u}_r = 0$  beträgt. Sobald sich ein Winkel  $\vartheta \neq 0$  einstellt, wird jede Quelle auf einen anderen Punkt entlang des Aufpunktvektors  $\vec{r}$  projiziert und es ergeben sich Phasenunterschiede der einzelnen Strahler. Bezüglich  $k_y \sim \sin(\vartheta)$  steigt die Phase linear an, nicht jedoch bezüglich  $\vartheta$ . Der Fourierzusammenhang zwischen Ortskoordinate und Ortsfrequenz ist die Grundlage für die Berechnung der Abstrahlung von Antennen mit kontinuierlichen Stromverteilungen und für den diskreten Fall für die Berechnung von Gruppencharakteristiken mit räumlich versetzten Antennen. In Abschnitt 3.2 wird die Aperturfeldmethode für die Berechnung der Strahlungscharakteristik einer Hornantenne verwendet. Das Prinzip der Fouriertransformation vereinfacht zudem die Rekonstruktion der Punktstreuer bei einer Gruppenantenne in Abschnitt 2.2.2. Für flächig verteilte Quellbelegungen sowie der weiteren Berücksichtigung von magnetischen Dipolmomenten ergeben sich nach dem Huygensschen Prinzip für die Abstrahlung von Aperturantennen die aus ([1], Seite 661) bekannten zweidimensionalen Fourierintegrale. Da in dieser Arbeit die Quellen mit einem Mikrowellengenerator erzeugt werden, der seine Leistung in Form einer leitungsgeführten Welle in die Aperturebene fördert, muss die Quelle durch die Leitungswelle  $a$  beschrieben werden, damit der Rückschluss zu der in dieser Arbeit verwendeten absoluten Richtcharakteristik  $C$  einer Antenne möglich ist. Die absolute Richtcharakteristik wird entsprechend Gleichung 2.19 definiert.

$$\vec{C}(\vec{r}) = \vec{E}(\vec{r}) \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{Z_0}} \cdot \frac{1}{a} \quad (2.19)$$

In der Definition ist die Richtcharakteristik als Quotient aus dem elektrischen Fernfeld zur eingespeisten Welle  $a$  mit einem zusätzlichen Faktor zu berechnen. Mit dem Vorfaktor wird die Charakteristik einerseits einheitslos, außerdem kann der Gewinn  $G$  der Antenne direkt aus dem Betragsquadrat gemäß Gleichung 2.20 berechnet werden.

$$G = |\vec{C}(\vec{r})|^2 \quad (2.20)$$

Abschließend soll in diesem Abschnitt erläutert werden, welche physikalische Auflösungsgrenze sich bezüglich des Winkels einer Punktquelle aufgrund der Randbedingungen von  $d_{ap} = 50$  mm und  $f_c = 25$  GHz ergeben. Durch den direkten Zusammenhang über die Fouriertransformierte ergibt sich im Optimalfall einer homogen belegten kreisrunden Apertur in der E-Ebene ( $\varphi = 90^\circ$ ) das

elektrische Feld in  $\vartheta$ -Richtung in Gleichung 2.21 gemäß ([1], Seite 688).

$$E_{\vartheta}(\vartheta) = \frac{-k \cdot d_{ap}^2 \cdot E_0 \cdot e^{-jkr}}{4r} \cdot \frac{J_1(kd_{ap}/2 \sin(\vartheta))}{kd_{ap}/2 \sin(\vartheta)} \tag{2.21}$$

Durch die kontinuierliche Belegung der Kreisfläche entsteht statt des konstanten Betrags im Fernfeld bei der diskreten Quelle ein Amplitudenverlauf gemäß der Funktion  $J_1(X)/(X)$ . Die Funktion skaliert sich mit  $X = kd_{ap}/2 \sin(\vartheta)$ . Der Term  $kd_{ap}$  wird als „elektrische Größe“ der Apertur bezeichnet. Die normierte Richtcharakteristik für die geltenden Randbedingungen ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Die Charakteristik weist eine Hauptkeule in Hauptstrahlrichtung

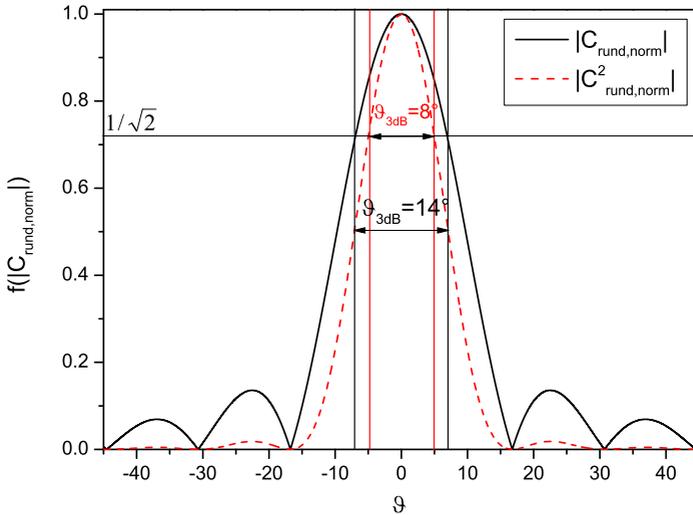


Abbildung 2.7. Normierte Richtcharakteristik einer kreisrunden, homogen belegten Apertur mit  $d_{ap} = 50$  mm und  $f = 25$  GHz in der E-Ebene

auf. Durch Veränderung der elektrischen Größe kann die Funktion gestaucht oder gestreckt werden. Ziel bei Antennenentwicklungen in der Füllstandsmesstechnik für den SISO-Fall ist die Minimierung der Halbwertsbreite  $\vartheta_{3dB}$  der Antenne, um die abgestrahlte Leistung nach Möglichkeit in Richtung der Mediengrenzschicht in Hauptstrahlrichtung zu konzentrieren. Die homogen belegte Apertur erzeugt die Charakteristik mit der geringsten Halbwertsbreite  $\vartheta_{3dB}$ . In diesem Fall wird ein Wert von  $\vartheta_{3dB} = 14^\circ$  erreicht. Nach dem Abtasttheorem

nach Shannon beziehungsweise der aus der Optik bekannten Auflösungsgrenze nach Rayleigh [13] ist die Auflösungsgrenze des Winkels erreicht, wenn zwei Charakteristiken mit einem Winkelversatz derart angeordnet sind, dass das Maximum der einen Charakteristik in die Nullstelle der anderen Charakteristik fällt. Dies entspricht näherungsweise der Halbwertsbreite für den Fall einer Si-Funktion der Charakteristik. Durch die nicht rechteckförmige Aperturfeldbelegung ist die Bedingung bei der kreisförmigen Apertur nicht ganz erfüllt, es wird jedoch die Halbwertsbreite weiterhin als Näherung der Auflösungsgrenze verwendet.

Die Auflösungsgrenze kann durch ein Gedankenexperiment verdeutlicht werden. Im Fall einer passiven Winkelbestimmung einer Fernfeldquelle würde beim Schwenken der Antenne über zwei bezüglich des Winkels  $\vartheta$  benachbarte Punktquellen im Fernfeld die Auflösungsgrenze dann erreicht sein, wenn die Funktion der Empfangsleistung über den Schwenkwinkel nur noch ein lokales Maximum statt zwei separate Maxima aufweist. Im Fall einer aktiven Radarmessung ergibt sich gemäß Abschnitt 2.1.3 für die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}$  eine Proportionalität zum Quadrat der Charakteristik  $C^2$ . In Abbildung 2.7 ist daher die normierte Richtcharakteristik  $|C_{rund,norm}^2|$  dargestellt. Die Auflösung erhöht sich im Fall der Radarmessung auf  $\vartheta = 8^\circ$ . Sie wird nur für den Fall der mechanischen Schwenkung erreicht. Falls eine Strahlschwenkung elektronisch durch eine linear ansteigende Phase der Quellen entlang der  $y$ -Achse erfolgt, würde gemäß Fouriertransformation eine lineare Verschiebung der Charakteristik bezüglich der Ortsfrequenz  $k_y$  erfolgen, allerdings wird die  $\vartheta$ -Achse zu größeren Winkeln gestaucht, wie in Abbildung 2.6 anhand der oberen Abszissenachse dargestellt ist. Die konstante Halbwertsbreite bezüglich  $k_y$  hat zur Folge, dass sich die Halbwertsbreite der Antenne zu größeren Schwenkwinkeln erhöht.

In diesem Abschnitt wurde gezeigt, dass zwischen Quellbelegung der Antenne und dem Fernfeld eine funktionale Abhängigkeit über eine Fouriertransformation besteht. Diskret angeordnete Einzelstrahler erzeugen im Ortsfrequenzbereich je nach räumlicher Lage eine linear ansteigende Phase des Fernfeldes. Diese Tatsache wird verwendet, um in Abschnitt 2.2.2 eine entfernungsunabhängige und damit recheneffiziente Rekonstruktion von Punktstreuern zu erzielen. Weiterhin wurde beschrieben, welche Grenzen sich hinsichtlich der Winkelauflösung eines bildgebenden Radarsystems als Funktion der elektrischen Größe der Apertur ergeben. Die Apertur wurde auf die  $x - y$ -Ebene beschränkt. Die in Abschnitt 3.1 entwickelten dielektrischen Antennen ermöglichen eine weitere Erhöhung der Winkelauflösung durch eine dreidimensionale Quellbe-

gung. Allgemein kann davon ausgegangen werden, dass eine maximale Auflösung von  $\vartheta = 8^\circ$  nicht unterschritten werden kann. In einem Tank ist mit einer Vielzahl an Zielen zu rechnen, die diese Auflösungsgrenze unterschreiten. Bei gleichphasigen Quellen oder gleichphasiger Reflexion mit gleicher Amplitude zweier benachbarter Reflektoren, die unterhalb der Auflösungsgrenze positioniert sind, ergibt sich ein Scheinziel in der Mitte beider Reflektoren. In der späteren bildgebenden Auswertung ist ein solcher Fall kritisch, da die Winkelposition das entscheidende Kriterium zur Unterscheidung von Mediengrenzschicht und parasitären Reflektoren sein wird. Eine weitere Möglichkeit, zwei Ziele in der Bildgebung voneinander zu trennen besteht darin, Unterschiede in der radialen Entfernung der Reflektoren zu detektieren. Dafür ist eine breitbandige Messung erforderlich. Im nächsten Abschnitt wird daher die schmalbandige Beschreibungsweise um die Dimension der Bandbreite beziehungsweise der Laufzeit erweitert, um eine Beschreibung der Bildgebung in beiden Raumwinkeln  $\varphi$  und  $\vartheta$  sowie des radialen Abstands der Antenne von Ziel  $r$  in Form einer Zeitbereichsantennencharakteristik zu erhalten.

#### 2.1.4. Breitbandige Übertragungseigenschaften

In diesem Abschnitt werden die breitbandigen Eigenschaften einer Radarübertragungsfunktion im Hinblick auf die Anwendung für bildgebende Verfahren untersucht. Durch die Frequenzregulierung für frei abstrahlende Radarsysteme für die Prozessmesstechnik ist im K-Band um  $f_c = 25$  GHz eine Messbandbreite von  $B = 2$  GHz verfügbar. Eine breitbandige Messung ermöglicht eine Trennung von Zielen durch ihre unterschiedlichen Laufzeiten. Die entsprechende Theorie der Laufzeitbestimmung aus Fourierrücktransformation der Übertragungsfunktion ist in ([12], Abschnitt 8) detailliert erläutert und wird vorausgesetzt. Hierzu wird aus der bekannten Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega)$  die äquivalente Impulsantwort  $\tilde{h}_{rp}(r)$  einer Einzelantenne berechnet und ihre korrespondierende Ortsbereichscharakteristik  $\vec{c}(r, \vartheta, \varphi)$  vorgestellt. Analog zum effektiven Gewinn wird hier eine Ortsbereichsdefinition für MIMO-Charakteristiken hergeleitet. Speziell für eine Gruppenantenne wird erläutert, welche Bedingungen hinsichtlich Geometrie und Bandbreite der Messung erfüllt sein müssen, um die in Abschnitt 2.2.2 dargestellten Algorithmen zu verwenden. Die Darstellung von Richtdiagrammen im Orts- bzw. Zeitbereich wurde durch Erforschung der UWB-Technologie vorangetrieben ([14],[15]) und soll hier aufgegriffen werden.

Ausgangspunkt ist die Transformation der frequenzabhängigen Übertragungs-

funktion  $\tilde{H}(\omega, \vartheta_t, \varphi_t)$  gemäß Gleichung 2.6. Durch Fourierrücktransformation der Gleichung kann gemäß Gleichung 2.22 eine Näherungslösung einer korrespondierenden Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp}(r, \vartheta_t, \varphi_t)$  im äquivalenten Tiefpassbereich erhalten werden. Hierbei wird angenommen, dass sich der Punktstreuer im Abstand  $r_t$  an einer beliebigen Winkelposition  $\vartheta_t$  und  $\varphi_t$  befindet.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(\omega, \vartheta_t, \varphi_t) &= \frac{\lambda}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jkr_t}}{4\pi r_t^2} (C_{\vartheta}^2(\omega, \vartheta_t, \varphi_t) + C_{\varphi}^2(\omega, \vartheta_t, \varphi_t)) \gamma_0 \\ \tilde{H}(\omega, \vartheta_t, \varphi_t) &\bullet\text{---}\circ \tilde{h}_{tp}(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \tag{2.22} \\ \tilde{h}_{tp}(r, \vartheta_t, \varphi_t) &\approx \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} (c_{\vartheta}^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) + c_{\varphi}^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)) \gamma_0 \end{aligned}$$

Die Winkelabhängigkeit der Funktion ist erhalten geblieben, die Rücktransformation wird entlang der Frequenzachse  $\omega$  durchgeführt. Die sich ergebende Zeitachse wurde bereits über die Lichtgeschwindigkeit in die Ortsachse umgerechnet. Die Begriffe Orts- und Zeitbereichscharakteristik werden hier gleichbedeutend verwendet, da die Funktionsverläufe identisch sind und sich nur über die Skalierung bezüglich der Abszissenachse unterscheiden. Die Näherung erfolgt hierbei durch die Annahme, dass der Term  $\lambda$  konstant als Wellenlänge  $\lambda_c$  bezüglich der Mittenfrequenz angenähert wird. Durch die Rücktransformation entstehen aus den frequenzabhängigen, absoluten Richtcharakteristiken  $\vec{C}(\omega, \vartheta, \varphi)$  die Zeitbereichscharakteristiken  $\vec{c}(r, \vartheta, \varphi)$ . Analog zur im Frequenzbereich üblichen Definition kann ein Gewinn im Zeitbereich  $g(r, \vartheta, \varphi) = |c(r, \vartheta, \varphi)|^2$  angegeben werden. Für die in Abschnitt 3.1 entwickelte dielektrische Antenne und für eine ideale, mit dem Grundmode  $H_{11}$  belegte Hornantenne gemäß Abschnitt 3.2 ergeben sich für die Bandbreite  $B = 2$  GHz die Zeitbereichsgewinne  $g_{diel}(r, \vartheta)$  und  $g_{H11}(r, \vartheta)$  in ihrer E-Ebene (nur  $\vartheta$ -Polarisation) gemäß Abbildung 2.8. Beide Antennen weisen ein Maximum bei  $r = 0$  und  $\vartheta = 0^\circ$  auf, da das jeweilige Phasenzentrum als Bezugsebene der Speisewellen gewählt wurde und beide Antennen einen maximalen Gewinn in Hauptstrahlrichtung aufweisen. Da die Pulsform entlang der Entfernungssachse über eine Fourierrücktransformation berechnet wird und der Amplitudengang der Richtcharakteristiken beider Antennen bei  $\vartheta = 0^\circ$  näherungsweise konstant ist, ergibt sich eine Si-Funktion als Pulsform. Die Auflösung  $\Delta r$  in Entfernungsrichtung berechnet sich über  $\Delta r = c_0/2B \approx 7.5$  cm. Beide Antennen weisen bei Vielfachen von  $\Delta r$  entsprechend der Si-Funktion Minima auf. Die Auflösung gemäß der Definition über den Abfall der Pulsamplitude von 3 dB entspricht  $\Delta r_{3dB} = 0.886 \cdot \Delta r = 6.6$  cm. Beide Antennen erfüllen diese Bedingung. Die

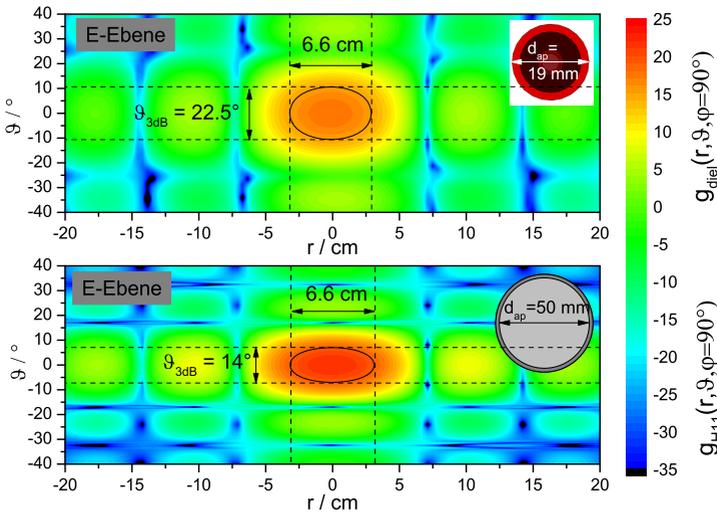


Abbildung 2.8. Zeitbereichsgewinne der dielektrischen Antenne und der idealen Rundhornantenne mit  $H_{11}$ -Belegung

Gewinne entsprechen näherungsweise den Gewinnen der Richtcharakteristiken bei Mittenfrequenz. Eine genauere Untersuchung hierzu wird für die ideale Rundhornantenne in Abschnitt 4.1 durchgeführt. In Richtung größerer  $|\vartheta|$  ergeben sich durch die unterschiedlichen Aperturfeldbelegungen der Antennen unterschiedliche Verläufe. Vor allem durch die Unterschiede im Aperturdurchmesser zwischen der dielektrischen Antennen von  $d_{\text{ap}} = 19 \text{ mm}$  und der Hornantenne mit  $d_{\text{ap}} = 50 \text{ mm}$  ergibt sich über den Fourierzusammenhang zwischen Quellbelegung und Strahlungscharakteristik entlang der Ortsfrequenz eine schmalere Hauptkeule bei der Antenne mit der größeren Apertur. Bei der Hornantenne wird der theoretische Wert von  $\vartheta_{3\text{dB}} = 14^\circ$  für eine homogen belegte, kreisrunde Apertur entsprechend ([1], S. 688) erreicht. Die dielektrische Antenne weist eine höhere Halbwertsbreite von  $\vartheta_{3\text{dB}} = 22.5^\circ$  auf. Die 3 dB-Grenzen der Pulse sind in Abbildung 2.8 für beide Antenne als Isolinie eingezeichnet und können als eine Auflösungszone bei einer bildgebenden Rekonstruktion gedeutet werden. Üblicherweise wird die Übertragungsfunktion noch mit einer Fensterfunktion multipliziert, die die Breite des Pulses zugunsten eines schnelleren Amplitudenabfalls zu größeren  $|r|$  vergrößert und damit

die Auflösung verringert (siehe [16]).

Für ein MIMO-System kann ebenfalls eine Zeitbereichsdarstellung  $\tilde{h}_{tp}(r)$  angegeben werden. Hierzu wird das Beispiel zweier isotrop abstrahlender Antennen mit dem Betrag der Richtcharakteristik  $C_{iso}(\omega, \vartheta)$  mit einer Polarisationsrichtung und ein Reflektor in Hauptstrahlrichtung gemäß Abbildung 2.9 für den zweidimensionalen Fall betrachtet. Die Antennen sind symmetrisch um die

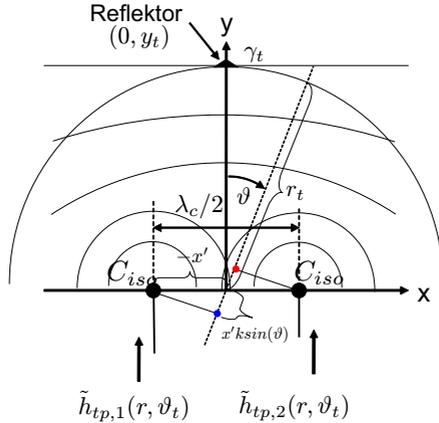


Abbildung 2.9. MIMO-Messung mit zwei isotropen Strahlern und einem Reflektor

y-Achse im Abstand einer Viertelwellenlänge bei Mittenfrequenz  $|x'| = \lambda_c/4$  vom Ursprung angeordnet. Die Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp,1}(r, \vartheta_t)$  und  $\tilde{h}_{tp,2}(r, \vartheta_t)$  der Eingangssreflexionen ergeben sich gemäß Gleichung 2.23.

$$\begin{aligned}\tilde{h}_{tp,1}(r, \vartheta_t) &= \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} c_{1,iso}^2(r - r_t, \vartheta_t) \cdot \gamma_t \\ \tilde{h}_{tp,2}(r, \vartheta_t) &= \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} c_{2,iso}^2(r - r_t, \vartheta_t) \cdot \gamma_t\end{aligned}\quad (2.23)$$

Die isotrope Antenne weist im Frequenzbereich einen konstanten Betrag der Charakteristik  $C_{iso}(\omega, \vartheta)$  auf. Um die Amplitude der monofrequenten Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega_c)$  mit der Amplitude der Impulsantwort im Zeitbereich  $\tilde{h}_{tp}(r)$  zu vergleichen, erfolgt eine Normierung von  $C_{iso}(\omega, \vartheta)$  auf die Bandbreite  $B$ . In diesem Fall ergibt sich gemäß ([17], S. 62f) sowohl für das Maximum der Si-Funktion im Zeitbereich aus der Rücktransformation einer bandbegrenzten Messung der Übertragungsfunktion des Kanals (breitbandige Messung) die

gleiche Amplitude wie die entsprechende Konstante aus der Rücktransformation eines Delta-Stoßes im Frequenzbereich (monofrequente Messung). Die Zeitbereichscharakteristik  $c_{iso}(r)$  kann allgemein gemäß Gleichung berechnet werden.

$$\begin{aligned} c_{iso}(r) & \circ \bullet \frac{C_{iso}}{B} \cdot \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \\ c_{iso}(r) & = C_{iso} \cdot \text{Si}(2\pi B r / c_0) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Eine Speisewelle  $a_1$  wird wie im Frequenzbereich nach Abbildung 2.3 zwischen den beiden Antennen mit dem Faktor  $1/\sqrt{2}$  gleichmäßig aufgeteilt, beim Empfang werden die Einzelsignale nun mittels eines passiven Kopplers mit dem Faktor  $1/\sqrt{2}$  phasengleich addiert. Es wird an dieser Stelle vorweggenommen, dass dies der Wahl der Empfangsgewichte  $e_1$  und  $e_4$  für eine Strahlschwenkung in Richtung  $\vartheta_s = 0^\circ$  entspricht. Es ergibt sich die Impulsantwort  $\tilde{h}_{1p,MIMO}(r, \vartheta_s = 0^\circ, \vartheta_t)$  gemäß Gleichung 2.25.

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{1p,MIMO}(r, \vartheta_s = 0^\circ, \vartheta_t) & = \frac{\lambda_c e^{-2jk_c y_t}}{8y_t^2 \pi \sqrt{\pi}} \frac{\gamma_t}{\sqrt{2}} \\ & \left[ \frac{C_{iso}^2}{\sqrt{2}} \cdot \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c}(r - (y_t - x' \sin(\vartheta_t)))\right) \cdot e^{2jx' k_c \sin(\vartheta_t)} \right. \\ & \left. + \frac{C_{iso}^2}{\sqrt{2}} \cdot \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c_0}(r - (y_t + x' \sin(\vartheta_t)))\right) \cdot e^{-2jx' k_c \sin(\vartheta_t)} \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

Aus der Impulsantwort kann der effektive Gewinn  $g_{eff,0^\circ,refl,iso}(r, \vartheta)$  analog zur Beschreibung im Frequenzbereich in Gleichung 2.10 bestimmt werden. Für einen Gewinn des isotropen Einzelstrahlers  $|C_{iso}(\omega)|^2 = 0$  dB ergibt sich der effektive Gewinn gemäß Gleichung 2.26.

$$\begin{aligned} g_{eff,0^\circ,refl,iso}(r, \vartheta) & = \frac{1}{2} \left| \left( \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c_0}(r - (y_t - x' \sin(\vartheta)))\right) \cdot e^{2jx' k_c \sin(\vartheta)} \right. \right. \\ & \left. \left. + \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c_0}(r - (y_t + x' \sin(\vartheta)))\right) \cdot e^{-2jx' k_c \sin(\vartheta)} \right) \right|^2 \end{aligned} \quad (2.26)$$

Der Gewinn wird im restlichen Abschnitt mit  $g_{eff}(r, \vartheta)$  abgekürzt. Die Funktion  $g_{eff}(r, \vartheta)$  ist in Abbildung 2.10 für den Winkelbereich  $-90^\circ < \vartheta < 90^\circ$  und für  $-20 \text{ cm} < r < 20 \text{ cm}$  dargestellt. Der Gewinn weist erwartungsgemäß bei  $r = 0 \text{ cm}$  und  $\vartheta = 0^\circ$  einen Maximalwert von 0 dB auf. Entlang der Entfernungsachse ist wie bereits bei den SISO-Gewinnen die Si-Funktion mit ihren

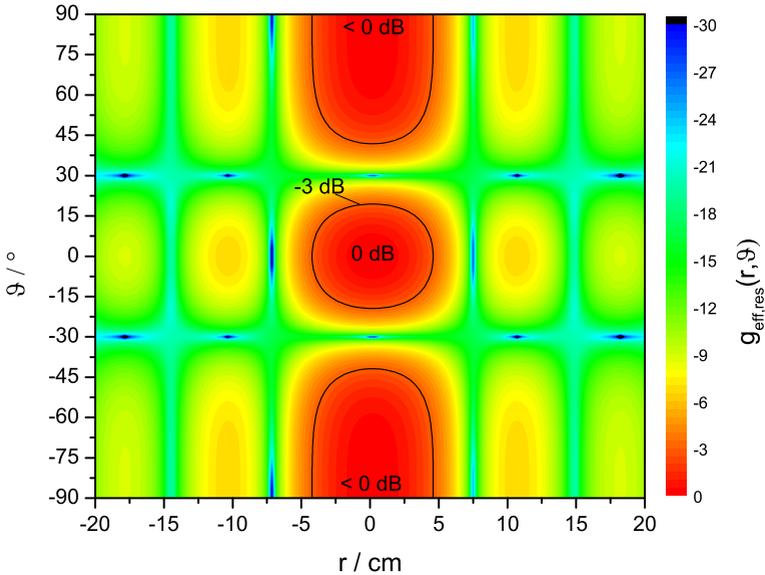


Abbildung 2.10. Effektiver Gewinn  $g_{\text{eff}}(r, \vartheta)$  der MIMO-Messung mit zwei isotropen Strahlern für die Schwenkrichtung  $\vartheta_s = 0^\circ$

ersten lokalen Minima bei etwa  $|r| = 7.5$  cm erkennbar. In  $\vartheta$ -Richtung ergibt sich durch die Überlagerung der um  $|x'|$  verschobenen Einzelstrahler ein Maximum der gleichphasigen Überlagerung bei  $\vartheta = 0^\circ$ . Zu größeren Winkeln fällt der Gewinn ab, bevor bei der nächsten gleichphasigen Überlagerung bei  $\vartheta = 90^\circ$  ein Maximum entsteht. Der Verlauf des Gewinns in  $\vartheta$ -Richtung wird für  $r = \text{const.}$  durch die winkelabhängigen Laufzeitunterschiede der Einzelantennen zum Ziel und zurück hervorgerufen. Je nach Winkel  $\vartheta$  ergeben sich gemäß der hier angewendeten Fernfeldnäherung für die Antennenpositionen die Projektionen der Antennen auf den Aufpunktvektor  $\vec{r}$ . Die projizierten Antennenpositionen korrespondieren zu den in Abbildung 2.9 dargestellten roten und blauen Punkten. Die winkelabhängige Verschiebung der Antennen hat einerseits zur Folge, dass sich die Positionen der Hüllkurven entlang der  $r$ -Achse gegenseitig verschieben, andererseits ergeben sich unterschiedliche Pha-

senwinkel der Hüllkurven, die in Gleichung 2.26 durch die Exponentialterme repräsentiert werden. Der maximale Abstand der projizierten Antennen beträgt  $\lambda/2 \approx 0.6$  cm bei  $\vartheta = 90^\circ$ . Die damit verbundene Verschiebung der Hüllkurven gegeneinander ist gegenüber der 3 dB-Breite von etwa 6.6 cm zu vernachlässigen, so dass die Hüllkurven näherungsweise als kongruent betrachtet werden können. In diesem Fall kann der effektive Gewinn vereinfacht werden zu  $g_{tp, res, s}(r, \vartheta)$  in Gleichung 2.27.

$$g_{eff, res, s}(r, \vartheta) = \frac{\left| \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c_0}(r - y_t)\right) \right|}{2} \cdot \left| e^{2jx'k_c \sin(\vartheta)} + e^{-2jx'k_c \sin(\vartheta)} \right|$$

$$g_{eff, res, s}(r, \vartheta) = \left| \text{Si}\left(\frac{2\pi B}{c_0}(r - y_t)\right) \right| \cdot \left| \cos(2x'k_c \sin(\vartheta)) \right| \quad (2.27)$$

In der resultierenden Funktion liegt die Abhängigkeit von  $\vartheta$  und  $r$  als Produkt zweier Terme vor. Die radiale Abhängigkeit ist durch die Si-Funktion beschrieben und wird über die Bandbreite  $B$  skaliert, wobei die Winkelabhängigkeit durch den Abstand  $x'$  der Einzelantennen und der Wellenzahl  $k_c$  bei Mittenfrequenz bestimmt ist. Der Faktor 2 im Exponenten und im Argument des Kosinus entsteht durch die Bidirektionalität des Kanals. In dieser Arbeit wird dieser Faktor der Antenne zugeordnet, so dass sich eine virtuelle Antennenposition von  $2x'$  im Fall einer Radarmessung ergibt. In diesem Fall entspricht der restliche Term im Argument des Kosinus der Ortsfrequenz  $k_c \sin(\vartheta)$ . Das Prinzip der virtuellen Antennen erlaubt eine einfache Beschreibung der Lage der Gitterkeulen einer Gruppenantenne und wird in Abschnitt 4.1.2 zur Ermittlung der Ausfallwahrscheinlichkeit verwendet. Durch die Periodizität des Kosinus ergeben sich je nach Wahl von  $x'$  unterschiedliche viele Minima und Maxima als Funktion des Winkels  $\vartheta$ , die so genannten Gitterkeulen. Im gewählten Beispiel von  $x' = \lambda_c/4$  ergibt sich das nächste Maximum bei  $\vartheta = \pm 90^\circ$ , wie es in Abbildung 2.8 erscheint. Die allgemeine Funktion zur Berechnung der Winkellage  $\vartheta_g$  der Gitterkeulen für eine Radarmessung mit zwei isotropen Strahlern mit Auswertung der Reflexionen ist in Gleichung 2.28 angegeben.

$$\vartheta_g = \arcsin\left(\frac{n\lambda_c}{4x'}\right) \quad n \in \mathbb{Z}^* \quad (2.28)$$

Bei einer Bildgebung mittels „Delay-And-Sum“-Beamforming kann bei idealer Trennung von Entfernungsbereich und Winkelbereich keine Unterscheidung zwischen dem wahren Zielwinkel und einer Gitterkeule getroffen werden. Durch die Trennung der Hüllkurven und den damit verbundenen, leichten Abfall des

Gewinns in Richtung der Gitterkeulen kann das Ziel im Idealfall wieder eindeutig detektiert werden. Wenn die Verschiebung der Hüllkurven bei  $\vartheta = 90^\circ$  ihr Maximum erreicht, so sollte für eine entkoppelte Beschreibung zwischen Entfernung und Winkel der Gewinnfunktion die Bedingung erfüllt sein, dass die einzelnen Impulsantworten eine geringe Dekorrelation aufweisen (siehe [18]). Dies bedeutet, dass die beiden Si-Funktionen noch näherungsweise als kongruent angenommen werden dürfen. Eine vollständige Dekorrelation würde im Fall einer diskreten Impulsantwort vorliegen, wenn die Laufzeitunterschiede der Signale zwischen den Einzelstrahlern dazu führen würden, dass die Pulse in einer unterschiedlichen Entfernungszelle liegen. In diesem Fall würde sich keine Gitterkeule ausbilden. Als Schmalbandnäherung wird daher gefordert, dass die doppelte Entfernung zwischen den am weitesten entfernten Elementen in der Gruppenantenne (entspricht dem Szenario  $\vartheta = 90^\circ$ ) wesentlich geringer ist als die durch die Bandbreite  $B$  vorgegebene Größe der Entfernungsauflösungszelle. Diese Forderung ergibt für den Abstand  $x'$  der Antennen aus dem Ursprung gemäß Abbildung 2.9 den Ausdruck in Gleichung 2.29.

$$x' \ll \frac{c_0}{8B} \quad (2.29)$$

Für die hier verwendeten Randbedingungen einer runden Apertur mit  $d_{ap} = 50$  mm und einer Messbandbreite von 2 GHz ergibt sich bei der Anordnung zweier Einzelstrahler an zwei gegenüberliegenden Orten auf dem Kreis die Ungleichung zu  $25 \text{ mm} \ll 18.75 \text{ mm}$ . Hier ist demnach die Bedingung einer schmalbandigen Gruppenantenne nicht mehr erfüllt. Bei der entwickelten Gruppenantenne aus Abschnitt 3.1 ergibt sich mit der größten Entfernung der Einzelstrahler von 26 mm für die Ungleichung  $13 \text{ mm} \ll 18.75 \text{ mm}$ . Für diese Geometrie sind in Abbildung 2.11 die Gewinne für  $B = 2$  GHz und für eine höhere Bandbreite von  $B = 12.5$  GHz dargestellt. In der oberen Abbildung ist zu erkennen, dass der nun im Gegensatz zum Fall  $x' = \lambda_c/4 \approx 3$  mm mit der Gewinnfunktion gemäß Abbildung 2.10 der ungefähr vierfache Antennenabstand von  $x' = 13$  mm zu einer größeren Anzahl an Gitterkeulen führt. Die gestrichelten Linien markieren die gemäß Gleichung 2.28 berechneten Gitterkeulen, die sich aufgrund der gleichen Mittenfrequenz für beide Bandbreiten an den gleichen Winkeln  $\vartheta$  befinden. Die einsetzende Dekorrelation der Hüllkurven ist anhand der Abbildung für  $B = 2$  GHz nicht erkennbar. Die lokalen Maxima der Gitterkeulen jedoch fallen mit größerem Winkel  $\vartheta$  ab. Der Abfall fällt mit unter 0.1 dB für die ersten beiden Nebenkeulen noch gering aus, der minimale Wert ergibt sich zu  $-0.2$  dB bei dem größten Winkel

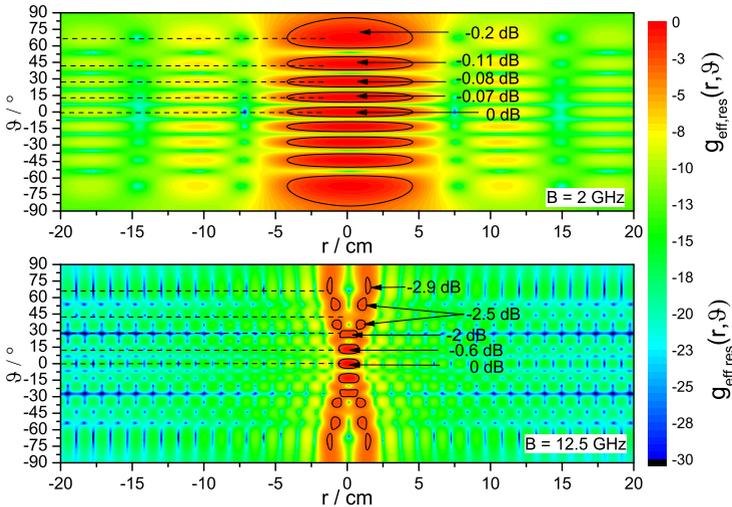


Abbildung 2.11. Effektiver Gewinn der MIMO-Messung mit zwei isotropen Strahlern im Zeitbereich mit unterschiedlicher Bandbreite

der Nebenkeule bei  $\vartheta = 67.4^\circ$ . Im Gegensatz dazu erfolgt die Dekorrelation bei  $B = 12.5$  GHz über den Winkel wesentlich schneller. Bereits die erste Gitterkeule ist um  $0.6$  dB gegenüber dem Maximum in Hauptstrahlrichtung gedämpft. Ab der dritten Nebenkeule haben sich die Pulse bereits getrennt und es entstehen zwei lokale Maxima in unterschiedlichen Entfernungen. Durch die funktionale Abhängigkeit zwischen Entfernung und Winkel entstehen nun auch lokale Maxima, die gegenüber den für Mittenfrequenz berechneten Winkeln der Gitterkeulen verschoben sind. In diesem Beispiel entsteht sogar eine neue Gitterkeule. Nach vollständiger Dekorrelation der Pulse bei der letzten Gitterkeule liegen die Maxima wieder auf den berechneten Gitterkeulenwinkeln und die Amplitude fällt auf die Gewinne der Einzelstrahler zurück, in diesem Fall entsteht durch die Leistungshalbierung beim Senden oder Empfangen ein Wert von  $-3$  dB, in der Abbildung wird dieser Wert mit  $-2.9$  dB fast erreicht.

Für die in dieser Arbeit entwickelte Gruppenantenne 3.1 ergibt sich nur eine geringe Dekorrelation der Hüllkurven, so dass die Schmalbandnäherung angenommen werden kann. Die Algorithmen in Abschnitt 2.2.2 setzen

eine entkoppelte Entfernung- und Winkelschätzung voraus und sind somit anwendbar. Für alle Fälle, in denen die echten Antennenpositionen statt der in Abbildung 2.9 dargestellten auf den Aufpunktvektor projizierten Positionen verwendet werden müssen, müssen die Nahfeldalgorithmen in Abschnitt 2.2.1 zur Rekonstruktion verwendet werden.

## 2.2. Rekonstruktion eines Punktstreuers

Die etablierten SISO-Radarsysteme in der Füllstandsmesstechnik ermöglichen eine entfernungs aufgelöste Darstellung der Zielumgebung in einem Tank. Dabei erscheinen einzelne Punktstreuer in der Impulsantwort im äquivalenten Tiefpassbereich  $\tilde{h}_p(r)$  als Pulse, deren Amplitude durch die jeweilige Rückstreuamplitude  $\gamma_i$  des Ziels, dem Abstand  $r_i$  des Ziels und die winkelabhängige Richtcharakteristik  $\bar{c}^2(r, \vartheta, \varphi)$  bestimmt werden. Die Abhängigkeit der Entfernung kann durch ein entfernungsabhängiges Filter kompensiert werden, jedoch erlaubt die SISO-Messung keine eindeutige Unterscheidung zwischen Rückstreuamplitude und Zielwinkel. Für eine winkelaufgelöste Messung ist es notwendig, das Streufeld in der Antennenebene mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken abzutasten. Bei einer SISO-Messung kann hierfür die Frequenzabhängigkeit der Richtcharakteristik verwendet werden. Die üblichen Antennen in der Füllstandsmesstechnik weisen über die Frequenz innerhalb der Messbandbreite nur geringe Abweichungen der Charakteristik auf, jedoch existieren Antennen, die ein besonders ausgeprägtes Schwenkverhalten der Hauptkeule über die Frequenz aufweisen [19]. In dieser Arbeit werden die unterschiedlichen Richtcharakteristiken entweder durch Messung an mehreren räumlich versetzten Einzelstrahlern oder durch Messung an Antennen mit unterschiedlicher Amplitudencharakteristik erzielt. Ziel dieses Abschnitts ist es, für diese MIMO-Systeme geeignete Verfahren für eine winkel- und entfernungs aufgelöste Darstellung der Rückstreuintensität  $A(r, \vartheta, \varphi)$  vorzustellen. Aus dieser Intensitätsverteilung können in einem weiteren Schritt die Zielparameter extrahiert werden. Die Bestimmung der Zielparameter wird in den beiden Abschnitten 3.1 und 3.2 vorgestellt.

Für die Bestimmung von  $A(r, \vartheta, \varphi)$  können in der MIMO-Messung eines Punktstreuers die Lage des Maximums der Hüllkurve, dessen Amplitude und dessen Phase ausgewertet werden. Für die behandelten Systeme ist die Lage des Maximums entkoppelt von der Amplitude und der Phase, wie im letzten Abschnitt erläutert wurde. Hier kann entsprechend auch eine Auswertung getrennt für jede Auflösungszelle über die Amplituden und Phasen der einzelnen Zeitbe-

reichscharakteristiken erfolgen. Für jede radiale Auflösungszelle ergibt sich idealerweise für jede Winkelposition eines Ziels eine einzigartige Kombination von komplexen Werten für jede gemessene Impulsantwort, die in einem so genannten Steuervektor abgelegt ist. Die auf Steuervektoren basierenden Auswertungen werden in Abschnitt 2.2.2 präsentiert. Für eine Messung mehrerer Antennen mit unterschiedlichen räumlichen Positionen ergibt sich neben winkelabhängiger Amplitude und Phase eine Verschiebung der Hüllkurvenmaxima, wie in Abschnitt 2.1.4 gezeigt wurde. Hier ergibt sich für jeden Raumpunkt eine einzigartige Kombination aus Laufzeiten, Amplituden und Phasen der Hüllkurven im Zeitbereich. Die für diesen Fall anwendbaren Rekonstruktionsverfahren werden in Abschnitt 2.1.3 vorgestellt. Die Verfahren sind auch anwendbar, wenn sich die für die Messung verwendeten Antennen über einen großen Raumbereich erstrecken, das Punktziel sich also im Nahfeld der Antennengruppe befindet. Als einzige Einschränkung muss sich das Ziel im Fernfeld jedes Einzelstrahlers befinden.

### 2.2.1. Verfahren im Nahfeld

In diesem Abschnitt werden zwei Verfahren zur Bestimmung der Rückstreuintensitätsverteilung  $A(r, \vartheta, \varphi)$  im Nahfeld vorgestellt. Die Verfahren wurden in [20] und [21] für eine Gruppenantenne mit isotropen Einzelstrahlern beschrieben. Beide Verfahren werden ausgehend von der Minimalconfiguration von drei Antennen zur dreidimensionalen Rekonstruktion von Zielen gemäß Abbildung 2.12 beschrieben. Drei isotrope, linear polarisierte Antennen befinden sich in der  $x - y$ -Ebene und sind in einem Dreieck angeordnet. Die Rekonstruktion erfolgt bezüglich des eingezeichneten Koordinatensystems. Die Positionen der Antennen  $A_1$ ,  $A_2$  und  $A_3$  sind durch die drei Vektoren  $\vec{\rho}_1$ ,  $\vec{\rho}_2$  und  $\vec{\rho}_3$  festgelegt. An der Position  $(x_t, y_t, z_t)$  befindet sich ein Punktstreuer mit der Reflexionsamplitude  $\gamma$ . Für jede Antenne mit Index  $n$  wird eine frequenzunabhängige und isotrope Charakteristik  $C_{iso}$  angesetzt. Die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_n(\omega_i)$  der Eingangsreflexion an den Frequenzstützstellen  $\omega_i$  ergibt sich gemäß Gleichung 2.30.

$$\tilde{H}_n(\omega_i) = \frac{\lambda_i}{8\pi\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_i|\vec{r}_t - \vec{\rho}_n|}}{|\vec{r}_t - \vec{\rho}_n|^2} \cdot C_{iso}^2 \cdot \gamma \quad (2.30)$$

Für einen beliebigen Aufpunkt  $\vec{r} = (x, y, z)^T$  wird die Funktion  $A(x, y, z)$  aus einer gewichteten Summe über alle Übertragungsfunktionen der Eingangsreflexionen über  $N$  Frequenzstützstellen und 3 Antennen gemäß Gleichung 2.31

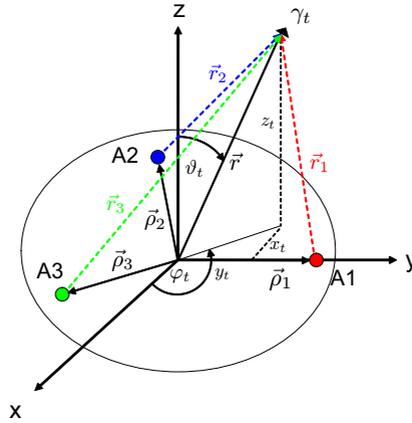


Abbildung 2.12. Minimalkonfiguration von drei Einzelstrahlern einer Antennengruppe zur dreidimensionalen Rekonstruktion von Reflektoren

berechnet werden.

$$\begin{aligned}
 A(x,y,z) &= \sum_{n=1}^3 \sum_{i=1}^N r_n^2(x,y,z) \tilde{H}_n(\omega_i) \cdot e^{2jk_i|\vec{r}-\vec{\rho}_n|} \\
 &= \frac{C_{iso}^2 \gamma_t}{8\pi\sqrt{\pi}} \cdot \sum_{n=1}^3 \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i |\vec{r}-\vec{\rho}_n|^2}{|\vec{r}_i-\vec{\rho}_n|^2} \cdot e^{-2jk_i|\vec{r}_i-\vec{\rho}_n|} \cdot e^{2jk_i|\vec{r}-\vec{\rho}_n|} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

Der Ausdruck beschreibt prinzipiell die inverse Fouriertransformation der Übertragungsfunktion jeder Einzelantenne, ausgedrückt durch das Produkt der Übertragungsfunktion mit der Testfunktion  $e^{2jk_i|\vec{r}-\vec{\rho}_n|}$ , die im Fall  $\vec{r} = \vec{r}_i$  für alle Frequenzstützstellen konjugiert komplexe Zeiger zu denen der Übertragungsfunktionen bilden. Somit ergibt sich für die Rekonstruktion an der Stelle  $\vec{r}_i$  eine kohärente Überlagerung aller Zeiger und ein Maximum der Funktion  $|A(x,y,z)|$ . Zusätzlich wird die Freiraumdämpfung über den Ausdruck  $|\vec{r}-\vec{\rho}_n|^2$  kompensiert. Es entsteht ein Ausdruck, der unabhängig von der Entfernung  $r_i$  und den Winkeln  $\vartheta_i$  und  $\varphi_i$  proportional zur Reflexion  $\gamma_t$  ist. Für die Rekonstruktion wird üblicherweise ein dreidimensionales Raster von Raumpunkten angelegt, für das die Funktion in Ausdruck 2.31 jeweils berechnet wird. Die Eigenschaften der Bildgebung werden anhand eines Beispiels von drei Antennen und einer Rekonstruktion in der  $x-z$ -Ebene gezeigt. Die Anordnung der An-

tennen entspricht der Antennenkonfiguration der Gruppenantenne in Abschnitt 3.1. Für eine Bildgebung in der  $x - z$ -Ebene wird näherungsweise angenommen, dass die  $x$ -Komponente der Vektoren  $\vec{\rho}_1$ ,  $\vec{\rho}_2$  und  $\vec{\rho}_3$  maßgeblich die Abbildungseigenschaften bedingt. Durch die Projektion der Antennenpositionen auf die  $x$ -Achse entstehen drei äquidistant positionierte Antennen mit einem Interelementabstand von  $x' = 13$  mm. Die mittlere Antenne befindet sich dabei im Koordinatenursprung.

Für einen Punktstreuer an der Position  $(0, 1$  m) ergibt sich das auf den Maximalwert normierte Rekonstruktionsergebnis gemäß dem linken, oberen Graphen in Abbildung 2.13. Es wird ein kartesisches Raster in den Bereichen  $-1$  m  $< x < 1$  m mit einer Schrittweite  $\Delta x = 10$  mm und  $0$  m  $< y < 1.2$  m mit einer Schrittweite von  $\Delta y = 4$  mm gewählt. Die Bandbreite der Simulation beträgt  $B = 2$  GHz. Der Maximalwert von 0 dB liegt erwartungsgemäß an der Zielposition. In radialer Richtung ist eine Pulsform entsprechend eines Si-Pulses zu erkennen. Durch den Elementabstand von etwa  $\lambda_c$  entstehen wie bei den Zeitbereichscharakteristiken Gitterkeulen mit hohen Amplitude bei  $\pm 27.5^\circ$  und bei  $\pm 68.6^\circ$ . Die hohen Amplituden an den Winkeln der Gitterkeulen entstehen, wenn bei der Rekonstruktion an einem Raumpunkt, der sich in einer Gitterkeule befindet die Phase der Testfunktion  $e^{2jk_i|\vec{r} - \vec{\rho}_n|}$  im Vergleich zur Rekonstruktion am wahren Zielaufpunkt durch die winkelabhängige Laufzeit bereits um Vielfache von  $2\pi$  verschoben wurde und sich somit ebenfalls eine konstruktive Überlagerung ergibt. Gemäß Gleichung 2.28 befinden sich die Winkel der ersten Gitterkeule theoretisch bei  $|\vartheta| = 27.48^\circ$  und  $|\vartheta| = 67.38^\circ$ . Die als Nebenmaxima gekennzeichneten Gitterkeulen mit geringerer Amplitude entstehen dann, wenn die Testfunktionen der äußeren beiden Antennen bereits eine Phasenverschiebung von Vielfachen von  $2\pi$  aufweist und die Testfunktion der mittleren Antenne durch den halben Abstand der äußeren Antennen gerade gegenphasig bei ungeraden Vielfachen von  $\pi$  ist. In diesem Fall sind zwei Zeiger gleichphasig und ein Zeiger gegenphasig. Im Gegensatz zur vollständig gleichphasigen Überlagerung an der Stelle der Gitterkeulen mit Maxima hoher Amplitude ergibt sich an den Nebenmaxima nur  $1/3$  der Maximalamplitude. Das führt zu einer Dämpfung von ca. 9.5 dB. Wenn neben den Reflexionen auch die Transmissionen zwischen den Antennen berücksichtigt werden, so wird Gleichung 2.31 um weitere Übertragungsfunktionen erweitert.

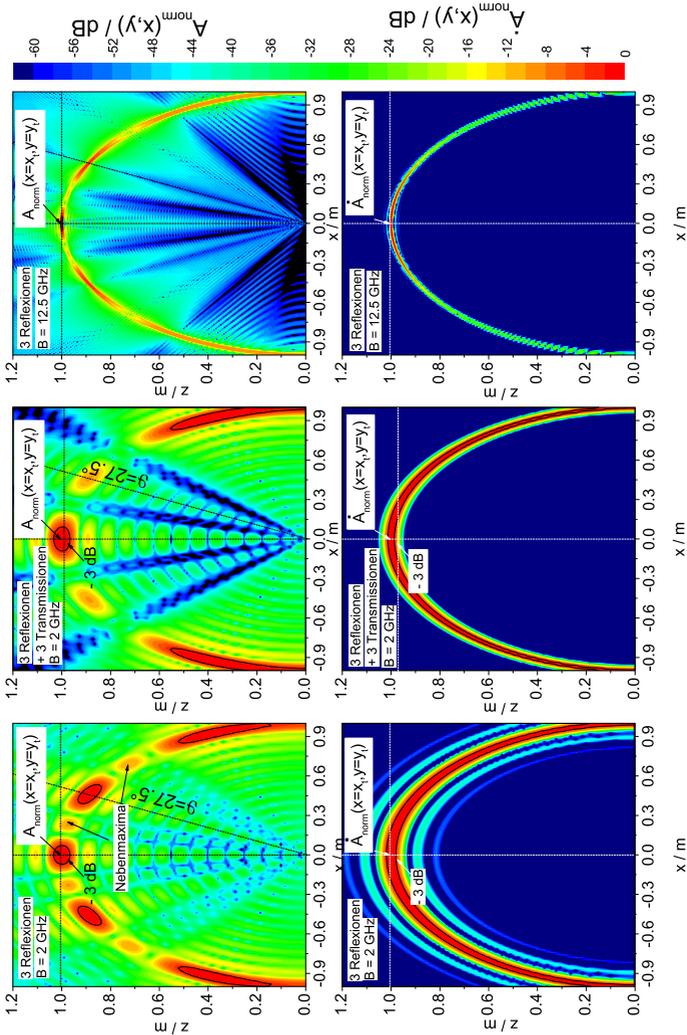


Abbildung 2.13. Rekonstruktion eines Punktstreuers bei  $y_1 = 1$  m für jeweils drei Varianten der Funktion  $A(x,y)$  (obere Zeile) und  $\hat{A}(x,y)$  (untere Zeile) mit drei isotropen Strahlern

Die Testfunktion zur Rekonstruktion der Transmission zwischen Antenne  $k$  und  $l$  entspricht dann  $e^{jk_l(|\vec{r}-\vec{\rho}_k|+\vec{r}-\vec{\rho}_l|)}$ . Im oberen mittleren Diagramm in Abbildung 2.13 wurden die Transmissionen zwischen der mittleren und den äußeren beiden Antennen für die Rekonstruktion hinzugefügt. Da bei den Reflexionen der doppelte Weg vom Ziel und zurück in die Phase der Testfunktion eingeht, bei der Transmission der mittleren Antenne zu den jeweils äußeren Antennen aber nur die einfache Laufzeit, ergeben sich virtuelle Antennenpositionen gemäß Abbildung 4.17 an den Positionen  $x = \pm 6.5$  mm genau zwischen den Antennen. Für die Entstehung einer Gitterkeule muss nun für den halben Inter-elementabstand eine Phasenverschiebung der Testfunktion von Vielfachen von  $2\pi$  erreicht werden. Dies entspricht der Winkellage der zweiten Gitterkeule bei ausschließlicher Verwendung der Reflexionen, also  $\pm 68.6^\circ$ . Die Nebenmaxima bei  $\pm 27.5^\circ$  entstehen wieder durch abwechselnde Gleich- und Gegenphasigkeit der Testfunktionen der Antennen. Bei den hier betrachteten fünf Übertragungsfunktionen löschen sich vier Anteile aus. Der verbleibende Anteil ist dementsprechend um den Faktor  $1/5$  gegenüber kohärenter Addition gedämpft, also um etwa 14 dB. Im rechten oberen Diagramm in Abbildung 2.13 ist der Fall der reinen Reflexionsmessung mit einer hohen Bandbreite von 12.5 GHz dargestellt. Durch die hohe Bandbreite sind die Si-Pulse schmaler und weisen in Entfernungsrichtung eine höhere Periodizität ihrer Nebenmaxima auf als bei der geringen Bandbreite. Wie erwartet liegen die Gitterkeulen bei den gleichen Winkeln, jedoch entsteht durch die Dekorrelation der Hüllkurven ein Abfall der Amplituden der Gitterkeulen zum Hauptmaximum am Aufpunkt des Punktziels, wie es bereits bei den Zeitbereichscharakteristiken in Abschnitt 2.1.4 gezeigt wurde.

Eine Alternative zur Addition der rekonstruierten Reflexionsamplitude für jede Übertragungsfunktion ist eine Multiplikation gemäß Gleichung 2.32.

$$\begin{aligned} \dot{A}(x,y,z) &= \prod_{n=1}^3 \sum_{i=1}^N r_n^2(x,y,z) \tilde{H}_n(\omega_i) \cdot e^{2jk_i|\vec{r}-\vec{\rho}_n|} \\ &= \left( \frac{C_0^2 \gamma_i}{8\pi\sqrt{\pi}} \right)^3 \cdot \prod_{n=1}^3 \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i |\vec{r}-\vec{\rho}_n|^2}{|\vec{r}_i-\vec{\rho}_n|^2} \cdot e^{-2jk_i|\vec{r}_i-\vec{\rho}_n|} \cdot e^{2jk_i|\vec{r}-\vec{\rho}_n|} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Durch die Produktbildung ist die Funktion  $\dot{A}(x,y,z)$  zur Rekonstruktion aus drei Reflexionen proportional zu  $\gamma_i^3$ . Im linken unteren Diagramm in Abbildung 2.13 ist das Rekonstruktionsergebnis für eine Bandbreite von  $B = 2$  GHz unter Verwendung der Eingangsreflexionen dargestellt. Durch die Produktbildung entstehen größere Amplitudenunterschiede im gesamten Signal als bei

additiver Überlagerung. Es entsteht ein kreisförmiger Bogen in einer radialen Entfernung von 1 m aus dem Koordinatenursprung. Der Bogen entspricht der Hüllkurve, die in radialer Richtung abklingt. Durch die Potenzierung treten die Nebenmaxima der Hüllkurve in Form weiterer Kreisringe auf. Im Gegensatz zur additiven Überlagerung gibt es keine winkelabhängige Phasenauslöschung. An jedem Ort, an dem alle drei Impulsantworten signifikante Signalanteile aufweisen, erscheint eine große Signalamplitude. Durch die Trennung der Hüllkurven bei großen Winkeln  $\vartheta$  wird die Kreislinie schmaler. Das globale Maximum erscheint am Zielaufpunkt, durch die fehlende Phasenauslöschung verbreitert sich die Hauptkeule jedoch stark, die  $-3$  dB-Linie erstreckt sich über den gesamten Winkelbereich. Im unteren mittleren Diagramm aus Abbildung 2.13 ist das Ergebnis der Rekonstruktion unter Berücksichtigung der Transmissionen dargestellt. Gleichung 2.32 wird dafür erneut um die beiden Transmissionen zwischen der mittleren und den beiden äußeren Antennen erweitert, so dass insgesamt 5 Terme multipliziert werden müssen, wodurch der Ausdruck proportional zu  $\gamma_i^5$  ist. Dies hat zur Folge, dass der Kreisbogen  $r = 1$  m durch die maximale Pulsamplitude der Einzelantennen stark dominiert und die Nebenmaxima stärker gedämpft werden. Es ist nur noch ein Kreisbogen sichtbar, der durch die gegenseitige Verschiebung der Hüllkurven zu größeren Winkeln dünner wird. Da bei der Rekonstruktion  $\hat{A}$  aufgrund der Produktbildung nur die Amplitude der Hüllkurve und nicht ihre Phase in das Ergebnis eingeht, ist das Verfahren stark verwandt zur Trilateration. Hierbei werden die einzelnen Laufzeiten zwischen dem Ziel und den Antennen bestimmt und als Kreislinie mit dem Mittelpunkt der Antennen angetragen, wodurch sich als Schnittpunkt die Lage der Zielposition ergibt. Das Zusammentreffen aller Schnittpunkt wird hier durch die Produktbildung als hoher Amplitudenwert sichtbar. Eine genauere Ausführung hierzu kann aus [22] entnommen werden, in dem auch die Mehrzielfähigkeit bei extrem weiten Interelementabständen und damit verbundener, starker Dekorrelation der Hüllkurven untersucht wurde. Im unteren rechten Diagramm in Abbildung 2.13 ist exemplarisch dargestellt, wie sich eine Veränderung der Bandbreite auf  $B = 12.5$  GHz in Bezug auf die Rekonstruktion mit drei Reflexionsinformationen auswirkt. Hierbei tritt die wahre Zielposition deutlich hervor. Durch die hohe Bandbreite tritt ein „Auseinanderlaufen“ der Hüllkurven zu größeren Winkeln  $\vartheta$  schneller auf als bei  $B = 2$  GHz, wodurch der Schnittpunkt der Kreise schärfer betont wird.

In diesem Abschnitt wurden zwei Rekonstruktionsverfahren erläutert, die eine Rekonstruktion von Punktstreuern im Nahfeld einer Gruppenantenne mit isotropen Einzelstrahlern ermöglichen. Solange sich die Reflektoren im Fern-

feld der Einzelstrahler befinden, erfolgt eine korrekte Rekonstruktion. Allerdings können die Einzelantennen der Antennengruppe eine beliebige Position im Raum einnehmen. Im Fall der additiven Überlagerung bei der Funktion  $A$  ermöglicht die Berücksichtigung von Phasenauslöschungen ein ausgeprägtes Maximum der Amplitude am Raumpunkt des Ziels, welches proportional zur Reflektivität  $\gamma_l$  ist. Bei der gewählten Beispielkonfiguration entstehen Nebenmaxima aufgrund der Periodizität der Phasen der Einzelantennen. Im Fall der multiplikativen Überlagerung gemäß  $\hat{A}$  werden nur die Amplituden der Hüllkurven für die Bildgebung verwendet. Für die hier untersuchten, schmalbandigen Gruppenantennen ergeben sich bezüglich des Winkels breite Verläufe der Funktion, die deutlichen Maxima und Minima wie bei additiver Überlagerung entstehen nicht. Analog zur Berechnung der Intensitätsverteilungen im Frequenzbereich kann auch eine Beschreibung im Zeitbereich gemäß [23] erfolgen. Die im nächsten Abschnitt vorgestellten Fernfeldverfahren setzen voraus, dass sich die Reflektoren im Fernfeld der gesamten Antennengruppe befinden müssen. Für die Anordnung der Strahler der Gruppenantenne aus Abschnitt 3.1 kann angenommen werden, dass sich die Reflektoren ab etwa  $r = 50$  cm im Fernfeld befinden, so dass diese Verfahren in der Regel für Füllstandsmessungen anwendbar sind. Im Gegensatz zu den Nahfeldverfahren können durch die Trennung zwischen Entfernungs- und Winkelschätzung mathematische Vereinfachungen getroffen werden, die sich vorteilhaft auf die Rechenzeit der Rekonstruktion auswirken.

### 2.2.2. Verfahren im Fernfeld

Die Rekonstruktion von Punktstreuern mittels der hier vorgestellten Fernfeldalgorithmen basiert auf Ansätzen aus dem Bereich des „Direction Finding“, wie sie in [24] ausgiebig behandelt werden. Meist wird dabei von passiven Systemen ausgegangen, die die Winkelrichtungen bestimmen sollen, aus denen hochfrequente Strahlung als ebene Welle auf die Antenne einfällt. Hier werden oft schmalbandige Gruppenantennen verwendet, die eine Winkelunterscheidung durch den Phasenversatz der Empfangssignale ermöglichen. Bei der Winkelbestimmung mehrerer Fernfeldquellen müssen die einzelnen Einfallsrichtungen aus den Empfangssignalen getrennt werden. Handelt es sich um diskrete Ziele in einer Ebene, die entlang des Winkels  $\vartheta$  angeordnet sind, so kann diese Zielverteilung zum Beispiel als Signal bezüglich der in Abschnitt 2.1.3 eingeführten Ortsfrequenz  $k_y$  dargestellt werden. In Abbildung ist der Betrag des Amplitudenspektrums  $|A(k_y)|$  der Zielverteilung für zwei Punktziele

bei  $\vartheta = 0^\circ$  mit der normierten Amplitude  $|a_1| = 1$  und  $\vartheta = 10^\circ$  mit der Amplitude  $|a_2| = 0.5$  dargestellt. Bei einer monofrequenten Messung des Empfangs-

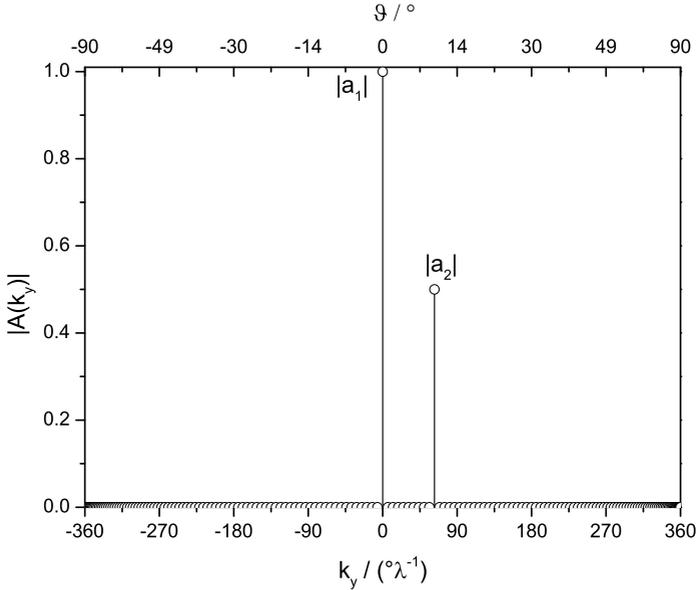


Abbildung 2.14. Betrag des Ortsspektrums  $|A(k_y)|$  einer Anordnung aus zwei Punktquellen mit den Amplituden  $a_1$  und  $a_2$ .

signals mit einem hertzischen Dipol wird dieses Ortsspektrum bestehend aus zwei diskreten Stützstellen mit dem Amplituden- und Phasenverlauf gemäß Abbildung 2.6 abgetastet. Bei Verwendung mehrerer Elementarstrahler zum Empfang wird das Ortsspektrum mit mehreren Funktionen abgetastet. Ziel ist die Rekonstruktion der Funktion  $|A(k_y)|$  aus den gemessenen Signalen. Das Grundproblem wird auch als Schätzung des Ortsspektrums bezeichnet. Einige Verfahren sind in [25] zusammengefasst, eine anschauliche Erläuterung des Problems ist in [26] dargestellt. Da es sich bei der Anwendung der passiven Winkelschätzung oft um unkorrelierte Fernfeldquellen<sup>2</sup> handelt, werden mehrere, zeitlich versetzte Messungen, so genannte „Snapshots“ durchgeführt. Die

<sup>2</sup>Die Quellsignale sind modulierte Hochfrequenzsignale von verschiedenen Sendestationen, die in der Regel keine Korrelation aufweisen.

Dekorrelation der Quellen über die Zeit ermöglicht einen weiteren Freiheitsgrad, der Winkelauflösungen weit unterhalb der Rayleigh-Grenze ermöglicht. Bei einer Radarmessung entsprechen die Quellen im Fernfeld den Reflektoren, die durch Sendeantenne angeregt werden. Bei angenommener Stationarität der Position der Reflektoren sind die Amplituden- und Phasenbezüge der von den Quellen abgestrahlten Signale bei jeder Messung identisch. Dies entspricht in der passiven Richtungsschätzung dem Fall kohärenter Quellen, wie sie durch Mehrfachreflexionen des Quellsignals an Hindernissen und dem damit verbundenen Mehrfachempfang des Signals aus unterschiedlichen Raumrichtungen auftreten. Die Maximum-Likelihood-Methode nach [27] wird für den Fall kohärenter Quellen nach [28] als bevorzugte Methode gegenüber bekannten Verfahren wie „MUSIC“ oder „Minimum-Norm“ angewendet und soll hier als Verfahren zur Richtungsschätzung untersucht werden. Nach den Erfahrungen des Autors und [27] eignen sich die erwähnten Methoden nicht bei der Richtungsschätzung kohärenter Quellen. Da es sich bei der Implementierung des ML-Verfahren um ein schmalbandiges Verfahren handelt, wird es für jeden Entfernungssample der Impulsantworten getrennt durchgeführt. Für die in dieser Arbeit untersuchten Gruppenantenne wurde bereits im letzten Abschnitt gezeigt, dass die Dekorrelation der Hüllkurven bei der Nahfeldrekonstruktion nur gering ist. Dies gilt ebenfalls für die untersuchte Multimodeantenne, dessen einzelne abgestrahlten Moden idealerweise ein Phasenzentrum im Koordinatenursprung aufweisen. Das Verfahren ermöglicht die Detektion mehrerer Ziele pro Entfernungssample. Dafür muss allerdings die Anzahl der Ziele bekannt sein. Hierfür ist eine Schätzung der Ordnung des Problems notwendig, wie sie zum Beispiel beim Prony-Verfahren nach [29] mathematisch geschätzt wird oder nach [30] einfach fest angenommen wird. Für den Fall eines einzelnen Punktziels entspricht das Verfahren bei isotropen Einzelstrahlern dem Delay-And-Sum Beamforming wie im weiteren Verlauf des Abschnitts gezeigt wird. Für die Multimodeantenne entspricht die Methode der Maximierung der Empfangsleistung durch die Verwendung eines passiven Kopplers mit einstellbaren Amplitudengewichten. Der kombinierte Fall von Amplitude und Phase entspricht dem Koppler mit zusätzlich einstellbarer Phase der Gewichte und korrespondiert damit zu dem Ansatz, der bereits in Abschnitt 2.1.2 im Blockschaltbild 2.3 für die Herleitung des effektiven Gewinns einer MIMO-Antenne verwendet wurde. Dies führt letztlich auf die mathematische Darstellung des ML-Beamformings eines Einzelziels als Projektion des Signalvektors auf einen Steuervektor, wie sie in Abschnitt 4 für die Zielrekonstruktion verwendet wird. Dieses Verfahren erreicht die Cramer-Rao-Untergrenze der Genauigkeit der

Winkelschätzung, wie sie in Abschnitt 4.1.3 untersucht wird.

Die Herleitung des ML-Verfahrens für die Radarmessung lehnt sich an das in [27] verwendete Signalmodell für die passive Richtungsfindung an, das für den Fall der aktiven Radarmessung erweitert wird. Bei der MIMO-Messung werden mehrere Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp, nm}(r)$  für Sendeantennen mit Index  $m$  und Empfangsantennen mit Index  $n$  bestimmt. Um auch nicht isotrope Antennen zu untersuchen, wird die Impulsantwort nach 2.25 durch die räumliche Verschiebung der Einzelantenne aus dem Ursprung ergebende Phasenterm und die sich durch die Funktion der Strombelegung der Antenne ergebende, winkelabhängige bidirektionale Amplitudencharakteristik  $c_{amp}^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  in der Zeitbereichscharakteristik  $c^2(r - r_t, \vartheta, \varphi)$  zusammengefasst. Für eine Polarisation ergibt sich für die Impulsantwort einer Reflexionsmessung mit Antenne 1 und einem Ziel der Reflektivität  $\gamma_t$  am Ort  $(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  der Ausdruck gemäß Gleichung 2.33.

$$\tilde{h}_{tp, 11}(r) = \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} \text{Si} \left( \frac{2\pi B}{c_0} (r - r_t) \right) \gamma_t \cdot \overbrace{\left( c_{amp, 1}^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) e^{2jk_c \vec{u}_r \vec{\rho}_1} \right)}^{c_1^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)} \quad (2.33)$$

Eine entsprechende Messung zwischen der Sendeantenne  $m$  und Empfangsantenne  $n$  ergibt den Ausdruck gemäß Gleichung 2.34.

$$\tilde{h}_{tp, nm}(r) = \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} \text{Si} \left( \frac{2\pi B}{c_0} (r - r_t) \right) \gamma_t \cdot \underbrace{\left( c_{amp, n}(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) e^{jk_c \vec{u}_r \vec{\rho}_n} \right)}_{c_n(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)} \underbrace{\left( c_{amp, m}(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \cdot e^{jk_c \vec{u}_r \vec{\rho}_m} \right)}_{c_m(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)} \quad (2.34)$$

Alle gemessenen Impulsantworten werden in dem Vektor  $\vec{h}_{tp}(r)$  zusammengefasst werden. Für jeden Entfernungssample der diskret vorliegenden Impulsantworten wird das Verfahren der Winkelschätzung nun getrennt angewendet. Für das Ziel an der Stelle  $r = r_t$  enthält der Vektor bei Verwendung von  $M$  Sende- und  $N$  Empfangsantennen maximal  $N \cdot M$  komplexe Einträge gemäß Gleichung

2.35.

$$\vec{h}_{tp}(r_t) = \begin{pmatrix} \tilde{h}_{tp,11}(r_t) \\ \tilde{h}_{tp,21}(r_t) \\ \vdots \\ \tilde{h}_{tp,NM}(r_t) \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

$$= \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi} \sqrt{M}} \cdot \begin{pmatrix} c_1^2(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \\ c_2(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) c_1(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \\ \vdots \\ c_N(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) c_M(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \end{pmatrix} \cdot (\gamma_t)$$

Die vektorielle Darstellung entspricht der in der Richtungsfindung üblichen Darstellung. Der Vektor der Empfangssignale wird hier durch die Impulsantworten  $\vec{h}_{tp}(r)$  ersetzt, das Quellsignal entspricht der Reflexionsamplitude  $\gamma_t$  und der Steuervektor wird durch den Vektor mit den bidirektionalen Zeitbereichscharakteristiken  $c_n(r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \cdot c_m(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  gebildet. Bei einer rauschbehafteten Messung wird zusätzlich ein Vektor  $\vec{n}_{tp}$  addiert, der das für jede Messstelle unabhängige, mittelwertfreie gaussische Rauschen mit der Varianz  $\sigma^2$  modelliert. Im Fall mehrerer Ziele in der Entfernungszelle werden mehrere Steuervektoren zu einer Matrix erweitert, außerdem wird der Reflektivitätsvektor um die Anzahl an Einträgen entsprechend der Zielanzahl erweitert. Es ergibt sich dann für den rauschbehafteten Vektor  $\vec{x}$  der Impulsantworten der Ausdruck gemäß Gleichung 2.36, wenn weiterhin alle konstanten Terme als  $K$  zusammengefasst werden.

$$\vec{x} = \mathbf{A}\vec{s} + \vec{n}_{tp} \quad (2.36)$$

Dieser Ausdruck entspricht dem Fall einer Einzelmessung gemäß [27]. Die Maximum-Likelihood-Lösung ergibt sich durch Lösung des Maximierungsproblem in Gleichung 2.37.

$$f(\vec{x}) = \frac{1}{\det(\sigma^2 \mathbf{I})} \cdot e^{-\frac{1}{\sigma^2} \|\vec{x} - \mathbf{A}\vec{s}\|^2} \quad (2.37)$$

Wenn die Zeitbereichscharakteristiken über eine Kalibrierung oder Simulation der Antennen bekannt sind, müsste nun das Maximierungsproblem für die erwartete Anzahl von Zielen gelöst werden, in dem alle Varianten der Steuervektoren und der Reflexionsamplituden berechnet werden und das globale Maximum bestimmt wird. Durch eine Vereinfachung kann die Optimierung hinsichtlich der Reflexionsamplituden beseitigt werden, so dass nur hinsichtlich

der Kombinationen an Einfallswinkeln optimiert werden muss. Diese Optimierung erfolgt durch Maximierung des Ausdrucks in Gleichung 2.38 bezüglich der Projektionsmatrix  $\mathbf{P}_A$ .

$$L = |\mathbf{P}_A \cdot \vec{x}|^2 \quad (2.38)$$

Die Projektionsmatrix  $\mathbf{P}_A$  berechnet sich gemäß Gleichung 2.39.

$$\mathbf{P}_A = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (2.39)$$

Statt für alle Kombinationen an Steuervektoren die Projektion auszuführen, wird in [27] ein iteratives Verfahren vorgeschlagen, das mit einem vorgegebenen Satz an Steuervektoren die erste Projektion durchführt und dann iterativ die einzelnen Steuervektoren verändert und nach einigen Schritten das Maximum der Funktion  $L$  erreicht. Um einen Eindruck zu gewinnen, welche Gestalt die Funktion  $L$  für eine Gruppenantenne wie die in Abschnitt 3.1 beschrieben einnimmt, wird ein Szenario aus drei isotropen Einzelstrahlern mit einem Abstand von  $\lambda_c$  betrachtet, die entlang einer Achse angeordnet sind und so eine Rekonstruktion in einer Ebene ermöglichen. Diese Anordnung entspricht näherungsweise dem Interelementabstand der Gruppenantenne für ein Schwenkung in der  $0^\circ$ -Ebene. In einem gleichen Abstand  $r_t$  werden zwei Reflektoren mit gleicher Reflektivität an den Winkeln  $\vartheta_1$  und  $\vartheta_2$  platziert. In Abbildung 2.15 ist die Funktion  $L(\vartheta_1, \vartheta_2)$  für alle Kombinationen an Steuervektoren in Schritten von  $\Delta\vartheta = 1^\circ$  für den rauschfreien Fall zweier Zielkonfigurationen ( $\vartheta_1 = 0^\circ, \vartheta_2 = 10^\circ$ ) und ( $\vartheta_1 = 0^\circ, \vartheta_2 = 4^\circ$ ) und für zwei MIMO-Messungen mit und ohne Transmissionsmessungen dargestellt. Auf den ersten Blick ist erkennbar, dass die Funktion für alle Konfigurationen kein ausgeprägtes globales Maximum aufweist. Dies wird durch die Mehrdeutigkeit der Messungen aufgrund der Gitterkeulen hervorgerufen. Weiterhin ist eine Symmetrie bezüglich der Winkelhalbierenden zu beobachten. Da die Zuordnung der Ziele  $\vartheta_1$  und  $\vartheta_2$  beliebig erfolgen kann, ergibt sich eine symmetrische Lösung, in der die Reihenfolge der Steuervektoren in der Steuervektormatrix vertauscht werden. Es ist daher ausreichend, eine der Flächen links oder rechts der Winkelhalbierenden auszuwerten. Zunächst wird das linke obere Diagramm betrachtet. Die Ziele befinden sich bei  $\vartheta_1 = 0^\circ$  und  $\vartheta_2 = 10^\circ$ . Ohne Herleitung entspricht die Lage der durch die Gitterkeulen hervorgerufenen Scheinziele eines Ziels bei  $\vartheta_k$  dem Ausdruck in Gleichung 2.40, der eine Erweiterung von Gleichung 2.28 für beliebige Zielpositionen  $\vartheta_k$  darstellt.

$$\vartheta_{g, \vartheta_k} = \arcsin\left(\frac{n\lambda_c}{d_{ant}} + \sin(\vartheta_k)\right) \quad n \in \mathbb{Z}^* \quad (2.40)$$

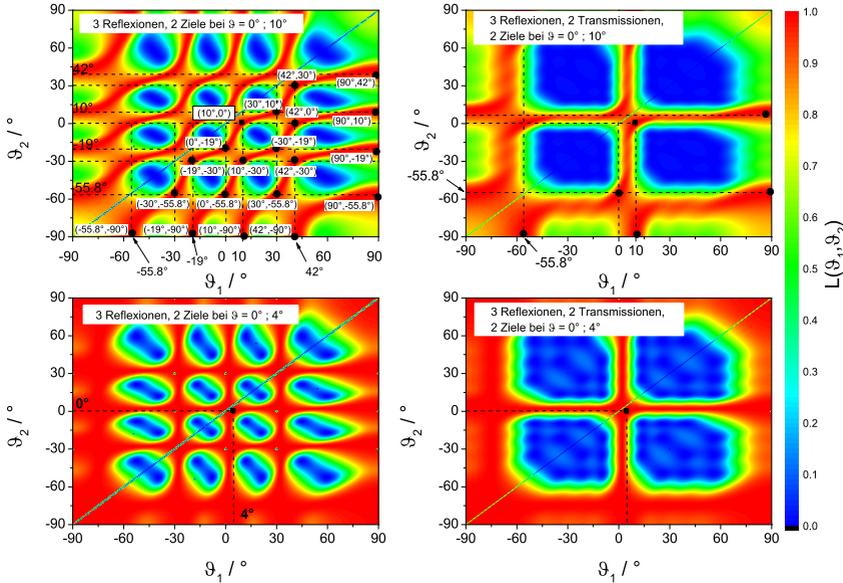


Abbildung 2.15. Funktion  $L(\vartheta_1, \vartheta_2)$  für eine Radarmessung mit drei isotropen Strahlern und zwei Punktzielen in der Ebene mit (links) und ohne (rechts) Transmission für unterschiedliche Zielwinkel (oben und unten).

Bei der Reflexionsmessung ergeben sich für  $\vartheta_1 = 0^\circ$  Scheinziele bei  $\vartheta_{g1} = -90^\circ; -30^\circ; 30^\circ; 90^\circ$ . Für das zweite Ziel ergeben sich die Winkelpositionen der Scheinziele zu  $\vartheta_{g2} = -55.8^\circ; -19^\circ; 10^\circ; 42^\circ$ . Für alle Kombinationen aus  $\vartheta_{g1}$  und  $\vartheta_{g2}$  ergibt sich bei der Rekonstruktion der gleiche Wert für die Funktion  $L(\vartheta_1, \vartheta_2)$ . Im Diagramm sind die entsprechenden Stellen mit runden Markern hervorgehoben. Durch Hinzunahme der Transmissionen kann der Interelementabstand gemäß der Anschauung der virtuellen Antennen halbiert werden. Die Scheinziele befinden sich nun bei  $\vartheta_{g1} = -90^\circ; 90^\circ$  und  $\vartheta_{g2} = -55.8^\circ$ . In diesem Fall, der dem rechten oberen Diagramm in Abbildung 2.15 entspricht, ist die Anzahl der lokalen Maxima bereits geringer. Hier ist nun ein weiterer Effekt sichtbar. Falls einer der beiden Steuervektoren zu einem der Ziele korrespondiert, so ändert sich der Funktionswert für  $L(\vartheta_1, \vartheta_2)$  mit Variation des zweiten Steuervektors kaum, was durch die senkrechten und waagerechten Li-

nien deutlich wird. Dies ist immer dann der Fall, wenn der Winkelunterschied der Ziele unterhalb der Rayleigh-Auflösung liegt, so dass die Wahrscheinlichkeit, dass das Messsignal nur durch eine Quelle entstanden ist, steigt. Noch deutlicher ist der Effekt an den unteren Diagrammen in Abbildung 2.15 erkennbar. Hier ist der Zielabstand mit  $4^\circ$  sehr gering und führt zu einer ausgeprägten Gitterform der Funktion. Anhand des Beispiels lässt sich die Aussage treffen, dass das ML-Verfahren in der Lage ist, mehrere Ziele in einer Entfernungszelle aufzulösen. Eine eindeutige Winkelzuordnung wird allerdings durch Gitterkeulen und die Ähnlichkeit der Impulsantworten für Ziele mit nur geringem Winkelversatz erschwert. Der Einfluss von Rauschen und auf Nichtidealitäten bei der Bestimmung der Steuervektoren wird hier nicht untersucht. Für die Rekonstruktion von Einzelzielen hat sich allerdings in Abschnitt 4.2.2 gezeigt, dass das Verfahren die Cramer-Rao-Grenze auch praktisch erreicht. Für die Rekonstruktion eines Einzelziels kann Gleichung 2.38 nach [31] zu Gleichung 2.41 vereinfacht werden, wobei in dieser Darstellung die Steuervektoren auf die Länge  $|\vec{a}| = 1$  normiert sind.

$$L = |\vec{a}^H \cdot \vec{x}|^2 \tag{2.41}$$

Die Funktion  $L$  kann wieder über die Berechnungen aller Projektionen mit allen Steuervektoren  $\vec{a}$  berechnet werden. Die Schreibweise ermöglicht eine Interpretation des ML-Algorithmus in Form eines Kopplers, der die Leistung am Ausgang maximiert. Dies wird anhand des Szenarios in Abbildung 2.16 erläutert. In dem dargestellten Szenario handelt es sich um den Empfang ei-

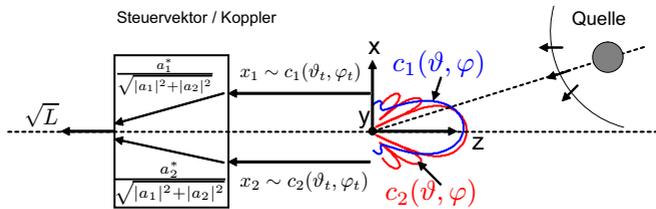


Abbildung 2.16. Interpretation des ML-Verfahrens als Koppler zur Maximierung der Ausgangsleistung

nes von einer Quelle ausgestrahlten Signals, welches über die Charakteristiken  $c_1(\vartheta_t, \varphi_t)$  und  $c_2(\vartheta_t, \varphi_t)$  als Signal  $x_1$  und  $x_2$  empfangen wird. Für den reinen Empfangsfall entsprechen die Elemente der Steuervektoren den Richtcharakteristiken der Einzelantennen, im Fall der aktiven Radarmessung sind stattdessen

die bidirektionalen Richtcharakteristiken zu verwenden. Für die Funktion  $L$  ergibt sich bei Projektion des für die Winkelrichtung passenden Steuervektor der Ausdruck gemäß Gleichung 2.42

$$L = \left| \underbrace{\begin{pmatrix} a_1^* & a_2^* \end{pmatrix}}_{\vec{a}^H} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \right|^2 \quad (2.42)$$

Durch die Proportionalität der Signale  $x_1$  und  $x_2$  zu den Richtcharakteristiken in Zielrichtung und damit auch zu den Elementen  $a_1$  und  $a_2$  des zur Winkelrichtung passenden Steuervektors, ergibt sich der Ausdruck in Gleichung 2.43.

$$L \sim \left| \frac{(|a_1|^2 + |a_2|^2)}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}} \right|^2 = |a_1|^2 + |a_2|^2 \sim |x_1|^2 + |x_2|^2 \quad (2.43)$$

In dieser Darstellung wird deutlich, dass das Produkt des normierten Steuervektors mit dem Signalvektor  $\vec{x}$  als passiver Koppler betrachtet werden kann, dessen Koppelkoeffizienten durch die Wahl des Steuervektors einstellbar sind. Die Ausgangsleistung des Kopplers ist dann maximal, wenn die Einzelsignale durch die konjugiert komplexe Phase der Koppelkoeffizienten gleichphasig aufaddiert werden und wenn der Betrag der Koppelkoeffizienten proportional zu dem Betrag der Eingangssignale ist. Die Eigenschaft der Phasenverschiebung entspricht bei MIMO-Systemen mit räumlich versetzten Antennen der Steuerung der Hauptstrahlrichtung nach der Theorie der Gruppenantennen. Eine bisher noch nicht erläuterte Eigenschaft des Kopplers ist die Möglichkeit, eine Maximierung der Leistung auf Grundlage von MIMO-Messungen mit unterschiedlichen Amplitudenverläufen der Richtcharakteristiken durchzuführen, wie sie für eine Rekonstruktion mit der Multimodeantenne notwendig ist. Entsprechend der Phasenverschiebung bei einer Gruppenantenne und der damit verbundenen Strahlschwenkung kann durch Gewichtung der Signale mit ihrer Amplitude eine Strahlschwenkung durchgeführt werden.

Durch die Passivität des Kopplers kann weiterhin eine Definition der effektiven Gewinne einer MIMO-Messung für verschiedene Schwenkrichtungen angegeben werden. Ausgehend von einer MIMO-Messung von  $K$  Impulsantworten aus Reflexionsmessungen gemäß Gleichung 2.23 in einem Szenario eines Punktstreuers an der Stelle  $(\vartheta_t, \varphi_t)$  ergibt sich für eine Schwenkrichtung  $(\vartheta_s, \varphi_s)$  nach Addition der Signale gemäß des passiven Kopplers die resultie-

rende Impulsantwort  $\tilde{h}_{1p,MIMO}$  gemäß Gleichung 2.44.

$$\tilde{h}_{1p,MIMO}(r, \vartheta_s, \varphi_s, \vartheta_t, \varphi_t) = \dots \quad (2.44)$$

$$\frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \gamma_t \cdot \frac{\sum_{k=1}^K c_k^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t) \cdot (c_k^2(0, \vartheta_s, \varphi_s))^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^K |c_k^2(r - r_t, \vartheta_s, \varphi_s)|^2}}$$

Der Wert  $M$  entspricht dabei der Anzahl der Sendevorgänge, es wird davon ausgegangen, dass die Leistung gleichmäßig auf alle Sendevorgänge verteilt wird. Der effektive Gewinn als Funktion des Ortes  $(r, \vartheta, \varphi)$  ergibt sich nun gemäß Gleichung 2.45.

$$g_{eff,res}(r, \vartheta, \varphi) = \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \frac{\sum_{k=1}^K c_k^2(r, \vartheta, \varphi) \cdot (c_k^2(r, \vartheta_s, \varphi_s))^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^K |c_k^2(r, \vartheta_s, \varphi_s)|^2}} \right| \quad (2.45)$$

Für den Fall  $(\vartheta = \vartheta_s, \varphi = \varphi_s)$  ergibt sich für jeden Schwenkwinkel  $(\vartheta_s, \varphi_s)$  ein Maximum des Gewinns. Analog zu den Nahfeldverfahren kann eine Funktion  $A(r, \vartheta, \varphi)$  über die Projektion aller Steuervektoren im interessierenden Winkelintervall für jedes Entfernungssample erhalten werden. Dieses Vorgehen wird in den weiteren Untersuchungen angewendet, da in den Szenarien nur ein Ziel pro Entfernungszelle auftritt.

In diesem Abschnitt wurde ein Rekonstruktionsverfahren im Fernfeld vorgestellt, welches sich für den Fall der aktiven Radarmessung bei kohärenten Quellen eignet. Das Verfahren ist für mehrere Ziele in einer konstanten radialen Entfernung rechenintensiv, für ein Einzelziel ist für jeden Raumpunkt eine Projektion eines Steuervektors auf einen Signalvektor durchzuführen. Das Verfahren hat den Vorteil, dass es die Cramer-Rao-Grenze der Winkelschätzung erreicht. Neben der Ausnutzung der Phaseninformation werden die Amplitudencharakteristiken der Antennen für die Rekonstruktion verwendet. Da die Antennen in der Regel nicht isotrop abstrahlen oder wie bei der Multimodeantenne theoretisch keine Abhängigkeit der Phasencharakteristik vom Raumwinkel aufweisen, ist es sinnvoll, die Rekonstruktion entsprechend der vorgestellten Methode durchzuführen. Bisher wurden Punktstreuer als Ziele verwendet, die eine konstante Reflektivität über die Frequenz aufweisen und dessen Position direkt mit dessen Phasenzentrum übereinstimmt. In der Regel weichen die Rückstreuereigenschaften von diesem idealen Verhalten ab, daher wird im nächsten Abschnitt eine Behandlung der verschiedenen Reflektortypen im Tank vorgenommen und ihre Eigenschaften erläutert.

## 2.3. Streukörper in Tankumgebungen

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Eigenschaften der Abbildung von Punktstreuern behandelt. Dabei wurden vor allem die Eigenschaften der Antennen und der Möglichkeiten zur Rekonstruktion verdeutlicht. Ein weiterer wichtiger Teilbereich einer Radarmessung in einem Tank entsteht durch die Eigenschaften der Rückstreuung der Objekte im Tank, wie am Anfang des Kapitels in Abbildung 2.1 verdeutlicht wurde. Auf Grundlage der Erkenntnisse aus den vorangegangenen Abschnitten hinsichtlich Entfernung- und Winkelauflösung von bildgebenden Radarsystemen kann nun das Rückstreuverhalten von Reflektoren in einem Tank untersucht werden. Im folgenden Abschnitt 2.3.1 wird zunächst die Definition der die Rückstreuung beschreibenden Größen angegeben. Anschließend werden die unterschiedlichen Reflektortypen in einem Tank klassifiziert und ihre Eigenschaften diskutiert. Da es sich bei der Medien-grenzschicht in der Regel um einen elektrisch großen Reflektor im Nahfeld handelt, wird in Abschnitt 2.3.2 das Verhalten dieser Reflektorklasse anhand einer metallischen Kreisscheibe untersucht.

### 2.3.1. Definition von Reflektortypen

Die Rückstreuung einer elektromagnetischen Welle an einem Streukörper wird allgemein über den Radarrückstreuquerschnitt  $\sigma$  in der Flächeneinheit  $\text{m}^2$  beschrieben. Die Fläche  $\sigma$  entspricht einer äquivalenten Fläche eines Referenzstreu-körpers, mit der dieser die Leistungsdichte  $S_e$  ( $\text{W}/\text{m}^2$ ) einer aus einer Winkelrichtung einfallenden, ebenen Welle mit der Leistungsdichte  $S_s$  entnimmt und isotrop in den Raum zurückstret. In einer Entfernung  $r$  erscheint dann eine Leistungsdichte  $S_e$  der rückgestreuten Welle. Die Definition ist in Gleichung 2.46 zusammengefasst.

$$\sigma = \frac{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot S_e}{S_s} \quad (2.46)$$

Diese reine Leistungsbeschreibung berücksichtigt nicht die Phase der rückgestreuten Welle, so dass die Beschreibung erst vollständig über komplexe Reflexionsfaktoren  $\gamma$  erfolgt, wie sie bereits für den Punktstreu-er in Gleichung 2.2 als Rückstrematrix  $\Gamma_r$  eingeführt wurde, die für jede Polarisat-ion und deren Verkopplung einen Reflexionsfaktor enthält. Der Rückstreuquerschnitt kann über die Beziehung  $\sigma = |\gamma|^2$  für jeden Eintrag der Matrix berechnet werden. Der Reflexionsfaktor  $\gamma$  besitzt im Gegensatz zur leitungsgebundenen Reflexion die Einheit m. Der grundsätzliche Zusammenhang zwischen der elektrischen

Größe  $ka$  eines Reflektors und seinem Rückstreuquerschnitt wird anhand der monostatischen Reflexion einer metallischen Kugel mit Radius  $a$  gemäß Abbildung 2.17 veranschaulicht. Die Rückstreuung einer Kugel kann in drei Bereiche

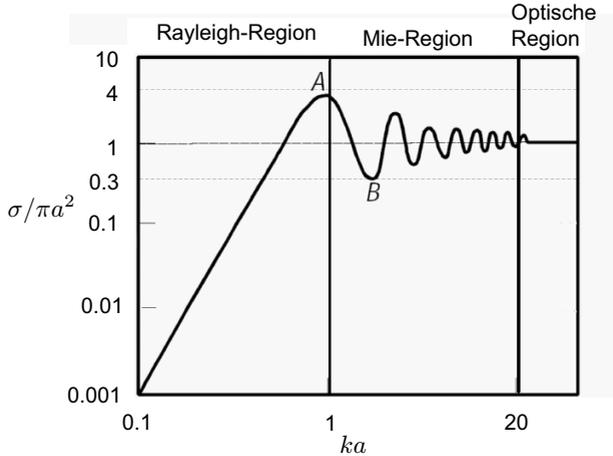


Abbildung 2.17. Unterschiedliche Bereiche der monostatischen Rückstreuung einer ideal leitfähigen Kugel mit dem Radius  $a$

che eingeteilt werden. Der optische Bereich beginnt bei  $\frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} > 20$ . In diesem Bereich entspricht der monostatische Rückstreuquerschnitt der Querschnittsfläche der Kugel gemäß Gleichung 2.47.

$$\sigma = \pi \cdot a^2 \quad (2.47)$$

Die Kugel reflektiert also im Fall monostatischer Rückstreuung die durch ihre Querschnittsfläche tretende Leistung wie der isotrope Referenzreflektor in den Raum zurück. Der bistatische Rückstreuquerschnitt  $\sigma(\vartheta, \vartheta_i)$  ist in Abbildung 2.18 für die Winkelrichtung  $\vartheta_i$  der einfallenden Welle dargestellt. Die Kugel weist einen Radius von  $a = 0.1$  m auf und wird bei  $f = 25$  GHz beleuchtet, es gilt  $\frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \approx 52$ . Die Kugel erfüllt in einem weiten Winkelbereich die Annahme der isotropen Rückstreuung. In Vorwärtsrichtung weist die Kugel ein ausgeprägtes Maximum der Streuung auf. In der Mie-Region  $0.4 < \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} < 20$  weist die Kugel Resonanzen auf und kann am Punkt A gemäß Abbildung 2.17 einen um den Faktor 4 größeren oder am Punkt B einen um den Faktor 0.3 geringeren Rückstreuquerschnitt als in der optischen Region aufweisen. Im Rayleigh-

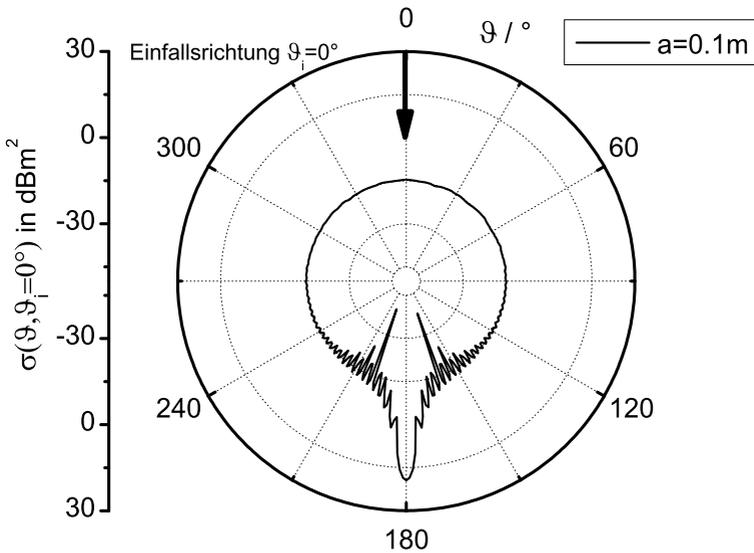


Abbildung 2.18. Bistatischer Rückstreuquerschnitt  $\sigma(\vartheta, \vartheta_i = 0^\circ)$  einer ideal leitfähigen Kugel bei  $f = 25 \text{ GHz}$  und  $a = 0.1 \text{ m}$

Bereich  $\frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} < 0.4$  ist die Kugel wesentlich kleiner als die Wellenlänge und weist einen wesentlich geringeren Rückstreuquerschnitt im Vergleich zur Querschnittsfläche auf. In Abbildung 2.19 ist der bistatische Rückstreuquerschnitt für eine Kugel mit dem Radius  $a = 0.6 \text{ mm}$  und  $\frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \approx 0.31$  dargestellt. Die Rückstreuung ist in einem weiten Winkelbereich näherungsweise isotrop. Im allgemeinen werden Reflektoren in die drei vorgestellten Regionen elektrischer Größe eingestuft. In Tabelle 2.1 sind für die hier verwendete Mittenfrequenz von  $f_c = 25 \text{ GHz}$  die Grenzen der Kugelradien für die unterschiedlichen Regionen zusammengefasst. Unter Berücksichtigung der Rückstreuregionen ergeben sich nun in einem Tank unterschiedliche Reflexionsumgebungen, die anhand von Abbildung 2.20 verdeutlicht werden. Die Abbildung zeigt einen Querschnitt eines Tanks mit einer Radarantenne in der Tankdecke. Innerhalb des Tanks befinden sich mehrere Reflektoren. Im Abstand  $h_l$  von der Antenne befindet sich die Mediengrenzschicht. Das Medium soll eine homogene Permittivität und Permeabilität aufweisen. Mit einem bildgebenden Radarsystem kann nun vereinfacht für die dargestellte Ebene die zweidimensionale Intensi-

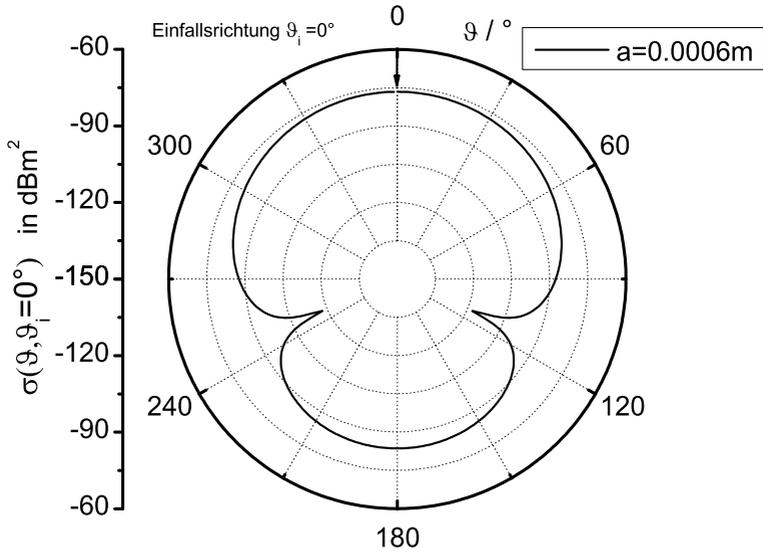


Abbildung 2.19. Bistatischer Rückstreuquerschnitt  $\sigma(\vartheta, \vartheta_i = 0^\circ)$  einer ideal leitfähigen Kugel bei  $f = 25$  GHz und  $a = 0.6$  mm

tätsverteilung der Rückstreuung  $A(r, \vartheta)$  mit den Verfahren aus den Abschnitten 2.2.1 und 2.2.2 rekonstruiert werden. Die Entfernungsauflösung beträgt bei einem idealen Punktstreuer für die Bandbreite  $B = 2$  GHz nach dem Abtasttheorem  $\Delta r = 7.5$  cm, die Winkelauflösung beträgt für eine ebene Antennenapertur nach Abschnitt 2.1.3 maximal  $\Delta \vartheta = 8^\circ$  in Hauptstrahlrichtung. Damit wird für die Rekonstruktion an einem Aufpunkt  $\vec{r}$  in der Ebene die Rückstreuung innerhalb eines Kreissegments betrachtet. Die Streubeiträge addieren sich innerhalb des Kreissegments zu der am Raumpunkt gemessenen Rückstreuintensität. Wird die Bildgebung im Fernfeld ab etwa  $r = 50$  cm bei einer kreisrun-

Tabelle 2.1. Grenzen der Kugelradien für die drei Rückstreuregionen bei Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz

	Rayleigh-Region	Mie-Region	Optische Region
a	$0 < a < 0.764$ mm	$0.764$ mm $< a < 3.8$ cm	$a > 3.8$ cm

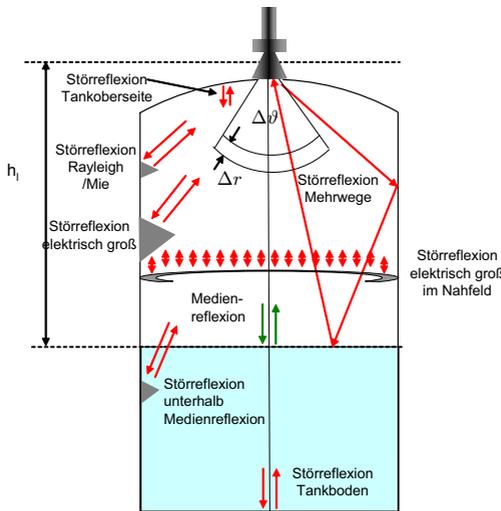


Abbildung 2.20. In einem Tank auftretende Rückstreuungseffekte

den Antennenapertur von  $d_{ap} = 50 \text{ mm}$  angenommen, so beträgt die Breite  $b$  des Kreissegments  $b = 2r \cdot \tan(\Delta\vartheta/2) \approx 7 \text{ cm}$ . Bei  $r = 10 \text{ m}$  beträgt  $b$  bereits  $1.4 \text{ m}$ . Es ist daher damit zu rechnen, dass sich in einer Auflösungszelle bereits mehrere Einzelreflektoren der Rayleigh- und Mie-Region aber auch aus der optischen Region befinden. Dies kann zu stark frequenzabhängiger Rückstreuung führen. Ein weiteres Beispiel für einen Reflektor dieser Art ist in Abbildung 2.20 dargestellt, der sich als Kreisring über den Durchmesser des Tanks erstreckt. Wird als Beispiel angenommen, dass sich der Reflektor in einem Abstand von  $r = 10 \text{ m}$  befindet und sich kreisförmig an der zylindrischen Tankwand mit dem Durchmesser  $1.4 \text{ m}$  befindet, so liegt der Fernfeldabstand des Reflektors nach Gleichung 4.28 bei  $d_{min} \approx 327 \text{ m}$ , die Antenne befindet sich also bereits im Nahfeld des Reflektors. Für die Füllstandsmessung muss daher eine weitere Unterart von Reflektoren eingeführt werden, die elektrisch großen Nahfeldreflektoren. Zu dieser Klasse zählt auch die Mediengrenzschicht. Diese Klasse von Reflektoren darf nicht wie bisher als Rückstreuquerschnitt im Fernfeld betrachtet werden sondern muss gesondert definiert werden. Neben den monostatischen Rückstreuungen treten im Tank vor allem bei metallischen Wänden und Decken eine Vielzahl von Mehrfachreflexionen auf. Je nach Me-

Tabelle 2.2. Klassifizierung von Streueffekten in einem Tank

n Reflexionen	Rayleigh	Mie	El. groß	Nahfeld
1	Typ 1a	Typ 1b	Typ1c	Typ1c+
2	Typ 2ax	Typ 2bx	Typ2cx	Typ2c+x
3	Typ 3axy	Typ 3bxy	Typ 3cxy	Typ2c+xy

dium wird die Welle nach den Brechungsgesetzen (siehe [32] S.32) in das Medium gebrochen und kann dort wiederum an Streukörpern reflektieren. Ein weiterer Nahfeldreflektor wird durch den Tankboden gebildet. Die Vielzahl an Streueffekten wird gemäß Tabelle 2.2 in einzelne Kategorien eingeteilt werden. Die Rückstreuung wird nach Anzahl  $n$  der Reflexionen vor dem Empfang mit der Radarantenne und nach der Art des Streukörpers, an dem die Reflexion stattgefunden hat, kategorisiert. Eine einzelne Reflexion an einem Streukörper in der Rayleigh-Region wird als Typ 1a bezeichnet, die Rückstreuung an einem Reflektor in der Mie-Region als Typ 1b, danach folgen Typ 1c und 1c+ für elektrisch große Reflektoren im Fern- oder Nahfeld. Bei einer Mehrfachreflexion werden die Streukörperarten nach der Reihenfolge der Reflexionen hintereinander aufgereiht. Eine Mehrfachreflexion vom Medium über die Tankwand zurück in die Antenne, wie in Abbildung 2.20 dargestellt ist, kann als Typ 2c + c+ beschrieben werden, wenn die Tankwand ebenfalls als elektrisch großer Reflektor eingestuft wird. Die Nachbildung eines Reflexionsszenarios in einem Tank zur Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit wird in dieser Arbeit durch zwei metallische Tripelspiegel  $T1$  und  $T2$  gemäß Abbildung 4.31 nachgebildet. Beide Reflektoren sind elektrisch groß, so dass die Rückstreuung von Reflexionen vom Typ 1c und Typ2cc und höheren Ordnungen bestimmt wird. Die Nachbildung kann daher nur als Annäherung an das echte Verhalten im Tank angesehen werden, in dem bereits das Medium einer Typ 1c+ Reflexion entspricht und weitere Reflexionen an Nahfeldreflektoren zu erwarten sind. Um die bildgebenden Eigenschaften auch an einem Szenario mit eine Reflexion von Typ 1c+ zu untersuchen, wird eine Metallscheibe mit einem Radius von  $r_s = 100$  mm messtechnisch untersucht. Die Metallscheibe repräsentiert eine Medienreflexion an einem Medium mit sehr hoher Permittivität. Bei senkrechtem Welleneinfall aus dem Fernfeld ergibt sich für die Reflektivität  $\gamma = \gamma_{\vartheta\vartheta} = \gamma_{\varphi\varphi}$  der Scheibe der Ausdruck in Gleichung 2.48.

$$\gamma = -\frac{j2\sqrt{\pi}\pi r_s^2}{\lambda} \quad (2.48)$$

Das Ergebnis wurde mittels des Ansatzes der „Physikalischen Optik“ ([10], S. 50ff) berechnet und geht von ebenem Welleneinfall aus. Im Nahfeld muss jedoch die sphärische Ausbreitung der Welle von der Antenne berücksichtigt werden. Um die Gültigkeit der Nachbildung einer Mediengrenzschicht mittels Tripelspiegel zu verifizieren, wird im folgenden Abschnitt der Rückstreukoeffizient im Nahfeld untersucht.

### 2.3.2. Rückstreuverhalten von Nahfeldreflektoren

Im letzten Abschnitt wurden die unterschiedlichen Reflektorklassen eingeführt, die in einem Tank auftreten. Um das Verhalten eines Radarsystems in einem solchen Szenario möglichst realistisch nachzubilden, werden für die Mediengrenzschicht und für parasitäre Reflektoren an Einbauten in der Regel elektrisch große, metallische Reflektoren wie etwa Tripelspiegel verwendet. Tripelspiegel, Kugeln und Scheiben aus Metall verhalten sich bei senkrechtem Welleneinfall wenig dispersiv und können in guter Näherung als Punktziel verwendet werden. Da es sich jedoch sowohl bei der Mediengrenzschicht als auch bei parasitären Reflektoren durch die Ausdehnung der Auflösungszelle um elektrische Nahfeldreflektoren handelt, die eine Reflexion vom Typ  $1c+$  verursachen, soll in diesem Abschnitt stellvertretend für die Reflektorklasse der Nahfeldreflektoren die Reflektivität  $\gamma$  und der Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  einer metallischen Kreisscheibe untersucht werden. Im Fernfeld ergibt sich für die Reflektivität  $\gamma$  einer ideal leitfähigen Kreisscheibe mittels des Ansatzes der physikalischen Optik der Ausdruck in Gleichung 2.48 aus dem letzten Abschnitt. Die Reflektivität steigt mit der Frequenz linear an, die Phase ist konstant, so dass für die relativ schmalbandige Radarmessung das Verhalten näherungsweise dem eines Punktziels entspricht. Gemäß 2.6 wird die Wellenlänge  $\lambda$  im Zähler der Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega)$  durch die Frequenzabhängigkeit der Reflektivität kompensiert, so dass ohne Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit der Richtcharakteristiken sogar ein konstanter Amplitudengang erreicht werden kann. Der Rückstreuquerschnitt der Kreisscheibe ist in Gleichung 2.49 angegeben.

$$\sigma = |\gamma|^2 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \underbrace{(\pi r_s^2)}_{\text{Fläche } S} \quad (2.49)$$

Die Größe  $\sigma$  hängt von der Kreisfläche  $S$  und der Wellenlänge  $\lambda$  ab. Bei einem Nahfeldreflektor ist die Näherung eines ebenen Welleneinfalls auf die Oberfläche des Reflektors nicht mehr gewährleistet. Das Szenario einer Radarmessung einer Kreisscheibe im Nahfeld ist in Abbildung 2.21 dargestellt.

Die Radarantenne sendet bezüglich des Phasenzentrums auf der  $z$ -Achse eine

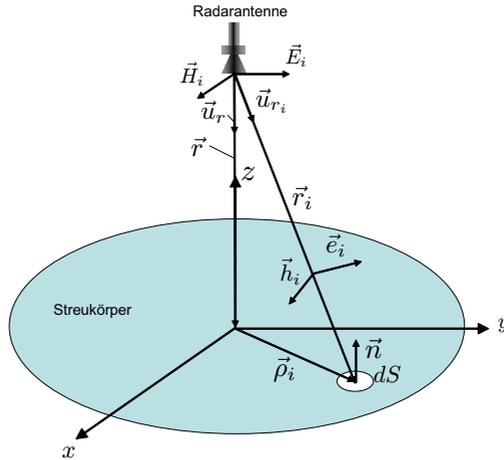


Abbildung 2.21. Szenario der Rückstreuung einer Kreisscheibe mit einer isotropen Radarantenne im Nahfeld

sphärische Welle auf den Streukörper. Im Gegensatz zur Fernfeldberechnung der Rückstreuung einer Kreisscheibe ist der Winkel zwischen der Normalen  $\vec{n}$  der Reflektoroberfläche und den Einheitsvektoren  $\vec{e}_i$  und  $\vec{h}_i$  der einfallenden elektrischen und magnetischen Felder für jedes Flächenelement  $dS$  mit dem Aufpunktvektor  $\rho_i$  unterschiedlich, weiterhin variiert die Amplitude der einfallenden Feldstärken durch den von  $\vec{\rho}_i$  abhängigen Vektor  $r_i$ . Bevor die Rückstreuung dieses Nahfeldreflektors berechnet werden kann, muss die Definition des Rückstreuquerschnitts aus Gleichung 2.46 für ebenen Welleneinfall für den sphärischen Welleneinfall und das empfangene Streufeld im Nahfeld angepasst werden. Die Definition in Gleichung 2.50 wurde von [33] übernommen.

$$\sigma = 4\pi r^2 \cdot \frac{|\vec{E}_s \times H_s^*|}{|\vec{E}_{iS} \times H_{iS}^*|} \quad (2.50)$$

Danach ist der Rückstreuquerschnitt über den Quotienten der Leistungsdichten des Streufeldes in der Antennenebene  $|\vec{E}_s \times H_s^*|$  und des einfallenden Feldes an der Streukörperoberfläche  $|\vec{E}_{iS} \times H_{iS}^*|$  definiert. Da die Größe abhängig vom Aufpunkt auf der Reflektoroberfläche und vom Einfallswinkel des Streufeldes

auf die Antenne ist, müssen weitere Annahmen getroffen werden. Zunächst wird davon ausgegangen, dass die von der Antenne abgestrahlte Welle ideal isotrop mit der Leistung  $P_s = |V_i|^2/Z_0$  abstrahlt. Die Spannung  $V_i$  entspricht einer Quellspannung, die über die sphärische Ausbreitung in eine Leistungsdichte  $|V_i|^2/(Z_0 r^2)$  übergeht. Wird weiter angenommen, dass die rückgestreute Welle in der Antennenebene des isotropen Strahlers näherungsweise eben ist, so kann der Rückstreuquerschnitt gemäß Gleichung 2.51 ausgedrückt werden.

$$\sigma \approx 4\pi r^4 \cdot \frac{|\vec{E}_s|^2}{|V_i|^2} = 4\pi r^4 \cdot Z_0 \frac{|\vec{H}_s|^2}{|V_i|^2} \quad (2.51)$$

Die Berechnung der Reflektivität  $\gamma$  erfolgt nach dem Verfahren der physikalischen Optik. Dabei wird zunächst die Strombelegung auf der Kreisscheibe durch die einfallende Welle berechnet. Durch die ideale Leitfähigkeit ergibt sich für die Oberflächenstromdichte  $\vec{J}$  auf der Kreisscheibe der Ausdruck in Gleichung 2.52 als Funktion des einfallenden Feldes  $\vec{H}_i$ .

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H} = 2\vec{n} \times \vec{H}_i \quad (2.52)$$

Die magnetische Feldstärke für die ungestörte Wellenausbreitung berechnet sich gemäß Gleichung 2.53.

$$\vec{H}_i = \frac{V_i}{Z_0} \cdot \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \cdot \vec{h}_i \quad (2.53)$$

Jedes Stromelement auf der Oberfläche des Streukörpers kann über die bereits aus Abschnitt 2.1.3 bekannte Gleichung 2.12 der Abstrahlung eines hertzischen Dipols berechnet werden. Dabei wird das Dipolmoment  $\vec{I}l$  durch die Stromdichte  $\vec{J}$  ersetzt und das Streufeld als Integral aller Quellen auf der Oberfläche  $S$  des Streukörpers ausgedrückt. Wird die elektrische Feldstärke gemäß  $\vec{H}(\vec{r}) = (\vec{n} \times \vec{E}(\vec{r}))/Z_0$  in die magnetische Feldstärke umgerechnet, ergibt sich der Ausdruck gemäß Gleichung 2.54.

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{j}{2 \cdot \lambda} \cdot \underbrace{\int \int_S (\vec{J}(\vec{\rho}_i) \times \vec{u}_{r_i})}_{\vec{J}(\vec{\rho}_i) \times \vec{u}_{r_i}} \cdot \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \cdot dS \quad (2.54)$$

Einsetzen von Gleichung 2.52 und 2.53 in 2.54 ergibt das Streufeld  $\vec{H}_s$  gemäß Gleichung 2.55. Der Ausdruck ist bis auf den Vorfaktor  $-1$  identisch mit Gleichung (6) in [33], was durch unterschiedliche Wahl des Richtungsvektors  $\vec{u}_r$

bedingt ist.

$$\vec{H}_s = \frac{j \cdot V_i}{\lambda \cdot Z_0} \cdot \underbrace{\int \int_S ((\vec{n} \times \vec{h}_i) \times \vec{u}_{r_i}) \cdot \frac{e^{-j2kr_i}}{r_i^2} \cdot dS}_{(2.55)}$$

Die Kreuzprodukte können gemäß Gleichung 2.56 vereinfacht werden.

$$(\vec{n} \times \vec{h}_i) \times \vec{u}_{r_i} = (\vec{n} \cdot \vec{u}_{r_i}) \cdot \vec{h}_i - \underbrace{(\vec{h}_i \cdot \vec{u}_{r_i}) \cdot \vec{n}}_{=0} \quad (2.56)$$

Durch die Orthogonalität von  $\vec{h}_i$  und  $\vec{u}_{r_i}$  wird das zweite Skalarprodukt auf der rechte Seite des Ausdrucks eliminiert. Mit Gleichung 2.2 für den Fall ohne Polarisationsverkopplung  $\gamma_{\vartheta\varphi} = 0$  ergibt sich der Reflexionskoeffizient  $\gamma$  mit durch Einsetzen von Gleichung 2.56 gemäß Gleichung 2.57.

$$\gamma = \frac{j2\sqrt{\pi}}{\lambda} \cdot e^{j2kr} \underbrace{\int \int_S (\vec{n} \cdot \vec{u}_{r_i}) \cdot \frac{r^2}{r_i^2} e^{-j2kr_i} \cdot dS}_{(2.57)}$$

Im Folgenden soll das Integral für die Kreisscheibe gelöst werden. Mit  $\vec{r} = (0, 0, r)$  und  $\vec{\rho} = (\rho \cdot \cos \varphi, \rho \cdot \sin \varphi, 0)$  und  $n = (0, 0, -1)$  ergibt sich der Ausdruck in Gleichung 2.58.

$$\gamma = -j \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\pi}}{\lambda_0} \cdot e^{j2kr} \underbrace{\int \int_S \frac{r^3}{(\rho^2 + r^2)^{\frac{3}{2}}} \cdot e^{-j2k(\rho^2 + r^2)^{\frac{1}{2}}} \cdot dS}_{(2.58)}$$

An dieser Stelle wird der Bezug zur Lösung von  $\gamma$  im Fernfeld gemäß Gleichung 2.48 erkennbar. Wird der Term  $\sqrt{\rho^2 + r^2}$  durch die Entfernung  $r$  angenähert, so verbleibt im Integral lediglich die Integration über die Kreisfläche und ergibt den Term  $\pi r_s^2$  in Gleichung 2.48. Eine Lösung im Nahfeld erfordert die Berücksichtigung der zum Aufpunkt der Scheibe abhängige Amplitude und Phase der einfallenden und reflektierenden Welle. Das Integral kann nicht analytisch gelöst werden, sondern muss numerisch berechnet werden. Für einen eingeschränkten Gültigkeitsbereich kann das Integral jedoch in eine analytisch lösbare Funktion umgewandelt werden. Für  $r > \rho/3$  kann gemäß [33] der Ausdruck  $\sqrt{\rho^2 + r^2}$  im Amplitudenterm mit  $r$  genähert werden. Für den Phasenterm wird eine exaktere Näherung angewendet. Wird der Radius  $r$  in einer Reihe entwickelt, so ergibt sich  $\sqrt{\rho^2 + r^2} = (r - \vec{\rho} \cdot \vec{u}_r + \frac{\rho^2}{2 \cdot r} - \frac{(\vec{\rho} \cdot \vec{u}_r)^2}{2 \cdot r} + \frac{\rho^2 \cdot \vec{\rho} \cdot \vec{u}_r}{2 \cdot r^2} -$

$\frac{\rho^4}{8 \cdot r^3} + \dots$ ). Die ersten beiden Terme werden für die Fresnel-Näherung der Phase im Fernfeld gemäß Gleichung 2.14 verwendet. Für die analytische Lösung der Reflektivität  $\gamma$  im Nahfeld wird der nächste Term  $\frac{\rho^2}{2 \cdot r}$  mit berücksichtigt. Durch den senkrechten Welleneinfall gilt  $\vec{\rho} \cdot \vec{u}_r = 0$ , es ergibt sich für die Näherung des Integrals der Ausdruck in Gleichung 2.59.

$$\gamma = -j \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\pi}}{\lambda} \cdot e^{j2kr} \underbrace{\int \int_S e^{-j2k(r+\rho^2/2r)} \cdot dS}_{S} \quad (2.59)$$

Dieser Ausdruck kann nun über die Kreisfläche integriert werden und es ergibt sich der Ausdruck in Gleichung

$$\gamma = \sqrt{\pi} r (e^{-jk r_s^2/r} - 1) \quad (2.60)$$

Für große  $r$  konvergiert der Ausdruck nach Anwendung der Regel nach L'Hospital gegen den Reflexionsfaktor  $\gamma$  für das Fernfeld in Gleichung 2.48. Der Radarrückstreuquerschnitt  $\sigma$  ergibt sich gemäß Gleichung 2.61.

$$\sigma = \gamma \cdot \gamma^* = 2\pi r^2 (1 - \cos(kr_s^2/r)) \quad (2.61)$$

Im Gegensatz zur Fernfelddefinition stellt sich im Nahfeld über den Ausdruck in der Klammer ein alternierendes Verhalten des Rückstreuquerschnitts ein. Für das Beispiel der in Abschnitt 4.2.1 für die Messung verwendete Kreisscheibe mit  $r_s = 100$  mm ergibt sich für den Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  als Funktion des Abstands  $r$  der Verlauf gemäß Abbildung 2.22. In der Abbildung ist sowohl die korrekte Lösung der Integralgleichung nach 2.59 als auch die Näherungslösung für  $r/\rho > 3$  angegeben. Beide Funktionen weisen einen welligen Verlauf auf. Beide Funktionen weisen ab  $r/\rho > 3$  nur noch eine geringe Abweichung voneinander auf. Für große Entfernungen konvergieren beide Funktionen dem Wert  $\sigma = 19 \text{ dBm}^2$ , bei  $r = 60$  dm beginnt der Fraunhoferabstand für das Fernfeld nach Gleichung 2.17. Der wellige Verlauf der Rückstreuung wird von dem mit  $r$  ansteigenden Ausdruck  $2\pi r^2$  in Gleichung 2.61 maskiert, so dass sich eine Hüllkurve ergibt, die mit 20 dB pro Dekade ansteigt. Dieser Anstieg wirkt dem entfernungsabhängigen Abfall der Leistung von  $1/r^4$  in der Radar Gleichung 2.7 entgegen. Um die Eigenschaften des Reflexionsfaktors über die Frequenz zu untersuchen, wird die Rückstreuung in einem typischen Anwendungsszenario in einem zylindrischen Tank mit ebener Mediengrenzschicht mit einem Radius  $r_s = 1$  m aus einer Entfernung von  $r = 10$  m berechnet. Das Ergebnis für  $\sigma$  entspricht der schwarzen Kurve mit der linken Achsenskalierung.

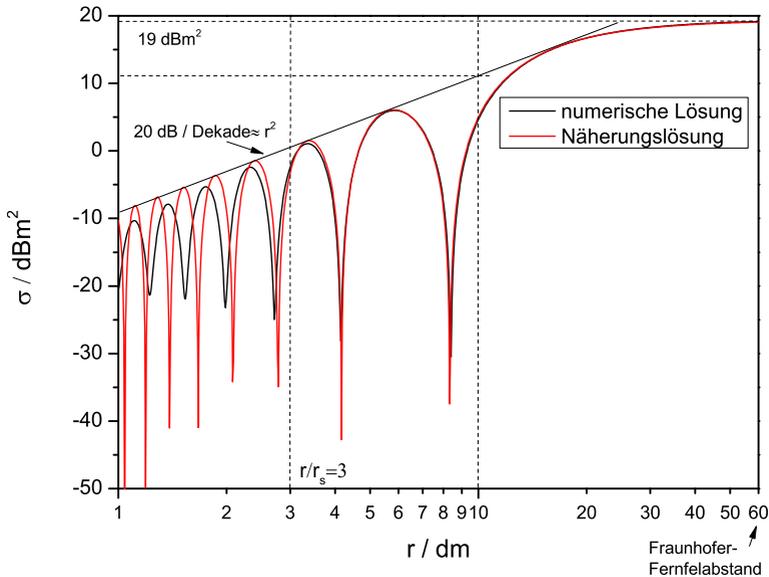


Abbildung 2.22. Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  einer Kreisscheibe mit  $r_s = 10$  cm im Nahfeld für die korrekte Lösung über numerische Lösung des Integrals nach Gleichung 2.59 und der Näherungslösung nach Gleichung 2.61 bei  $f_c = 25$  GHz

Des weiteren ist die Gruppenlaufzeit als rote Kurve dargestellt, die hier mit  $c_0$  multipliziert ist, so dass die Größe der über die Phasensteigung berechnete doppelte Laufzeit zwischen Antenne und Reflektor dem Fall  $r = 0$  m entspricht. Das Ergebnis wurde bei  $f_c = 25$  GHz mit einer Bandbreite von  $B = 2$  GHz und einer Stützstellenanzahl von 401 Frequenzpunkten berechnet. Der Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  weist gemäß Gleichung 2.61 ein welliges Verhalten über die Frequenz auf und besitzt bei  $f = 24.035$  GHz ein Minimum. An dieser Stelle ändert sich die Phase der Reflexion ebenfalls stark, so dass die Lauflänge auf 8.8 m ansteigt. Die Spitze flacht mit zunehmender Frequenz stark ab und läuft asymptotisch gegen den Wert  $-0.05$  m. Für dieses Beispiel stellt sich also ein dispersives Verhalten des Reflektors ein. Werden die Bereiche um die Minima von  $\sigma$  ausgenommen, so stellt sich ein frequenzabhängiger Amplitudengang des Reflexion ein, jedoch ist die Laufzeit in weiten Bereichen bei  $-0.05$  m. Dieser Wert entspricht genau dem Term  $\frac{\rho^2}{2 \cdot r}$  in der Reihenentwicklung für den

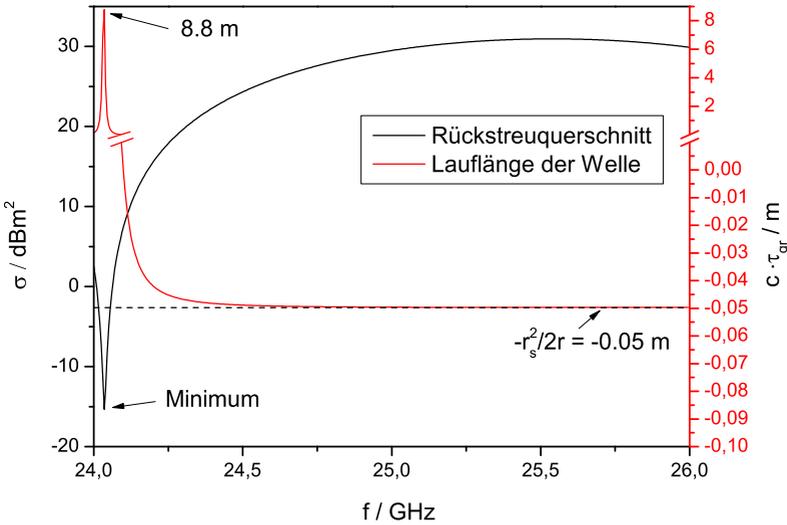


Abbildung 2.23. Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  und aus der Gruppenlaufzeit berechnete Lauflänge der Welle bezüglich des Koordinatenursprungs in der Mitte der Kreisscheibe mit  $r_s = 1$  m im Nahfeld bei einer Entfernung von  $r = 10$  m über numerische Lösung des Integrals nach Gleichung 2.59

Aufpunkt Abstand  $\sqrt{\rho^2 + r^2}$ , der in der analytischen Näherungslösung berücksichtigt wurde, wobei  $\rho$  durch den Radius  $r_s$  der Kreisscheibe ersetzt wurde. Der Reflexionskoeffizient  $\gamma$  an einer elektrisch großen Kreisscheibe im Nahfeld ist abhängig von der Messfrequenz, des Radius  $r_s$  und vom Abstand  $r$  zwischen Antenne und Reflektor. Diese Tatsache erschwert eine allgemeingültige Aussage über das Rückstreuverhalten einer Mediengrenzschicht. Im gezeigten Beispiel wurde innerhalb der Messbandbreite ein Minimum der Rückstreuamplitude durchlaufen, bei dem zudem ein dispersives Verhalten des Reflektors auftritt. Ob und wann diese Minima auftreten hängt auch vom Abstand  $r/r_s$  ab, wie in Abbildung 2.22 gezeigt wurde. Die Anzahl der Minima über den Abstand ist von der elektrischen Größe der Scheibe abhängig. Ab einem minimalen Abstand von  $r/r_s = 3$  ergeben sich aus Gleichung 2.61 ungefähr  $n = r_s/3\lambda$  Minima. Bei dem Beispiel  $r_s = 1$  m, was einem realistischen Radius einer Mediengrenzschicht entspricht, ergeben sich  $n = 27$  lokale Minima bei  $f_c = 25$  GHz. Damit ist die Wahrscheinlichkeit hoch, dass in einem Szenario über die Messbandbreite ein Minimum der Rückstreuamplitude durchlaufen wird. Bei grö-

Bereits  $r/r_s$  nimmt die Frequenzabhängigkeit der Rückstreuamplitude gemäß Gleichung 2.61 ab. Bei einer Messung nahe eines lokalen Maximums in Abbildung 2.23 weist der Reflektor eine in etwa konstante Gruppenlaufzeit auf, da kein Minimum der Rückstreuamplitude über die Messbandbreite durchlaufen wird. In diesem Fall ergibt sich in der Impulsantwort ein Pulsmaximum in etwa in der Entfernung der Kreisscheibe. Die Nachbildung der Medienreflexion über Tripelspiegel ist somit für diesen dispersionsfreien Fall zulässig. Neben der frequenzabhängigen Eigenschaften werden die Nahfeldeigenschaften einer Kreisscheibe in Abschnitt 4.2.2 hinsichtlich der Bildgebung messtechnisch untersucht. Auf Basis der für eine bildgebende Messung notwendigen Grundlagen wird im nun folgenden Kapitel 3 die Entwicklung zweier für die Füllstandsmessung geeigneten MIMO-Antenne vorgestellt.

# Bildgebende Radarsystemkonzepte zur Messung in Tankumgebungen

Auf Grundlage der im letzten Kapitel 2 dargestellten Möglichkeiten zur Bildgebung in Radarsystemen werden in den folgenden Abschnitten 3.1 und 3.2 Antennenkonzepte erarbeitet, die für den Einsatz in der Füllstandsmesstechnik geeignet sind. In der Radarfüllstandsmesstechnik werden bisher Systeme eingesetzt, die eine breitbandige Messung der Eingangsreflexion einer Antenne auswerten. Diese SISO-Systeme führen nur eine Messung an einem Antennenfußpunkt durch. Da die Antennen für viele Anwendungen mit unterschiedlichen Anforderungen an mechanischer Robustheit und Inertheit gegenüber aggressiven Medien geeignet sein müssen, haben sich bestimmte Antennenkonzepte bewährt. Die meisten Systeme arbeiten bei den Mittenfrequenzen  $f_c = 9.5$  GHz oder  $f_c = 25$  GHz und einer Bandbreite von  $B = 2$  GHz. Hier werden oft Hornantennen oder dielektrische Antennen verwendet, die über einen Hohlleiter gespeist werden. Als Beispiel sind in Abbildung 3.1 drei charakteristische Antennentypen für den Betrieb um  $f_c = 25$  GHz abgebildet. Bei Antennentyp (a)

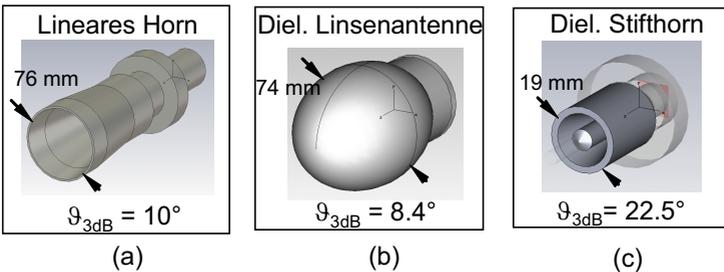


Abbildung 3.1. Einige SISO-Antennenkonzepte für die Füllstandsmesstechnik bei  $f_c = 25$  GHz

handelt es sich um eine Hornantenne, die über einen monomodigen Hohlleiter gespeist wird, der sich linear auf einen Durchmesser von  $d_{Horn} = 76$  mm aufweitet. Die Halbwertsbreite beträgt in der E-Ebene des Speisemodes  $H_{11}$   $\vartheta_{3dB} = 10^\circ$ . Über einen dielektrischen Einsatz im Speisehohlleiter der Antenne kann die Antennen gegenüber dem Rest des Messsystems und der Umwelt

außerhalb des Tank abgeschlossen werden. Die Antenne hat sich durch ihre Einfachheit und Robustheit in der Füllstandsmesstechnik bewährt. Eine weitere Bauform ist die dielektrische Linsenantenne (b). Die Antenne wird ebenfalls über einen monomodigen Hohlleiter gespeist, statt einer Aufweitung der metallischen Berandung erfolgt in diesem Beispiel die Abstrahlung des Speisehohlleiters direkt an einem der Fokuspunkte eines ellipsoidalen dielektrischen Körpers. Die eingespeiste Welle breitet sich im Dielektrikum aus und wird durch die Form der Randkontur des Ellipsoiden in Richtung der Antennenachse zu einer ebenen Welle fokussiert. Diese Antenne erreicht eine Halbwertsbreite von etwa  $\vartheta_{3dB} = 8.4^\circ$  bei einem Durchmesser von  $d_{Linse} = 74$  mm. Durch die Kapselung des Speisehohlleiters durch das Dielektrikum eignet sich eine solche Antenne gut für den Einsatz in der Füllstandsmesstechnik. Des Weiteren ist die Antenne unempfindlicher gegenüber Ablagerungen an der Oberfläche als die Hornantenne. Ein Variante einer dielektrischen Hornantenne ist in (c) dargestellt. Bei dem Stifthorn handelt es sich um einen dielektrischen Längsstrahler, der von einem monomodigen Speisehohlleiter angeregt wird. Die Speisewelle breitet sich entlang der Antenne mit einer unterschiedlichen Anzahl an Moden aus. Durch die zusätzliche Längsausdehnung der Antenne im Vergleich zu metallisch berandeten Antennen ergeben sich Aperturreffizienzen von über 100% [34]. Bei der abgebildeten Antenne handelt es sich bereits um eine Variante, die für den Einsatz in einer Antennengruppe bei  $f_c = 25$  GHz entwickelt wurde. Mit ihrem Durchmesser  $d_{diel} = 19$  mm erreicht die Antenne eine Halbwertsbreite von  $\vartheta_{3dB} = 22.5^\circ$  in der E-Ebene. Diese Antennenart ist ebenfalls gekapselt und ermöglicht durch ihre hohe Aperturreffizienz und die damit verbundene hohe Richtwirkung eine gute Unterdrückung der Abstrahlung bei Abstrahlwinkeln abseits der Hauptstrahlrichtung. Hierdurch wird verhindert, dass neben der Mediengrenzschicht parasitäre Reflektoren angeleuchtet werden, die das Messergebnis verfälschen können. Dies ist das Hauptproblem bei frei abstrahlenden Radarsystemen in der Füllstandsmesstechnik, da in der vom Algorithmus auszuwertenden Impulsantwort neben der Pulsamplitude, die durch Reflexion an der Mediengrenzschicht hervorgerufen wurde, auch Signalanteile durch Reflexionen an Tankeinbauten auftreten. Dieses Problem ist an einem prägnanten Beispiel in Abschnitt 4.1 dargestellt, in dem gezeigt wird, dass in bestimmten Fällen die Ausblendeigenschaft von Störreflexionen durch die Richtcharakteristik der Antenne nicht ausreichend ist. Diesem Problem wurde in der Vergangenheit durch Optimierung der Antennen [8] und der Entwicklung von Algorithmen [35] begegnet. Da die Antennen durch genormte Maße von Durchführungen in die Tankdecke montiert werden müssen, sind die Aper-

turflächen auf runde Querschnitte begrenzt. Eine ebene, kreisrunde Aperturfläche, die von einer ideal leitenden Ebene umgeben ist, erzielt im Idealfall bei gleichförmiger Quellbelegung bei Mittenfrequenz eine minimale Halbwertsbreite gemäß Gleichung 3.1 entsprechend der Rayleigh-Auflösungsgrenze aus Abschnitt 2.1.3.

$$\vartheta_{3dB} = \frac{58.4 \cdot \lambda_c}{d_{ap}} \quad (3.1)$$

Durch die regulierten Messfrequenzen ist der Wert  $\lambda_c$  festgelegt, der Aperturdurchmesser  $d_{ap}$  ist ebenfalls festgelegt, daher beschränkt sich die Optimierung bei Antennen auf die Ausgestaltung der Quellverteilung auf der Aperturfläche oder einer Erhöhung der Apertureffizienz durch Ausdehnung der Antenne entlang der Hauptstrahlrichtung. Die Längsausdehnung beschränkt allerdings die maximal messbare Füllhöhe des Tanks, so dass diese nicht beliebig vergrößert werden kann. Auf Basis von Algorithmen, die meist die Ergebnisse zeitlich vorgegangener Messungen für die Schätzung des aktuellen Füllstands verwenden, können ebenfalls Verbesserungen erzielt werden, jedoch wird dort in der Regel ein Bewegungsmodell der Reflektoren angesetzt, was nicht alle praktisch auftretenden Fälle abdeckt. Dies wird in Abschnitt 4.1 anhand eines Beispiels erläutert.

In dieser Arbeit wird ein Ansatz untersucht, der durch Reflexions- und Transmissionsmessung zwischen mehreren Antennenports mit jeweils unterschiedlichen Richtcharakteristiken in Betrag und Phase das Problem der Ausblendung von Störreflexionen adressiert. Für diese MIMO-Systeme wird ein anderer Weg gewählt, um aus den Messungen den Füllstand zu bestimmen. Statt der Auswertung nur einer Impulsantwort ermöglicht eine mehrdimensionale Messung neue Möglichkeiten, Reflexionen an der Mediengrenzschicht von parasitären Reflexionen zu unterscheiden. In Abbildung 3.2 links ist ein Messszenario dargestellt, in dem eine Radarantenne von der Tankdecke herab auf das  $r_m = 1$  m entfernte Medium mit dem Rückstreuquerschnitt  $\sigma_m$  und einen an der Tankwand angebrachten Reflektor im Abstand von  $r_{st} = 0.5$  m und einem Winkel  $\vartheta_{st}$  mit einem um 12 dB höheren Rückstreuquerschnitt strahlt. Die Antenne besitzt in dem Beispiel drei Antennenports, die jeweils unterschiedliche Richtcharakteristiken aufweisen. In dem als „Radar“ bezeichneten Block werden die Impulsantworten weiterverarbeitet und es werden daraus weitere Impulsantworten ermittelt. Unter Anwendung eines Beamforming-Algorithmus kann eine Strahlschwenkung der Charakteristik in unterschiedliche Winkel  $\vartheta_s$  erfolgen. Für die drei Schwenkwinkel  $\vartheta_1 = 0^\circ$ ,  $\vartheta_2$  und  $\vartheta_3$  ist das zur Übertragungsfunktion  $\tilde{H}(\omega_c)$ proportionale Quadrat des zum jeweiligen Schwenkwinkel

kel  $\vartheta_s$  zugehörigen effektiven Gewinns  $g_{eff}^2(\vartheta_s, \vartheta)$  logarithmisch in Polardarstellung in der Abbildung eingezeichnet. Die sich ergebenden Impulsantworten  $\tilde{h}_{lpx}(r, \vartheta)$  sind in Abbildung 3.2 rechts dargestellt. Die rote Kurve korre-

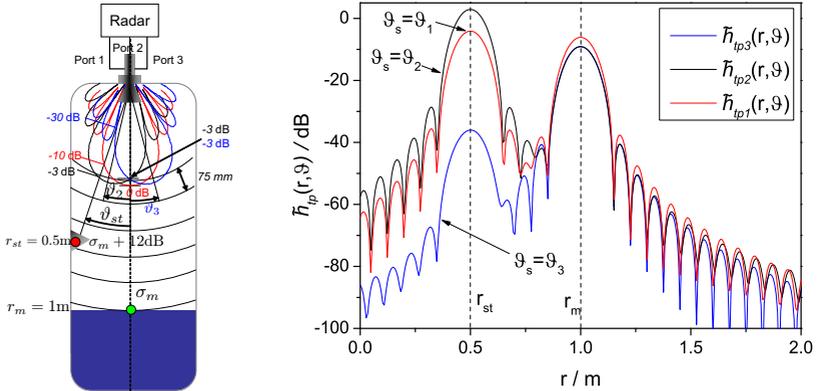


Abbildung 3.2. links: Beispiel einer MIMO-Radarmessung; rechts: Impulsantworten für unterschiedliche Antennenrichtcharakteristiken

spondierend zum Schwenkwinkel  $\vartheta_1$  in Hauptstrahlrichtung könnte auch dem Ergebnis einer herkömmlichen SISO-Messung entsprechen. In der Impulsantwort sind zwei ausgeprägte lokale Maxima bei  $r = 0.5\text{ m}$  und  $1\text{ m}$  zu erkennen. Durch die hohe Dämpfung der Richtcharakteristik wird die höhere Reflektivität des Störreflektors teilweise kompensiert und seine Pulsamplitude entspricht in etwa derjenigen der Medienreflexion. Üblicherweise erfolgt eine Maximumsuche in der Impulsantwort, um den Abstand  $r$  des höchsten Maximums zu bestimmen, welches dem Medium zugeordnet wird. Dieser Ansatz würde hier bereits versagen, da die Pulsamplitude des Störreflektors höher ist als die des Mediums. In diesen Fällen würde ein Tracking-Algorithmus eine Fehlinterpretation des Füllstands verhindern, da dieser auch kleinere Amplituden detektiert, hierfür jedoch die Lage der vorherigen Pulsmaxima benötigt, was zu weiteren Problemen führt, die in Abschnitt 4.1 erläutert werden. Durch Hinzunahme weiterer Impulsantworten mit einem Maximum des effektiven Gewinns bei anderen Winkeln  $\vartheta$  kann beobachtet werden, wie sich die Pulsamplitude über die den Schwenkwinkel verändert. Die schwarze Kurve für den Winkel  $\vartheta_2$  zeigt eine leichte Absenkung der Pulsamplitude der Medienreflexion, die Pulsamplitude der Störreflexion erhöht sich 7 dB, was darauf hindeutet, dass die Winkelpo-

sition  $\vartheta_{st}$  sich näher an  $\vartheta_2$  befindet als an  $\vartheta_1$ . Hingegen fällt die Pulsamplitude der Störreflexion für den Winkel  $\vartheta_3$  korrespondierend zur blauen Kurve stark ab. Die Pulsamplitude der Medienreflexion fällt erneut um 3 dB ab, was darauf hindeutet, dass sich dieser Reflektor zwischen  $\vartheta_2$  und  $\vartheta_3$  befindet. Da sich das Streuzentrum der Medienreflexion bei  $\vartheta = 0^\circ$  oder bei einem anderen vorher bekannten Winkel befindet, kann auf diese Weise ohne Berücksichtigung der Pulsamplituden von Stör- und Medienreflexion die Medienreflexion eindeutig detektiert werden. In den Abschnitten 3.3 und 3.4 wird gezeigt, wie einerseits durch Beamforming oder mit anderen Ansätzen bei MIMO-Systemen vorgegangen werden kann, um die Medienreflexion bei Anwesenheit von Störreflexionen zu isolieren. Da die gleichen Einschränkungen für MIMO-Antennen gelten wie für SISO-Antennen kann die Halbwertsbreite der Richtcharakteristiken nicht deutlich verkleinert werden, die Strahlschwenkung erfolgt vielmehr mit einer sehr breiten Richtcharakteristik, so dass an jedem Sample der Impulsantwort die Summe aller in der Auflösungszelle befindlichen Reflexionen auftritt. In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass die Reflektoren einen radialen Abstand aufweisen, der größer als eine Auflösungszelle ist. Hierdurch lässt sich mit einer Strahlschwenkung der Reflektorwinkel eindeutig bestimmen.

Die MIMO-Antenne soll für  $f_c = 25$  GHz mit der üblichen Bandbreite von  $B = 2$  GHz ausgelegt werden und einen Aperturdurchmesser von  $d_{ap} = 50$  mm nicht überschreiten. Weiterhin wird darauf geachtet, dass die Anzahl der Messitore gering ist, um den Aufwand in der nachfolgenden Schaltungstechnik und den notwendigen Rechenaufwand bei der Signalauswertung gering zu halten. Diese Randbedingungen werden von der dielektrischen Gruppenantenne in Abschnitt 4.15 sowie der Multimodeantenne in Abschnitt 3.2 erfüllt und werden im Folgenden vorgestellt.

### 3.1. Design einer geeigneten Gruppenantenne

In diesem Teilabschnitt wird die Entwicklung der in dieser Arbeit untersuchten Gruppenantenne dargestellt für die Anwendung in der Füllstandsmesstechnik besprochen. Die Gesamtanordnung darf eine kreisrunde Fläche mit Durchmesser  $d_{ap} = 50$  mm nicht überschreiten. Es ist darauf zu achten, dass die Anzahl der Einzelantennen gering ist, um den Aufwand in der Mikrowellenschaltung gering zu halten. Damit bereits der Einzelstrahler der Antennengruppe einen hohen Gewinn aufweist, um gegenüber den SISO-Systemen nach Möglichkeit keinen Nachteil im  $SNR$  der gemessenen Medienreflexion zu haben, wird ei-

ne dielektrische Antenne verwendet, deren Aperturreffizienz bereits bei über 100% liegt. Die in [34] gezeigten Antennen für das X-Band um  $f_c = 9.5$  GHz, die Stifthornantenne (Single Cavity) und die Doppelhornantenne (Dual Cavity) wurden hinsichtlich ihrer Eignung simulatorisch untersucht. Beide Antennen sind grundsätzlich geeignet, jedoch ist die Wandstärke des Dielektrikums der Doppelhornantenne nach einer Skalierung der Antenne auf  $f_c = 25$  GHz gering, so dass auf die mechanisch robustere Variante des Stifthorns zurückgegriffen wurde. Als dielektrisches Material wird PTFE (Teflon) mit einer relativen Dielektrizitätszahl von  $\epsilon'_r = 2.08$  gewählt, welches sich durch seine chemische Inertheit bewährt hat. In Abbildung 3.3 ist die für  $f_c = 25$  GHz ausgelegte Antenne dargestellt. Die obere Abbildung zeigt einen Schnitt durch ein

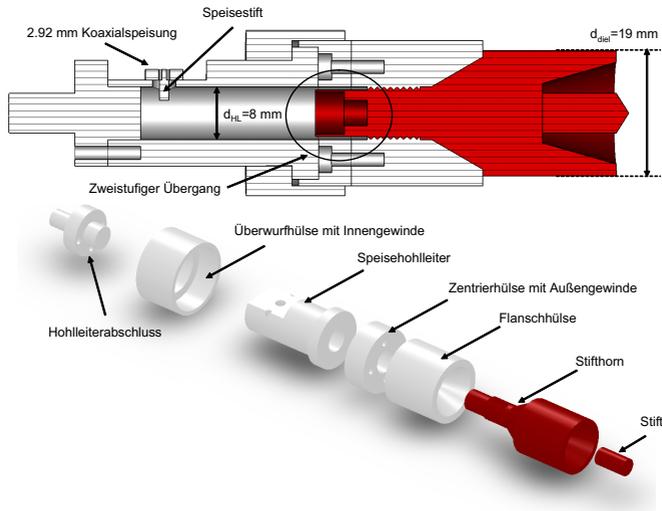


Abbildung 3.3. Schnittzeichnung und Explosionszeichnung der dielektrischen Stifthornantenne für den Betrieb bei  $f_c = 25$  GHz

Antennenelement. Über eine koaxiale Zuleitung wird über einen Speisestift der Grundmode  $H_{11}$  im Speisehohlleiter angeregt ([36], Abschnitt 11). Der Hohlleiter ist auf der linken Seite mit einem metallischen Zapfen verschlossen, der die Welle in Richtung Antennenapertur reflektiert. Um eine gute Eingangsanpassung der Antenne zu erzielen, wird die Hohlleiterwelle über einen zweistufigen Übergang in das Dielektrikum der Antenne überführt. Der dielektrische

Einsatz kann über ein Gewinde in die Flanschhülse eingeschraubt werden. Die Flanschhülse wird in einem späteren Bearbeitungsschritt in Bohrungen eines DN-50 Flansches gepresst, der wiederum direkt in einen Tank montiert werden kann. Die in der Explosionszeichnung gekennzeichnete Zentrierhülse mit Außengewinde dient zur Aufnahme des Speisehohlleiters. Die Überwurfmutter mit Innengewinde wird mit dem Außengewinde der Zentrierhülse verschraubt, so dass der Speisehohlleiter mit Druck auf der Zentrierhülse aufliegt. Hierdurch wird eine gute Zentrierung der Innenwandungen des Speisehohlleiters und der Innenwand des Hohlleiters in der Flanschhülse erreicht. Weiterhin ist ein guter galvanischer Kontakt zu erwarten, der die Wandströme an den Wänden des Hohlleiters nicht unterbricht. Der Durchmesser der Antenne beträgt  $d_{diel} = 19$  mm. Die simulatorisch erzielte Eingangsanpassung an der koaxialen Ebene ist Abbildung 3.4 dargestellt. Die Eingangsreflexion  $|S_{11}|$  liegt im

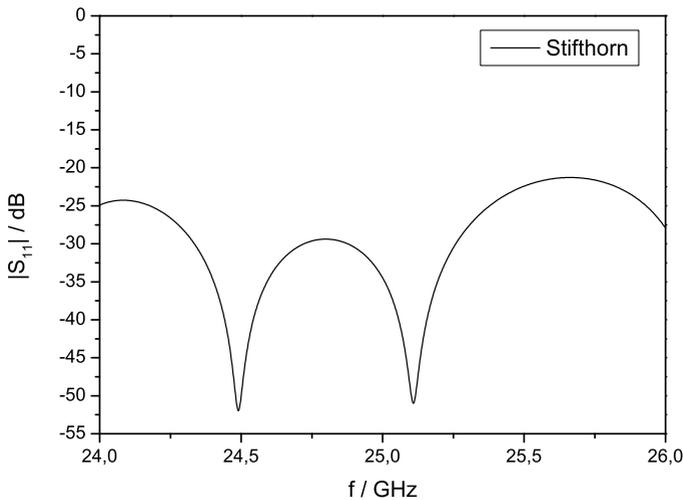


Abbildung 3.4. Simulierte Eingangsanpassung der Stifthornantenne an der koaxialen Ebene

gesamten Frequenzbereich unterhalb  $-20$  dB. Dieses Verhalten konnte durch simulatorische Optimierung des Stufenübergangs erreicht werden und ermöglicht geringe Verdeckung von Zielen im Nahbereich vor der Antenne. Der Gewinn der Antenne ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Der maximale Gewinn von  $G = 17.4$  dB wird in Hauptstrahlrichtung erzielt. Die Halbwertsbreite beträgt

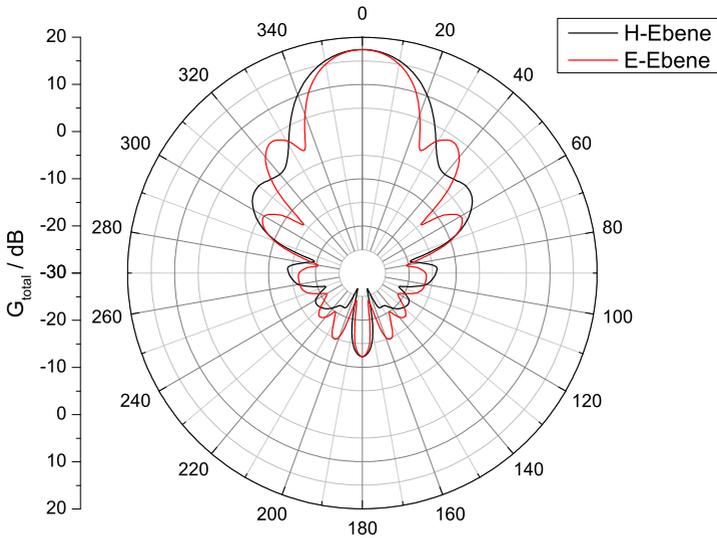


Abbildung 3.5. Simulierter Gewinn der Stifhornantenne bei  $f_c = 25$  GHz in E- und H-Ebene

in der H-Ebene  $\vartheta_{3dB} = 26^\circ$ , die etwas schmalere Keule in der E-Ebene weist einen Wert von  $\vartheta_{3dB} = 22.5^\circ$  auf. Die Nebenkeulendämpfungen betragen in der H-Ebene 18.7 dB und in der E-Ebene 13.5 dB. Im nächsten Schritt werden mehrere Einzelantennen zu einer Antennengruppe zusammengefügt. Für eine Rekonstruktion der Reflektoren in Abstand und den beiden Raumwinkeln  $\vartheta$  und  $\varphi$  ist es nötig, die Einzelstrahler auf einer Fläche anzuordnen. Dafür ist eine Mindestanzahl von drei Einzelstrahlern erforderlich. Drei Stifhornantennen werden in einem gleichseitigen Dreieck auf dem Flansch angeordnet. In Abbildung 3.6 ist die Geometrie der Anordnung der Antenne A1 bis A3 skizziert sowie das Simulationsmodell aus CST Microwave Studio abgebildet, welches für die simulatorische Untersuchung verwendet wird. Die Anordnung im gleichseitigen Dreieck hat den Vorteil, dass die Winkelschätzungen der Zielwinkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  der Reflektoren theoretisch voneinander unabhängig sind [37]. Diese Eigenschaft wird in Abschnitt 4.1.2 genauer erläutert. Die Interelementabstände sind bei dieser Antenne zudem konstant, so dass die Wechselwirkungen zwischen den Antennen ähnlich sind (Die vollständige Symmetrie ist durch die lineare Polarisation der Einzelantennen nicht gewährleistet). Im einfachsten Fall

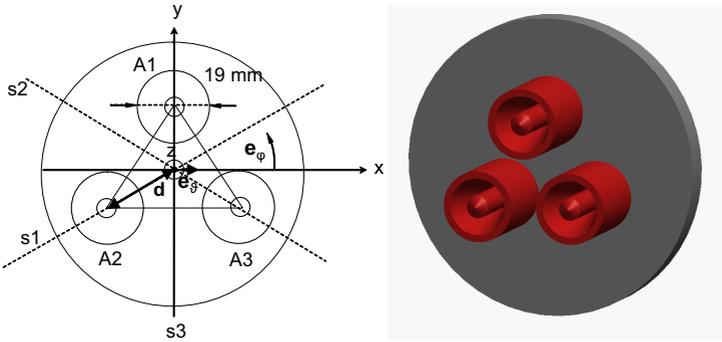


Abbildung 3.6. links: Anordnung der Einzelstrahler in einem gleichseitigen Dreieck; rechts: CST-Simulationsmodell

der Bildgebung kann eine Messung der Eingangsreflexion aller drei Einzelantennen vorgenommen werden und mittels eines Beamforming-Algorithmus zur Rekonstruktion der Ziele in der Radarstrecke verwendet werden. Die Abstand  $d$  der Einzelantennen wird für diese Betriebsart optimiert. Das Optimierungskriterium ist die Maximierung der Nebenkeulenunterdrückung (SLR) des effektiven Gewinns  $g_{eff,diel,d3}(\vartheta_s = 0, \varphi_s = 0, \vartheta, \varphi)$  aus der Superposition der einzelnen Reflexionsmessungen. Der Zusatz  $d3$  entspricht der Nomenklatur der in Abschnitt 4.2.2 für die bildgebende Rekonstruktion mittels des ML-Beamformers aus Abschnitt 2.2.2 verwendeten Rekonstruktion mit den Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$ . Durch ein hohes SLR in Hauptstrahlrichtung werden die Reflektoren bei Zielwinkeln  $\vartheta \neq 0^\circ$  unterdrückt. Des weiteren werden eventuelle Mehrdeutigkeiten, die durch Gitterkeulen der Gruppencharakteristik entstehen, gedämpft. Die analytische Beschreibung des effektiven Gewinns wird im Folgenden hergeleitet. Statt der Zeitbereichscharakteristiken werden hier die Übertragungseigenschaften bei Mittenfrequenz  $f_c$  untersucht, die in guter Näherung übereinstimmen (Beispiel einer Hornantenne siehe Abschnitt 4.1.1). Die räumliche Übertragungsfunktion für einen Einzelstrahler im Koordinatenursprung  $x, y, z = 0$  nach Abbildung 3.6 bei Mittenfrequenz für ein Ziel an den Koordinaten  $(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  mit der Reflektivität  $\gamma_t$  ergibt sich gemäß Gleichung 3.2.

$$\tilde{H}_{diel}(\omega_c, \vartheta_t, \varphi_t) = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_c r_t}}{4\pi r_t^2} (C_{diel,\vartheta}^2(\omega_c, \vartheta_t, \varphi_t) + C_{diel,\varphi}^2(\omega_c, \vartheta_t, \varphi_t)) \gamma_t \quad (3.2)$$

Die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{diel_{d3},0^\circ,ideal}(\omega_c, \vartheta_t, \varphi_t)$  für die  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion in Hauptstrahlrichtung im Idealfall ohne gegenseitige Verkopplung der Antennen ergibt sich aus der Summe der um  $d$  aus dem Koordinatenursprung verschobenen Einzelübertragungsfunktionen gemäß Gleichung 3.3. Alle Terme bis auf die absoluten Richtcharakteristiken  $C$  werden im Folgenden zu dem Faktor  $K$  zusammengefasst. Da die Betrachtungen bei Mittenfrequenz durchgeführt werden, wird auf die Angabe der Frequenzabhängigkeit in den Termen verzichtet. Durch die Addition der Übertragungsfunktionen über den verlustlosen Kopppler und die gleichmäßige Leistungsaufteilung auf alle Antennen beim Senden nach Abbildung 2.3 aus Abschnitt 2.1.2 ergibt sich ein Vorfaktor von  $1/3$ .

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{diel_{d3},0^\circ,ideal}(\vartheta_t, \varphi_t) = \frac{K}{3} \cdot (C_{diel,\vartheta}^2(\vartheta_t, \varphi_t) + C_{diel,\varphi}^2(\vartheta_t, \varphi_t)) \\ \cdot (e^{2jk_c d \sin(\varphi) \sin(\vartheta)} + e^{-jk_c d(\sqrt{3} \cos(\varphi) + \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta)} \\ + e^{jk_c d(\sqrt{3} \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta)}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Die ideale Übertragungsfunktion besteht aus der Einzelrichtcharakteristik multipliziert mit der Summe der Phasoren der Einzelantennen, die für jede Raumrichtung einen unterschiedlichen Wert aufweisen. Der effektive Gewinn  $G_{eff,diel_{d3},ideal}(\vartheta_s = 0, \varphi_s = 0, \vartheta, \varphi)$  ergibt sich dann gemäß Ausdruck 3.4.

$$\begin{aligned} G_{eff,diel_{d3},ideal}(\vartheta_s = 0, \varphi_s = 0, \vartheta, \varphi) = \frac{|(C_{diel,\vartheta}^2(\vartheta, \varphi) + C_{diel,\varphi}^2(\vartheta, \varphi))|}{3} \\ \cdot | (e^{2jk_c d \sin(\varphi) \sin(\vartheta)} + e^{-jk_c d(\sqrt{3} \cos(\varphi) + \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta)} \\ + e^{jk_c d(\sqrt{3} \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta)}) | \end{aligned} \quad (3.4)$$

In Abbildung 3.7 ist der Gewinn der Gruppenantenne im idealen Fall ohne gegenseitige Verkopplung der Einzelstrahler für einen Interelementabstand von  $d = 15$  mm als Funktion beider Winkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  sowie im Schnitt in der E-Ebene dargestellt. In der Schnittdarstellung ist zusätzlich der Gewinn der Stifthornantenne als Einzelstrahler sowie der einer idealen Hornantenne dargestellt, der als Referenzantenne dient und die gesamte Apertur  $d_{ap} = 50$  mm mit einer Feldbelegung des Grundmodes  $H_{11}$  ausfüllt. In der Konturdarstellung des Richtdiagramms ist erkennbar, dass sich nicht nur für die Hauptkeule bei  $\vartheta = 0^\circ$  ein hoher Gewinn einstellt, sondern auch in regelmäßigen Winkelabständen in  $\varphi$  von  $60^\circ$  eine Nebenkeule bei  $\vartheta = 12.5^\circ$  auftritt. Die Ebenen  $\varphi = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ$ , in denen die Nebenkeulen auftreten, sind in Abbildung

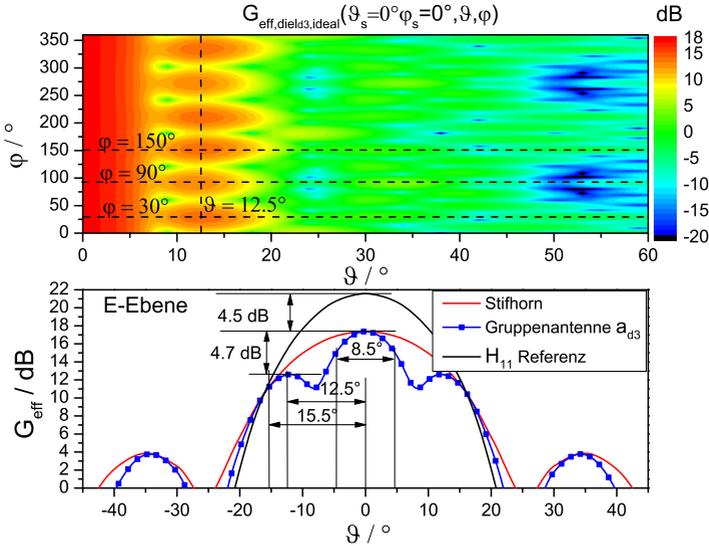


Abbildung 3.7. Oben: Effektiver Gewinn der dielektrischen Gruppenantenne bei  $f_c$  für den Fall unverkoppelter Einzelstrahler mit  $d = 15$  mm; Unten: Schnitt des Gewinns der Gruppenantenne in der E-Ebene ( $\varphi = 90^\circ$ ) und Vergleich mit Einzelstrahler und Gewinn einer idealen Hornantenne mit  $d_{ap} = 50$  mm.

3.6 als Geraden  $s_1$ ,  $s_2$  und  $s_3$  eingezeichnet. Der Verlauf der Funktion des effektiven Gewinns wird durch die Einzelantenne und dem durch die räumliche Verschiebung der Antennen hervorgerufenen Gruppenfaktor entsprechend Gleichung 3.4 bestimmt. Bei den Winkeln  $\varphi$ , in denen die Nebenkeulen auftreten, sind jeweils zwei der Zeiger des Gruppenfaktors identisch und ändern sich mit  $\vartheta$  gleichermaßen. Geometrisch kann dieses Verhalten durch die Projektion der Antennen in Abbildung 3.6 auf die Geraden  $s_1$  bis  $s_3$  für die jeweiligen Winkel  $\varphi$  interpretiert werden, hier fallen jeweils zwei der drei Antennen auf einen Punkt der Geraden. Es entsteht bei diesen Winkeln eine Lücke zwischen den projizierten Antennen von  $1.5d$ . Damit ergeben sich für einen isotropen Strahler bereits Gitterkeulen bei  $\vartheta_{gr} = \arcsin(\lambda_c/3d)$ . Im hier dargestellten Fall für  $d = 15$  mm ergibt sich ein Wert  $\vartheta_{gr} = 15.5^\circ$ . Bei diesem Winkel weisen alle Phasoren den gleichen Winkel auf, so dass an dieser Stelle die Gruppencharakteristik nach der Hauptkeule erneut die Einzelcharakteristik

berührt, wie im unteren Graphen von Abbildung 3.7 durch die Berührung der roten und blauen Kurve dargestellt ist. Das Maximum der Gitterkeule befindet sich etwas näher in Hauptstrahlrichtung bei  $\vartheta = 12.5^\circ$ , da durch das Produkt der Phasoren mit der Einzelcharakteristik das ideale Verhalten bei isotropen Strahler nicht mehr anwendbar ist. Das maximale Nebenkeulenniveau der gesamten Charakteristik wird durch die Gruppencharakteristiken in den Ebenen  $s_1$  bis  $s_3$  bestimmt, bei  $d = 15$  mm wird ein Wert von  $SLR = 4.7$  dB erzielt. Durch Verringerung des Abstandes  $d$  kann die Lage der Gitterkeule und somit auch die Nebenkeulenunterdrückung verringert werden. Im Gegensatz zu dem bisher behandelten Idealfall unverkoppelter Einzelantennen führt die Verringerung des Abstandes im verkoppelten Fall zu einer Verzerrung der Einzelcharakteristik, so dass der Gewinn der Einzelstrahler in Richtung  $\vartheta = 0^\circ$  abnimmt. Für eine Optimierung der Nebenkeulenunterdrückung ist dieser Umstand bei der Veränderung des Abstands  $d$  zu berücksichtigen. Für drei charakteristische Werte  $d$  ist der Gewinn des Einzelstrahlers  $A_1$  sowie der effektive Gewinn der Gruppenantenne in Hauptstrahlrichtung bei  $f_c$  in Abbildung 3.8 dargestellt. In

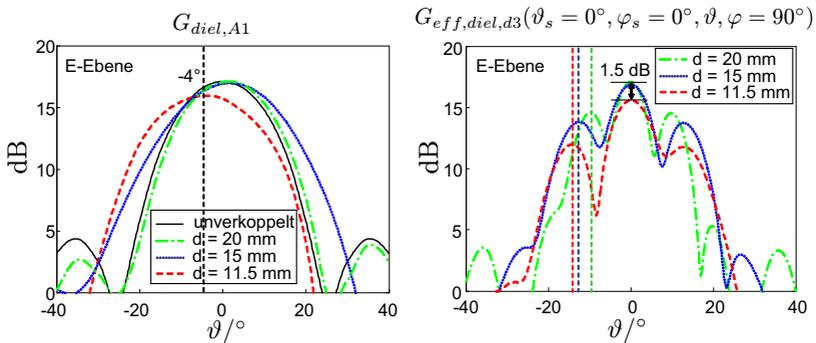


Abbildung 3.8. Links: Simulierter Gewinn des Einzelstrahlers  $A_1$  in der verkoppelten Antennen-gruppe für verschiedene  $d$ , Rechts: Effektiver Gewinn der Gruppenantenne für verschiedene  $d$

der linken Abbildung ist der Gewinn des Einzelstrahlers  $A_1$  ohne und mit Verkopplung für die Abstände  $d = 11.5$  mm,  $15$  mm und  $20$  mm dargestellt. Alle Antennen sind mit einer Impedanz von  $Z_0 = 50 \Omega$  am Fußpunkt abgeschlossen. Der Abstand  $d = 11.5$  mm entspricht dem Mindestabstand der Antennen, an dem sich die Dielektrika berühren. Im Gegensatz zum unverkoppelten Fall zeigt die rot gestrichelte Kurve für den Mindestabstand eine Verschiebung des Maximums aus der Hauptstrahlrichtung heraus zu  $\vartheta = -4^\circ$ . Für den Abstand

$d = 20$  mm ergibt sich erwartungsgemäß nur eine geringe Veränderung der Gewinnfunktion im Vergleich zur Einzelantenne. Für  $d = 15$  mm ergibt sich eine leichte Verzerrung des Gewinns, jedoch liegt das Maximum noch nahe  $\vartheta = 0^\circ$ . In der rechten Abbildung sind die zugehörigen effektiven Gewinne der Gruppenantenne dargestellt. Mit zunehmendem Abstand ist zu erkennen, dass die Nebenkeulen näher an  $\vartheta = 0^\circ$  heranrücken. Für  $d = 11.5$  mm ist ein Abfall des Gewinns um 1.5 dB im Vergleich zu den anderen Antennenabständen zu beobachten, der durch die Verzerrung der Einzelcharakteristiken verursacht ist. Für die Bestimmung der maximalen Nebenkeulenunterdrückung als Funktion des Antennenabstands  $d$  werden mehrere Simulationen durchgeführt. Das Ergebnis der SLR ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Im unverkoppelten Fall fällt

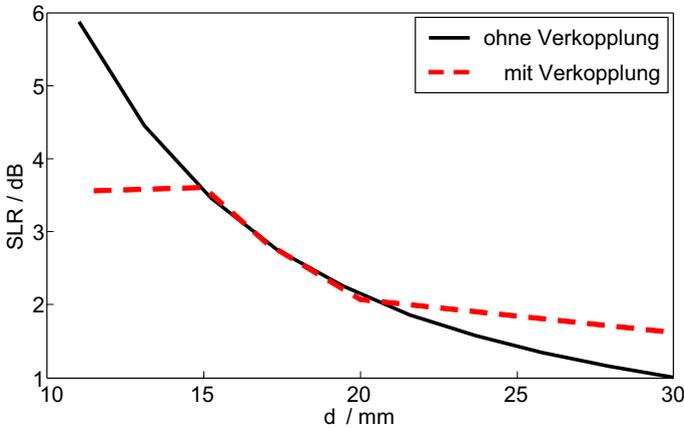


Abbildung 3.9. Nebenkeulenunterdrückung SLR der Gruppenantenne als Funktion der Antennenabstände  $d$  aus dem Mittelpunkt ohne und mit Verkopplung der Einzelstrahler

der Wert des SLR monoton, da die Lage der Gitterkeulen näher an  $\vartheta = 0^\circ$  heranrücken und deren Amplituden näherungsweise dem Gewinn eines Einzelstrahler an den Winkelpositionen der Gitterkeulen entsprechen. Im verkoppelten Fall steigt der Wert des SLR durch die Verzerrung der Einzelgewinne zunächst an und fällt danach konform zum unverkoppelten Fall wieder ab. Das Maximum konnte für  $d = 15$  mm mit einem Wert von  $\text{SLR} = 3.8$  dB erzielt werden. Da die gesamte räumliche Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{diel_{d3,0^\circ}}(\omega_c, \vartheta_l, \varphi_l)$  eine Funktion des Quadrats des effektiven Gewinns ist, werden Ziele in einer Nebenkeule um 7.6 dB gedämpft.

Die Rekonstruktion mit den drei Reflexionsinformationen kann um die Transmissionen ergänzt werden. Es ist zu erwarten, dass der Schaltungsaufwand für die Realisierung der zusätzlichen Transmissionsmessungen steigt. Wird davon ausgegangen, dass während der Reflexionsmessungen jeweils eine zusätzliche Transmission gemessen werden kann, ergeben sich insgesamt sechs Messungen. Die Steuervektoren für einen Projektionsbeamformer werden dadurch um die drei Transmissionen erweitert und werden daher mit  $\vec{a}_{d6}$  bezeichnet. Ist es möglich, bei jeder Reflexionsmessung zwei Transmissionen zu messen, so steht jede Transmission aus dem  $\vec{a}_{d6}$ -Vektor zweimal zur Verfügung. Der Steuervektor wird um die drei Einträge erweitert und mit  $\vec{a}_{d9}$  bezeichnet. Die effektiven Gewinne der Anordnungen berechnen sich gemäß der Gleichungen 3.5 und 3.6. Zur besseren Darstellung werden die Abhängigkeiten der Charakteristiken von  $\varphi$  und  $\vartheta$  weggelassen.

$$G_{eff,d6}(\vartheta_s = 0, \varphi_s = 0) = \frac{1}{\sqrt{18}} \cdot |(C_{diel,A1,\vartheta}^2 + C_{diel,A2,\vartheta}^2 + C_{diel,A3,\vartheta}^2 + C_{diel,A1,\vartheta} \cdot C_{diel,A2,\vartheta} + C_{diel,A1,\vartheta} \cdot C_{diel,A3,\vartheta} + C_{diel,A2,\vartheta} \cdot C_{diel,A3,\vartheta})| \quad (3.5)$$

$$G_{eff,d9}(\vartheta_s = 0, \varphi_s = 0) = \frac{1}{\sqrt{27}} \cdot |(C_{diel,A1,\vartheta}^2 + C_{diel,A2,\vartheta}^2 + C_{diel,A3,\vartheta}^2 + 2C_{diel,A1,\vartheta} \cdot C_{diel,A2,\vartheta} + 2C_{diel,A1,\vartheta} \cdot C_{diel,A3,\vartheta} + 2C_{diel,A2,\vartheta} \cdot C_{diel,A3,\vartheta})| \quad (3.6)$$

Die simulierten effektiven Gewinne sind in Abbildung 3.10 dargestellt. Der Gewinn  $G_{eff,d6}$  in Hauptstrahlrichtung liegt mit 18.4 dB im Vergleich zur  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion um etwa 1 dB höher, da durch den gleichzeitigen Empfang an einer weiteren Antenne die effektive Antennenwirkfläche im bidirektionalen Fall und damit die Empfangsleistung theoretisch verdoppelt wird. Auf den effektiven Gewinn entfallen davon 1.5 dB, durch die gegenseitige Verkopplung der Antennen verringert sich der theoretische Wert um 0.5 dB. Der Verlauf der Halbwertsbreite über  $\varphi$  ist als schwarze Linie eingezeichnet und beträgt etwa  $\vartheta = 13^\circ$  (zweiseitig). Die Nebenkeulen bei  $\vartheta = 13^\circ$  sind nun um 8.4 dB gegenüber dem Gewinn in Hauptstrahlrichtung gedämpft. Der Gewinn für die  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion steigt um weitere 0.85 dB auf 19.25 dB an und nähert sich dem Wert der  $H_{11}$ -Referenzantenne mit  $G_{H11} = 21.5$  dB. Die Nebenkeulen bei  $\vartheta = 13^\circ$  sind bei  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion nun nicht mehr als lokale Maxima vorhanden sondern schmiegen sich an die abklingende Funktion des Gewinns

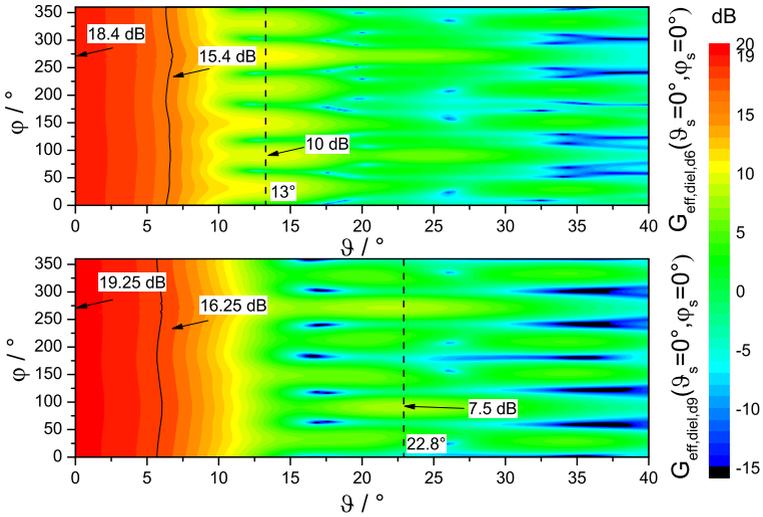


Abbildung 3.10. Effektive Gewinne der Gruppenantennen in Hauptstrahlrichtung mit  $\vec{a}_{d6}$ - und  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion

an. Bei  $\vartheta = 90^\circ$  entstehen nun bei  $22.8^\circ$  Nebenkeulen. Die Nebenkeulenunterdrückung beträgt 11.75 dB. In beiden Gewinnen ergibt sich eine ähnliche Halbwertsbreite. Dies ist durch die Lage der virtuellen Antennen der Transmission bedingt.

Nach Ermittlung des optimalen Abstand  $d$  der Einzelstrahler werden diese in die Bohrungen eines Flansches an den entsprechenden Positionen eingepasst. Die gefertigte Einzelantenne und die Gruppenantenne auf dem Flansch sind in Abbildung 3.12 dargestellt. Die Richtcharakteristiken der Einzelstrahler der Gruppenantenne werden in einer Antennenmesskammer vermessen. Um die Übereinstimmung mit dem erwarteten Verhalten zu vergleichen wird ein Simulationsmodell verwendet, welches die gesamte Einzelantenne mit koaxialer Speisung sowie den Flansch enthält. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.11 dargestellt.

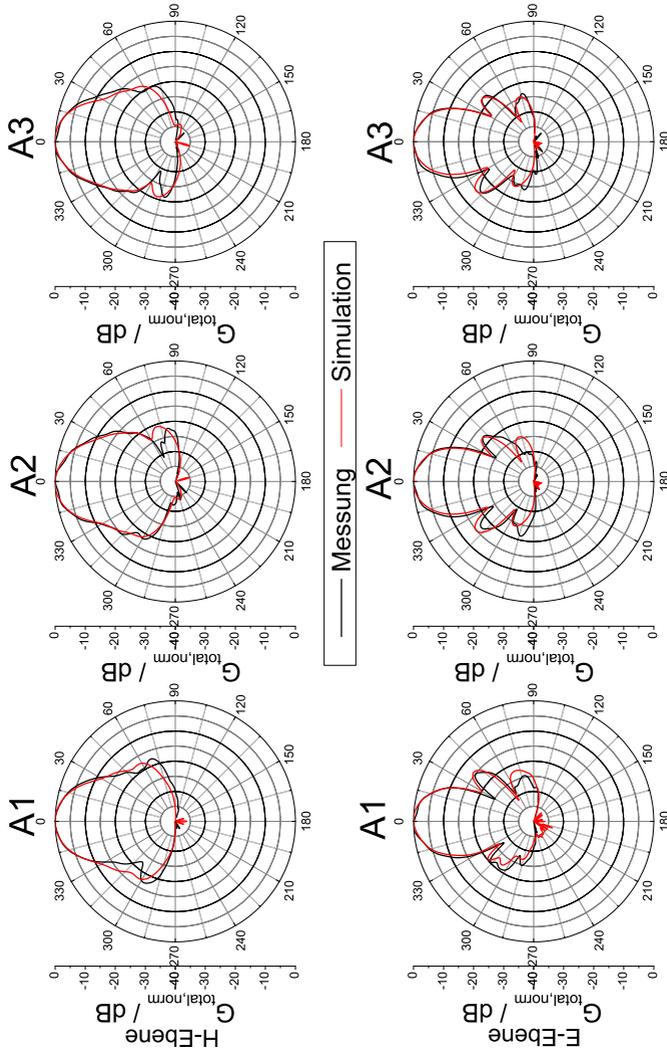
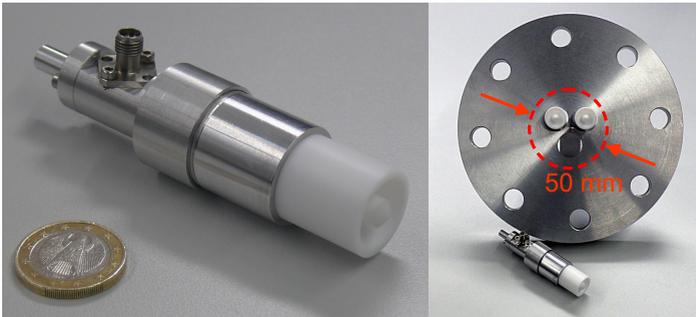


Abbildung 3.11. Messung und Simulation der normierten Gewinne  $G_{total, norm}$  bei Mittenfrequenz  $f_c$  für die Antennen A1, A2 und A3 in der Antennengruppe in H- und E-Ebene

Tabelle 3.1. Gemessene Kenngrößen der Einzelantennen der Antennengruppe

Parameter	A1	A2	A3
$\vartheta_{3dB,H} / ^\circ$	30	26	29
$\vartheta_{NK,H} / ^\circ$	-63	81	-87
$D_{NK,H} / \text{dB}$	17.1	23.2	21.3
$\vartheta_{3dB,E} / ^\circ$	25	26	26
$\vartheta_{NK,E} / ^\circ$	40	40	41
$D_{NK,E} / \text{dB}$	15.2	17.8	17.6

Abbildung 3.12. Links: Gefertigte Stifhornantenne; Rechts: Gruppenantenne mit Interementabstand  $d = 15 \text{ mm}$ 

Die simulierten Gewinne weisen eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Messdaten auf. In der oberen Zeile sind die Ergebnisse des Gewinns in der H-Ebene für  $\varphi = 0^\circ$  dargestellt. Für Antenne A1 entsteht durch die geometrische Symmetrie der Anordnung auch eine symmetrische Richtcharakteristik. Die Antennen A2 und A3 weisen hinsichtlich der Gewinne eine Unsymmetrie bezüglich  $\vartheta = 0^\circ$  auf, dies wird durch die Nebenkeule nahe  $\vartheta = 90^\circ$  bei Antenne A2 deutlich. Der Gewinn von Antenne A3 ist gespiegelt zum Gewinn von Antenne A2, die Nebenkeulen treten entsprechend nahe bei  $\vartheta = 270^\circ$  und  $\vartheta = 90^\circ$  auf. In der E-Ebene weisen die Gewinne eine schmalere Hauptkeule und mehr Nebenkeulen auf als in der H-Ebene. Simulation und Messung stimmen auch hier gut überein. Die Werte der Halbwertsbreite sowie die Nebenkeulendämpfung  $D_{NK}$  der Einzelstrahler sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Die messtechnische Untersuchung der Einzelstrahler ergab, dass die Antenne sich konform zu den simulierten Eigenschaften verhält. In Kapitel 3.3

wird die Antenne hinsichtlich ihrer bildgebenden Eigenschaften simulatorisch untersucht. In Abschnitt 3 folgen die messtechnischen Untersuchungen. Die Entwicklung der Multimodeantenne wird im folgenden Abschnitt erläutert.

### 3.2. Design einer geeigneten Multimodeantenne

Die im letzten Abschnitt entwickelte Gruppenantenne ermöglicht eine Strahlformung in die Winkelrichtungen  $\vartheta$  und  $\varphi$  durch die winkelabhängigen Laufzeiten zwischen den Einzelantennen und den Reflektoren. Für die Mittenfrequenz  $f_c$  äußert sich dies in einem relativen Phasenunterschied der gemessenen Übertragungsfunktionen. Eine Alternative zu diesem Verfahren ist ein Mehrantennensystem, bei dem die Einzelstrahler das gleiche Phasenzentrum aufweisen dürfen aber einen unterschiedlichen winkelabhängigen Amplitudenverlauf der Richtcharakteristik aufweisen. Diese Form der Strahlschwenkung wird in Tracking-Radarsystemen angewendet [12, Kap. 9.1], die zur Zielsuche in der Militärtechnik oder zum Nachführen von Antennen einer Erdstation für die Satellitenkommunikation eingesetzt werden. Die ersten Tracking-Radarsysteme verwendeten eine mechanisch schwenkbare Antenne, die die Winkelrichtung einer strahlenden Quelle auf Basis einer Auswertung sequentieller Messungen der Fußpunktspannungen einer Antenne für mehrere Winkelstellungen der Antenne ermitteln. Eine elektronische Strahlschwenkung wurde durch die gleichzeitige Messung an mehreren Fußpunkten mehrerer Antennen möglich. Ein solches Verfahren wird als „Simultaneous-Lobing“ oder „Monopulse“ bezeichnet, da die gleichzeitige Messung der Fußpunktspannungen zu einem Zeitpunkt ausreichend ist, um die Winkelposition einer Quelle zu ermitteln. Für die Satellitenkommunikation wurde 1962 von [7] ein Primärstrahler für eine Reflektorantenne entwickelt, der über die Auswertung der Signale zweier Hohlleitermoden aus einem Rundhohlleiter mit unterschiedlicher Amplitudencharakteristik eine Winkelschätzung einer Quelle ermöglicht. Dieser Ansatz wird in diesem Abschnitt aufgegriffen und erweitert, um eine dreidimensionale Strahlschwenkung zu erzielen. Der prinzipielle Vorteil dieser Anordnung gegenüber der Gruppenantenne aus dem letzten Abschnitt liegt darin, dass die gesamte Aperturfläche durch einen Hornstrahler ausgefüllt werden kann. Weiterhin können die in der Füllstandmesstechnik etablierten Hornantennen mit leichten Veränderungen an der Speisung verwendet werden.

In diesem Abschnitt wird zunächst die Theorie der Strahlschwenkung mittels Abstrahlung mehrerer Moden eines Rundhohlleiters beschrieben. Auf dieser Grundlage ein Speisetzwerk entwickelt, welches die modenreine Spei-

sung einer Hornantenne mit drei unterschiedlichen Hohlleitermoden ermöglicht. Ausgangspunkt ist der Hohlleiter in Abbildung 3.13. Der Rundhohlleiter

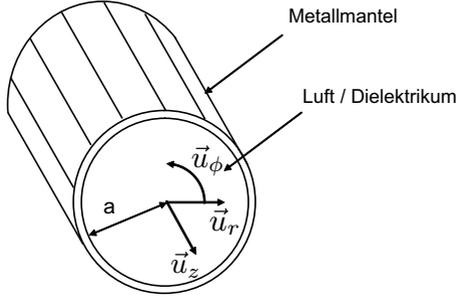


Abbildung 3.13. Schematische Darstellung eines Rundhohlleiters

besteht aus einem Hohlzylinder mit einem Innenradius  $a$ , dessen Wand aus gut leitfähigem Material, meist ein Metall hoher Konduktivität  $\kappa$  besteht. Innerhalb des Hohlzylinders kann ein Dielektrikum eingefügt werden, die folgende Herleitung geht von einem luftgefüllten Hohlleiter aus. Es wird angenommen, dass für die Leitfähigkeit  $\kappa \rightarrow \infty$  gilt, so dass an den Hohlleiterinnenwänden die tangentielle elektrische Feldstärke  $E_t$  verschwinden muss. Es gelten daher für  $E_\phi$  und  $E_z$  die Randbedingungen in Ausdruck 3.7 und 3.8.

$$E_\phi = 0 \quad \forall \quad r = a; \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi; \quad -\infty < z < \infty \quad (3.7)$$

$$E_z = 0 \quad \forall \quad r = a; \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi; \quad -\infty < z < \infty \quad (3.8)$$

Wird Wellenausbreitung in Richtung der  $z$ -Koordinate angesetzt, ergeben sich angelehnt an die Herleitung in [38] für das magnetische und das elektrische Vektorpotential  $\vec{A}$  und  $\vec{F}$  die möglichen Lösungsfunktionen entsprechend Ausdruck 3.9 und 3.10.

$$\vec{A} = \vec{u}_z A_z = \vec{u}_z A_0 e^{j\phi_m} J_n(k_r r) \cos(n\phi) e^{-jk_z z} \quad (3.9)$$

$$\vec{F} = \vec{u}_z F_z = \vec{u}_z F_0 e^{j\phi_e} J_n(k_r r) \cos(n\phi) e^{-jk_z z} \quad (3.10)$$

Die Konstanten  $A_0$  und  $F_0$  entsprechen den Amplituden der Vektorpotentiale, die Variablen  $\phi_m$  und  $\phi_e$  entstehen aufgrund der Rotationssymmetrie des Hohlleiters und den damit verbundenen Lösungen für unterschiedliche Winkel  $\phi$ . Der Ausdruck  $J_n(k_r r)$  entspricht der Besselfunktion 1. Art der Ordnung  $n$ , die die radiale Abhängigkeit der Vektorpotentiale mit der Konstanten  $k_r$  angibt.

Der Kosinusterm beschreibt die Funktion der Vektorpotentiale in Umfangsrichtung  $\phi$  als Funktion der Ordnung  $n$ . Die Konstante  $k_z$  entspricht der Separationskonstanten in  $z$ -Richtung. Über die Rechenvorschriften in Gleichung 3.11 und 3.12 können die 5-Komponenten Felder  $\vec{E}$  und  $\vec{H}$  berechnet werden.

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\mu} \text{rot rot}\vec{A} - \text{rot}\vec{F} \quad (3.11)$$

$$\vec{H} = \text{rot}\vec{A} + \frac{1}{j\omega\mu} \text{rot rot}\vec{F} \quad (3.12)$$

Zusammen mit den Randbedingungen aus 3.7 und 3.8 ergeben sich für die beiden Vektorpotentiale  $\vec{A}$  und  $\vec{F}$  unterschiedliche Lösungen für die Feldstärken. Es entstehen jeweils Wellen mit einer elektrischen ( $TM$ - oder  $E$ -Wellen) oder magnetischen ( $TE$ - oder  $H$ -Wellen) Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung. Zur Einhaltung der Randbedingungen ergeben sich diskrete Lösungen der Konstanten  $k_r$ . Im Fall der  $TM$ -Wellen muss gelten, dass die Besselfunktion  $J_n$  bei  $r = a$  eine Nullstelle aufweisen muss. Die Konstante  $k_r$  ergibt sich somit zu  $k_r = s_{np}/a$ , wobei  $s_{np}$  den Werten der  $p$ -ten Nullstelle der Besselfunktion  $n$ -ter Ordnung entspricht. Für  $TE$ -Wellen ergibt sich durch die Bedingung  $k_r = t_{np}/a$  ebenfalls eine Schaar an Lösungsfunktionen, wobei  $t_{np}$  nun der  $p$ -ten Nullstelle der Ableitung der Besselfunktion  $n$ -ter Ordnung entspricht. Die Schaar der Lösungen für den Wert  $j \cdot k_z$  entspricht der Leitungskonstanten der Leitung  $\gamma_{np}$  bezeichnet. Für beide Wellenarten ergeben sich Lösungen gemäß Gleichung 3.14.

$$\gamma_{np} = \alpha + j\beta = j\sqrt{k^2 - \left(\frac{s_{np}; t_{np}}{a}\right)^2} \quad (3.13)$$

mit  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  und  $p = 1, 2, 3, \dots$

Die Lösungen werden als Moden bezeichnet und können über die Feldverteilung charakterisiert werden. Der Index  $n$  entspricht der Umfangsperiodizität des  $E$ - beziehungsweise  $H$ -Feldes, der Index  $p$  entspricht der Anzahl der Nullstellen des Feldes zwischen Mitte des Hohlleiters bis zur Innenwandung. Ein solcher Hohlleiter soll in dieser Arbeit als Speisung einer Antenne dienen. Damit sich die gewünschten Moden, deren Abstrahlung im späteren Verlauf für eine Strahlschwenkung eingesetzt werden, im Hohlleiter ausbreiten, muss der Ausdruck unter der Wurzel rein reell sein, damit sich mit der Phasenkonstanten  $\beta$  eine fortschreitende Welle und keine aperiodisch gedämpfte Welle mit der Dämpfung  $\alpha$  ergibt. Für jede Mode ergibt sich eine untere Grenzfrequenz,

die so genannte Cut-Off Frequenz  $f_{cut,np}$ , ab der eine Welle ausbreitungsfähig ist, gemäß Gleichung 3.14.

$$f_{cut,np} = \frac{s_{np} \cdot t_{np}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \tag{3.14}$$

Für die Multimodeantenne werden drei Moden als Speisemoden verwendet. Der  $H_{11}$ -Mode in zwei Polarisierungen sowie der  $E_{01}$ -Mode. Der  $H_{11}$ -Mode wird auch Grundwelle genannt, da sie bei gegebenem Hohlleiterradius  $a$  die niedrigste Cut-off-Frequenz aufweist. Der  $E_{01}$ -Mode ist nach der Grundwelle der Mode mit der niedrigsten Cut-off-Frequenz. Die Wahl der Moden mit niedrigster Cut-off-Frequenz hat den Vorteil, dass  $a$  so gering gewählt werden kann, dass keine weiteren Moden an Diskontinuitäten vor allem im Bereich der Einspeisung in den Hohlleiter unbeabsichtigt entstehen können. Die Feldbelegung eines  $H_{11}$ -Modes ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Der Grundmode besitzt eine

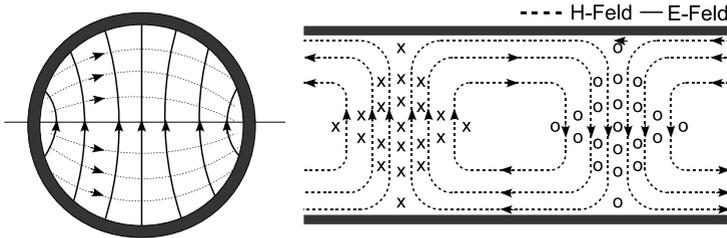


Abbildung 3.14. Feldbelegung eines  $H_{11}$ -Modes in der Transversalebene (links) und im Längsschnitt (rechts) eines Rundhohlleiters

achsensymmetrische Feldbelegung. Das elektrische Feld gibt die Polarisationsrichtung vor und ist in dem Beispiel vertikal orientiert. Das  $H$ -Feld ist orthogonal hierzu horizontal orientiert. Im Längsschnitt ist zu erkennen, dass lediglich das  $H$ -Feld eine Normalkomponente aufweist. In Abbildung 3.15 ist in der gleichen Weise die Feldbelegung des  $E_{01}$ -Modes dargestellt. Die Feldbelegung im transversalen Schnitt ist ähnlich zu der einer koaxialen TEM-Leitung. Das  $E$ -Feld weist keine  $\phi$ -Komponente auf, es ist rein radial orientiert. Das  $H$ -Feld weist nur eine  $\phi$ -Komponente auf. In Ausbreitungsrichtung existiert bei diesem Mode nun nur ein  $E$ -Feld.

In der Multimodeantenne werden die beiden Wellenarten angeregt und über eine lineare Aufweitung des Hohlleiters in den Freiraum überführt, wo sie abgestrahlt werden. Wird zunächst davon ausgegangen, dass die lineare Aufwei-

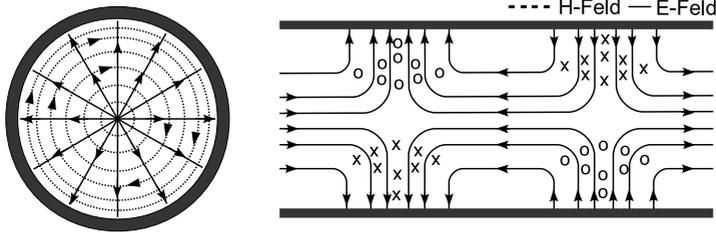


Abbildung 3.15. Feldbelegung eines  $E_{01}$ -Modes in der Transversalebene (links) und im Längsschnitt (rechts) eines Rundhohlleiters

tung keine Konversion in höhere Moden zur Folge hat und dass die Öffnung des Hohlleiters sich in einer unendlich großen, ideal leitfähigen Ebene befindet, kann die Richtcharakteristik einer solchen idealen Antenne analytisch berechnet werden. Hierfür wird die Aperturfeldmethode nach [39] eingesetzt, die in [2] für die Abstrahlung von Hohlleitermoden angewendet wurde. Hierfür wird angenommen, dass die Hohlleiterwelle vollständig an der Öffnung (Aperturfläche) zum Freiraum abgestrahlt wird. Hierfür werden die Felder der ungestörten Wellenausbreitung nach dem Huygens-Prinzip in das Fernfeld entwickelt. Die Quellen auf jedem Punkt der kreisrunden Apertur werden hierfür integriert. Es werden hierfür zwei Koordinatensysteme gemäß Abbildung 3.16 definiert. Die Integration über das Quellgebiet wird in Zylinderkoordinaten über die Koordinaten  $r'$  und  $\phi'$  in der Ebene  $z = 0$  durchgeführt. Der Aufpunkt des Fernfelds ist über Kugelkoordinaten  $r, \theta$  und  $\phi$  definiert, als Ursprung wird die Mitte der Aperturfläche gewählt. Die elektrischen Felder  $e_\phi$  in  $\phi$ -Polarisation und  $e_\theta$  in  $\theta$ -Polarisation können mittels Integration über die elektrischen Felder  $E_x$  und  $E_y$  in kartesischen Koordinaten gemäß Gleichung 3.15 berechnet werden.

$$e_\theta = \frac{j}{2\lambda} \frac{\exp(-jkr_0)}{r_0} \int_0^a \int_0^{2\pi} \left(1 + \frac{\beta}{k} \cos \theta\right) (E_x \cos \phi + E_y \sin \phi) \times e^{(jkr' \sin \theta \cos(\phi - \phi'))} r' dr' d\phi' \quad (3.15)$$

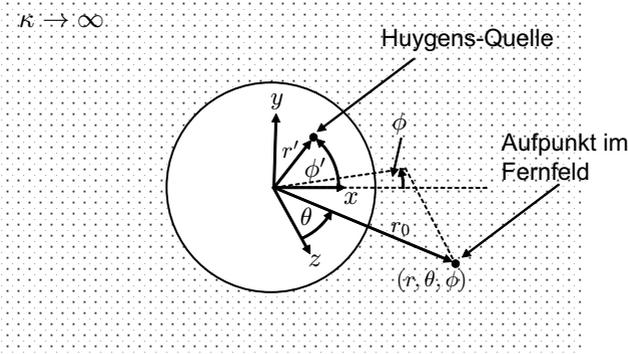


Abbildung 3.16. Koordinatensysteme zur Berechnung des Feldes in einem Aufpunkt im Fernfeld aus dem Quellgebiet auf der Stirnfläche eines Rundhohlleiters

$$e_{\phi} = \frac{-j \exp(-jkr_0)}{2\lambda} \frac{1}{r_0} \int_0^a \int_0^{2\pi} \left( \cos \theta + \frac{\beta}{k} \right) (-E_x \sin \phi + E_y \cos \phi) \times e^{(jkr' \sin \theta \cos(\phi - \phi'))} r' dr' d\phi' \quad (3.16)$$

Für den Grundmode  $H_{11}$  ergeben sich nach Lösen des Integrals für die elektrische Feldstärke  $e_{\theta}^{H_{11}}$  in  $\theta$ - und  $e_{\phi}^{H_{11}}$  in  $\phi$ -Richtung im Abstand  $r_0$  die Ausdrücke in den Gleichungen 3.17 und 3.18.

$$e_{\theta}^{H_{11}} = -\frac{A_{H11} N_1 \omega \mu a^3 \pi}{\lambda_0 X_1^2} \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} (1 + R_1 \cos \theta) J_1(X_1) \sin \phi \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \quad (3.17)$$

$$e_{\phi}^{H_{11}} = -\frac{A_{H11} N_1 \omega \mu a^3 \pi}{\lambda_0 X_1^2} \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} (R_1 + \cos \theta) J_1(X_1) \cos \phi \frac{X_1^2 J_1'(ka \sin \theta)}{X_1^2 - k^2 a^2 \sin^2 \theta} \quad (3.18)$$

Die  $\phi$ -Abhängigkeit des elektrischen Feldes in  $\theta$ -Richtung wird durch den Ausdruck  $\sin(\phi)$  ausgedrückt, es handelt sich daher um den Grundmode in vertikaler Polarisation. Bei  $\phi = 90^\circ$  ist lediglich eine  $\theta$ -Komponente des Feldes vorhanden, die ein Maximum bei  $\theta = 0^\circ$  besitzt und mit steigendem  $\theta$  durch das Produkt der Terme  $\cos(\theta)$  und dem Bruch mit der Besselfunktion erster Ordnung abfällt. Diese Abhängigkeit beschreibt die Richtcharakteristik in der E-Ebene der Antenne. In der H-Ebene bei  $\phi = 0^\circ$  existiert durch die lineare Polarisation nur eine  $\phi$ -Komponente des elektrischen Feldes, welches erneut

ein Maximum bei  $\theta = 0^\circ$  aufweist und mit steigendem  $\theta$  durch das Produkt des Terms  $\cos(\theta)$  mit einem Bruch mit der Ableitung der Besselfunktion erster Ordnung im Zähler abfällt.

Die Lösung des Fernfelds für den abstrahlenden  $E_{01}$ -Mode ergibt sich zu den Gleichungen in 3.19 und 3.20.

$$e_{\theta}^{E_{01}} = \frac{j}{\lambda_0} \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \pi \left(1 + \frac{1}{R_1} \cos \theta\right) A_{E_{01}} N_1 \sqrt{R_1 Z_0} X_1 \frac{1}{\left(\frac{X_1}{a}\right)^2 - (k \sin \theta)^2} \cdot [k \sin \theta J_0(X_1) J_0'(ka \sin \theta) - \frac{X_1}{a} J_0'(X_1) J_0(ka \sin \theta)] \quad (3.19)$$

$$e_{\phi}^{E_{01}} = 0 \quad (3.20)$$

Durch die Rotationssymmetrie bezüglich der  $z$ -Achse der Aperturfeldbelegung entsteht im Fernfeld  $e_{\theta}^{E_{01}}$  nur eine Abhängigkeit vom Winkel  $\theta$ . Weiterhin weist das Feld keine  $\phi$ -Komponente auf. Im Gegensatz zum Fernfeld des Grundmodes tritt beim Fernfeld des  $E_{01}$ -Modes eine um  $90^\circ$  verschobene elektrische Phase auf. Aus der Funktion nicht direkt ersichtlich ist, dass das Fernfeld des  $E_{01}$ -Modes eine punktsymmetrische Funktion bezüglich  $\theta = 0^\circ$  ist. Eine Strahlschwenkung wird durch Überlagerung beider Moden mit unterschiedlichen Amplitudengewichten erzielt. Im Fernfeld können sich die Feldstärken überlagern und zu örtlichen Verstärkungen oder Abschwächungen führen. Da der  $E_{01}$ -Mode nur  $\theta$ -Komponenten im Fernfeld aufweist und der  $H_{11}$ -Mode in der E-Ebene seine maximale Feldstärke ebenfalls in  $\theta$ -Richtung besitzt, sind die Überlagerungseffekte hier am stärksten, die E-Ebene des Grundmodes wird daher auch als Schwenkebene bezeichnet. Hingegen ergibt sich in der H-Ebene keine Schwenkung, da die Feldstärken beider Moden räumlich orthogonal orientiert sind. In der Schwenkebene ergibt sich für das Beispiel eines Rundhohlleiters mit  $a = 40$  mm die Feldstärken der abgestrahlten Moden im Abstand von  $r_0 = 1$  m bei einer Frequenz  $f = 25$  GHz der Verlauf der Feldstärke gemäß Abbildung 3.17. Das Feld des  $E_{01}$ -Modes wurde mit  $j$  multipliziert, damit eine elektrisch kohärente Überlagerung erfolgen kann, ansonsten erfolgt keine Verstärkung oder Auslöschung des Feldes. In der Abbildung ist erkennbar, dass sowohl im Real- als auch Imaginärteil eine achsensymmetrische Funktion im Fall der Abstrahlung des  $H_{11}$ -Modes sowie eine punktsymmetrische Funktion mit einer Nullstelle bei  $\theta = 0^\circ$  im Fall der Abstrahlung des  $E_{01}$ -Modes aufweisen. Bei Addition der Funktionen würde sich eine konstruktive Überlagerung bei negativen  $\theta$  ergeben und eine destruktive Überlagerung für positive  $\theta$ .

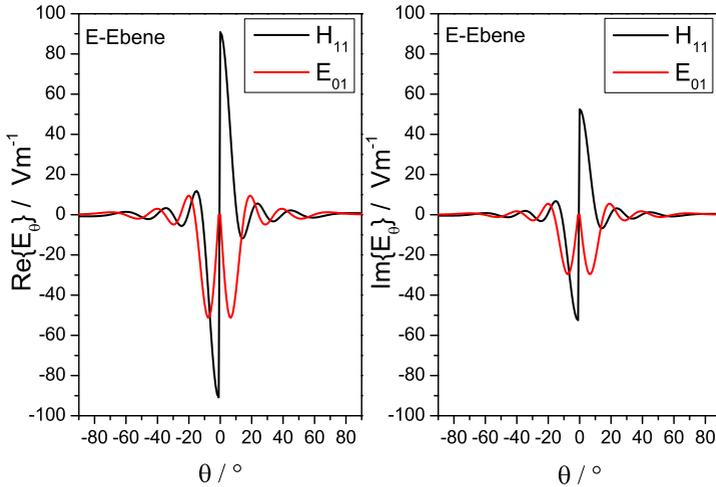


Abbildung 3.17. Real- und Imaginärteil der in  $\theta$ -Richtung orientierten elektrischen Feldstärke im Fernfeld eines abstrahlenden  $H_{11}$  und eines  $E_{01}$ -Moden

Um eine Beschreibungsgröße der durch die Überlagerung zweier Moden entstehenden Fernfelder zu erhalten, wird der Ansatz des passiven Netzwerks zur Überlagerung von Signalen im Empfangspfad gemäß Abbildung 2.16 aus Abschnitt 2.2.2 verwendet, um eine absolute Richtcharakteristik  $C_{HE}$  für den unidirektionalen Fall zu erhalten. Hierbei wird der Koppelkoeffizient ohne Beschränkung der Allgemeinheit fest zu  $a_1 = 1$  gewählt. Für die Charakteristik in der Schwenkebene ergibt sich der Ausdruck in Gleichung 3.21.

$$C_{HE,\vartheta}(\vartheta_s, \vartheta, \varphi) = \frac{C_{H_{11},\vartheta}(\vartheta, \varphi) + j \cdot g(\vartheta_s) \cdot C_{E_{01},\vartheta}(\vartheta, \varphi)}{\sqrt{1 + g(\vartheta_s)^2}} \quad (3.21)$$

Der Faktor  $g(\vartheta_s)$  bestimmt, mit welchem Vorzeichen und mit welchem Amplitudenquotienten die beiden Moden überlagert werden, um das Maximum der entstehenden Strahlungskeule auf den Winkel  $\vartheta_s$  zu legen. Der unidirektionale Gewinn  $G_{HE,\vartheta}$  kann über die Berechnung des Betragsquadrats der absoluten Richtcharakteristik gebildet werden und ist in Abbildung 3.18 für verschiedene Faktoren  $g$  einer Hornantenne mit  $a = 25$  mm entsprechend der zur Verfügung stehenden Aperturfläche für  $f_c = 25$  GHz dargestellt. Der Gewinn für  $g = 0$  entspricht der modenreinen Abstrahlung des Grundmodes und ergibt

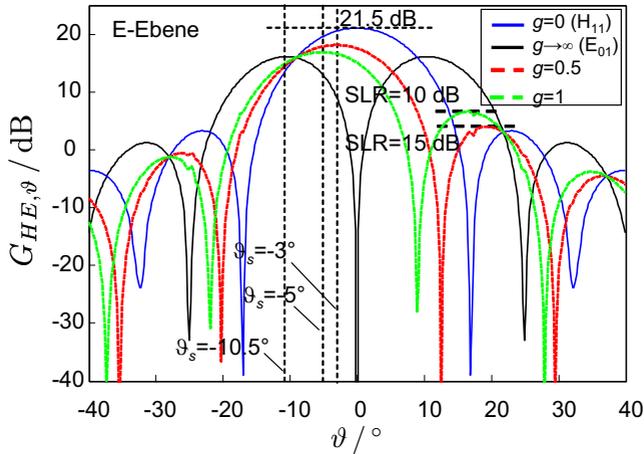


Abbildung 3.18. Gewinn der Multimodeantenne bei Überlagerung von Grundmode mit  $E_{01}$ -Mode mit unterschiedlichen Gewichten  $g$

den Maximalgewinn von 21.5 dB. Mit  $g \rightarrow \infty$  wird der reine  $E_{01}$ -Mode abgestrahlt. Er weist die charakteristische Nullstelle in Hauptstrahlrichtung sowie zwei Hauptkeulen bei  $\vartheta = 10.5^\circ$  auf. Die Winkellage der Hauptkeulen legt somit im theoretische Idealfall den maximalen Schwenkwinkel der Antenne fest. Für alle Werte von  $g$  zwischen 0 und  $\infty$  weist die Funktion des Gewinns eine aus der Hauptstrahlrichtung verschobene Strahlungskeule auf. Beispielfhaft sind in der Abbildung für die Gewichte  $g = 0.5$  und  $g = 1$  die Gewinnfunktionen dargestellt. Mit steigendem Betrag des Gewichts erhöht sich der Schwenkwinkel von  $\vartheta_s = -3^\circ$  auf  $\vartheta_s = -5^\circ$ . Gleichzeitig nimmt der Maximalwert des Gewinns leicht ab und das Nebenkeulenniveau steigt durch die Annäherung an die Funktion des  $E_{01}$ -Gewinns an, wodurch die Nebenkeulenunterdrückung von  $SLR = 15$  dB auf  $SLR = 10$  dB abfällt. Je nach gewähltem Hohlleiterradius  $a$  verändern sich die Antenneneigenschaften. Mit zunehmendem  $a$  erhöht sich der Gewinn  $G_{HE}$  für  $\vartheta_s = 0^\circ$ . Gleichzeitig rücken die Hauptkeulen des  $E_{01}$ -Modes näher an  $\vartheta = 0^\circ$  heran und der Gewinn steigt auch hier durch die größere Aperturfläche an. Durch die Verringerung der Winkelablage der Hauptkeulen reduziert sich gleichzeitig der Schwenkwinkel, außerdem steigt das Nebenkeulenniveau bei konstantem Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  mit steigendem  $a$  an. Es gibt also einen Zusammenhang zwischen Aperturgröße der An-

tenne, Nebenkeulenunterdrückung und Schwenkwinkel der Antenne. In Abbildung 3.19 ist der Zusammenhang graphisch dargestellt. Das Diagramm ist

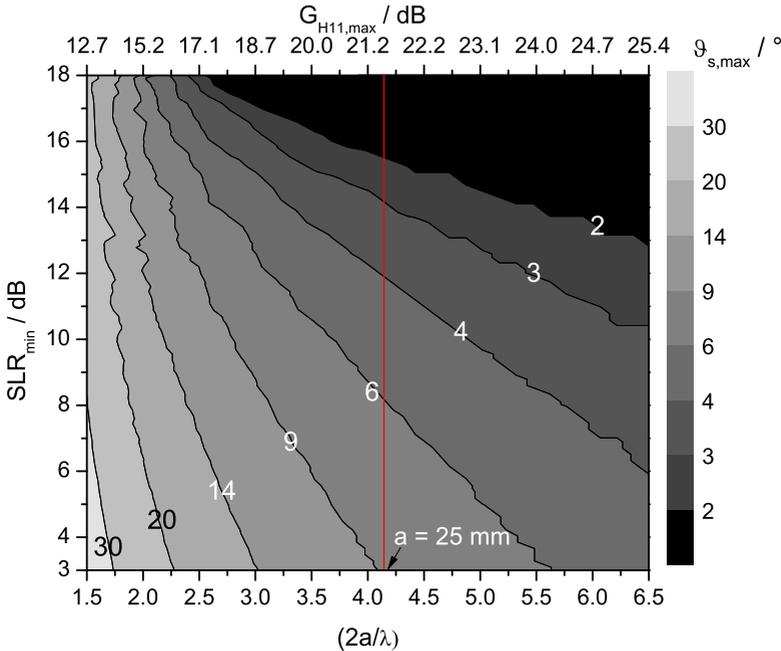


Abbildung 3.19. Maximaler Schwenkwinkel  $\vartheta_{s,max}$  als Funktion des elektrischen Aperturdurchmessers  $2a/\lambda$  eines Rundhohlleiters unter der Nebenbedingung einer minimal geforderten Nebenkeulenunterdrückung  $SLR_{min}$ . Die obere x-Achse entspricht dem maximalen Gewinn der Hornantenne für die Schwenkrichtung  $\vartheta_s = 0^\circ$ .

wie folgt zu lesen. Die Konturlinien entsprechen maximalen Schwenkwinkeln  $\vartheta_{s,max}$ , die unter der Nebenbedingung einer minimal geforderten Nebenkeulenunterdrückung  $SLR_{min}$  erreicht werden können. Wird in der Anwendung eine bestimmte Anforderung an den maximalen Schwenkwinkel und die minimale Nebenkeulenunterdrückung gestellt, so kann der richtige Aperturdurchmesser gewählt werden. Die Schwenkeigenschaften verbessern sich mit geringerem Aperturdurchmesser, daher ist zusätzlich der maximal erzielbare Gewinn der Antenne entsprechend dem Gewinn des Grundmodes in Hauptstrahlrichtung dargestellt. Zu beachten ist, dass die Untersuchung für den unidirektionalen

Fall der Strahlschwenkung erfolgt ist. In einem reinen Empfangsfall oder reinen Sendefall können diese Eigenschaften erzielt werden. Bei einer bildgebenden Radarmessung müssen Sende- und Empfangseigenschaften der Antenne gemeinsam betrachtet werden, um einen effektiven Gewinn  $G_{eff}$  zu errechnen, der mit dem Gewinn einer Einzelantenne vergleichbar ist. Für den Fall der Schwenkung in nur einer Ebene durch die Verwendung nur eines der Grundmoden sowie des  $E_{01}$ -Modes erfolgt im einfachsten Fall eine bildgebende Messung durch Senden mit dem Grundmode und dem gleichzeitigen Empfangen der Reflexion und der Transmission in den  $E_{01}$ -Mode. Für die Übertragungsfunktionen der Reflexion  $\tilde{H}_{HH}(\omega)$  und der Transmission  $\tilde{H}_{EH}(\omega)$  für Ziele, die sich in der E-Ebene im Winkel  $\vartheta_t$  befinden und die Reflektivität  $\gamma_t$  aufweisen ergeben sich die für Mittenfrequenz  $f_c$  die Ausdrücke in den Gleichungen 3.22 und 3.23.

$$\tilde{H}_{HH}(\vartheta_t) = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_c r_t}}{4\pi r_t^2} \cdot C_{H11,\vartheta}^2(\vartheta_t) \cdot \gamma_t \quad (3.22)$$

$$\tilde{H}_{EH}(\vartheta_t) = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_c r_t}}{4\pi r_t^2} \cdot C_{H11,\vartheta}(\vartheta_t) \cdot C_{E01,\vartheta}(\vartheta_t) \cdot \gamma_t \quad (3.23)$$

Durch leistungsnormierte Überlagerung beider Übertragungsfunktionen mit einem Faktor  $g$  ergibt sich als resultierende Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{res}$  gemäß Gleichung 3.24.

$$\tilde{H}_{res}(\vartheta_t, g) = \frac{\tilde{H}_{HH}(\vartheta_t) + j \cdot g \cdot \tilde{H}_{EH}(\vartheta_t)}{\sqrt{1 + g^2}} \quad (3.24)$$

$$\tilde{H}_{res}(\vartheta_t, g) = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_c r_t}}{4\pi r_t^2} \cdot \gamma_t \cdot C_{H11,\vartheta}(\vartheta_t) \cdot C_{HE,\vartheta}(\vartheta_t, g)$$

Der effektive Gewinn  $G_{eff,res,\vartheta}$  der resultierenden Übertragungsfunktion ist in Gleichung 3.25 angegeben.

$$G_{eff,res,\vartheta}(\vartheta, g) = |C_{H11,\vartheta}(\vartheta) \cdot C_{HE,\vartheta}(\vartheta, g)| \quad (3.25)$$

Durch das Senden mit dem Grundmode und dem gleichzeitigen Empfangen mit beiden Moden ergibt sich im bidirektionalen Fall eine zusätzliche Maskierung der Charakteristik  $C_{HE}$  mit der Sendecharakteristik des Grundmodes  $C_{H11}$ . Analog zur Darstellung des Gewinns  $G_{HE}$  in Abbildung 3.18 ergeben sich für den effektiven Gewinn  $G_{eff,res}$  für unterschiedliche  $g$  die Verläufe

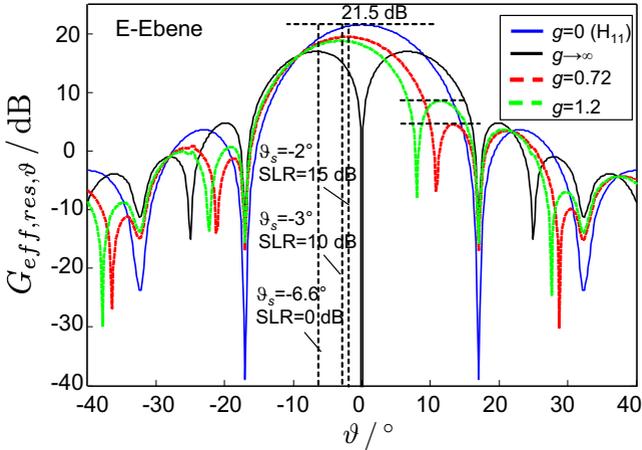


Abbildung 3.20. Effektiver Gewinn der Multimodeantenne bei Überlagerung der Übertragungsfunktionen der Reflexion des Grundmodes mit der Transmission in den  $E_{01}$ -Mode mit unterschiedlichen Gewichten  $g$

in Abbildung 3.20. Die Schwenkrichtung  $\vartheta_s = 0^\circ$  mit  $g = 0$  ergibt erneut den Gewinn des Grundmodes, in diesem Fall entspricht die bildgebende Messung einer herkömmlichen SISO-Messung, da der  $E_{01}$ -Mode durch die Nullstelle in Hauptstrahlrichtung keinen Beitrag zum Ergebnis liefert. Durch die Maskierung des effektiven Gewinns mit dem Grundmode sind für den Fall  $g \rightarrow \infty$  die Maxima der Hauptkeulen des reinen  $E_{01}$ -Modes von  $\vartheta = \pm 10.5^\circ$  bei  $G_{HE,\vartheta}$  in Richtung Hauptstrahlrichtung auf  $\vartheta = \pm 6.6^\circ$  bei  $G_{eff,res,\vartheta}$  verschoben. Auch der Faktor  $g$  erzeugt nun andere Schwenkwinkel  $\vartheta_s$ . In dem Beispiel wurde  $g$  so gewählt, dass die Nebenkeulenunterdrückungen  $SLR = 10$  dB und  $SLR = 15$  dB für  $G_{HE,\vartheta}$  und  $G_{eff,res,\vartheta}$  identisch sind. Bei gleicher Nebenkeulenunterdrückung wird beim effektiven Gewinn ein geringerer Schwenkwinkel erreicht, dies ist ebenfalls durch die Maskierung mit dem Gewinn des Grundmodes bedingt.

Ist für jeden Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  der zugehörige Faktor  $g_{res}$  bekannt, kann die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{res}(\vartheta_s, \vartheta_t)$  für alle  $\vartheta_s$  in der E-Ebene als Projektion eines Steuervektors  $\vec{a}_N = (1 \quad g_{res}(\vartheta_s))^T / \sqrt{1 + |g_{res}(\vartheta_s)|^2}$  auf die Messdaten gemäß Gleichung 3.26 konform zum ML-Beamformer für Einzelziele aus Abschnitt 2.2.2 ausgedrückt werden. Der Faktor  $g_{res}$  enthält im weiteren Verlauf

den Faktor  $j$  zur Kompensation der Phasenunterschiede.

$$\tilde{H}_{res}(\vartheta_t, \vartheta_s) = K \cdot C_{H11, \vartheta}(\vartheta_t) \cdot \frac{\left( 1 - g_{res}(\vartheta_s) \right)}{\sqrt{1 + |g_{res}(\vartheta_s)|^2}} \cdot \begin{pmatrix} C_{H11, \vartheta}(\vartheta_t) \\ C_{E01, \vartheta}(\vartheta_t) \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

In der Konstanten  $K$  sind alle von  $\vartheta_t$  unabhängigen Terme aus Gleichung 3.25 zusammengefasst. Wird die Übertragungsfunktion für alle  $\vartheta_s$  bestimmt, so weist die Funktion ein lokales Maximum bei  $\vartheta_s = \vartheta_t$  auf, wodurch eine Winkelzuordnung des Ziels ermöglicht wird. Der Wert der Funktion im lokalen Maximum für  $\vartheta_s = \vartheta_t$  ist abhängig vom Zielwinkel  $\vartheta_t$ , von der Konstanten  $K$  und von der Reflektivität des Ziels  $\gamma_t$ , da das Maximum des effektiven Gewinns mit steigendem Zielwinkel  $\vartheta_t$  abnimmt. Soll nicht nur die Winkelposition des Ziels, sondern seine absolute Reflektivität  $\gamma_t$  bestimmt werden, so muss der Abfall des effektiven Gewinns und der Faktor  $K$  ermittelt werden. Dies ist für die hier vorgestellte Signalauswertung nicht erforderlich, soll allerdings der Vollständigkeit halber erwähnt werden. Zur Ermittlung der absoluten Reflektivität wird nicht wie im vorherigen Fall eine Leistung erhaltende Überlagerung der Übertragungsfunktionen sondern durchgeführt, sondern es wird für jeden Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  ein konstanter Prozessgewinn in eben diese Winkelrichtung verlangt. Dieses Verfahren entspricht der Schätzung der Reflektivität nach Gleichung 9 aus [27], die im Folgenden für den Fall der aktiven Radarmessung betrachtet wird. Die räumliche Reflektivität wird dabei durch eine Projektion der Steuervektoren  $\vec{a}_{m2,MLM}$  auf den Vektor des Empfangssignals  $\vec{s}$  ausgeführt. Die Steuervektoren ergeben im Produkt mit der Reflektivität des Ziels  $\gamma_t$  die Übertragungsfunktionen  $H_{HH}$  und  $H_{EH}$ , also entsprechen die Einträge in den Steuervektoren den Ausdrücken für  $H_{HH,norm}$  und  $H_{EH,norm}$  entsprechend Gleichung 3.27.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{HH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) &= \tilde{H}_{HH}(\vartheta_t = \vartheta_s) \cdot \gamma_t^{-1} \\ \tilde{H}_{EH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) &= \tilde{H}_{EH}(\vartheta_t = \vartheta_s) \cdot \gamma_t^{-1} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Die Steuervektoren können nun gemäß Gleichung 3.28 berechnet werden.

$$\vec{a}_{m2,MLM}(\vartheta_s) = \frac{\begin{pmatrix} \tilde{H}_{HH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \\ \tilde{H}_{EH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} \tilde{H}_{HH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \\ \tilde{H}_{EH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \end{pmatrix}^H \cdot \begin{pmatrix} \tilde{H}_{HH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \\ \tilde{H}_{EH,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s) \end{pmatrix}} \quad (3.28)$$

Zur Ermittlung der absoluten Reflektivitätsverteilung  $A_{MLM,\gamma}(\vartheta_s)$  wird die Projektion der Steuervektoren auf den Vektor mit den Messdaten  $\vec{s}$  gemäß Gleichung 3.29 durchgeführt. Nach Einsetzen der Terme aus 3.26, 3.23 und der Konstanten  $K$  aus 3.22 ergibt sich als Ergebnis der Ausdruck in Gleichung 3.30.

$$A_{MLM,\gamma}(\vartheta_s) = \vec{a}_{m2,MLM}(\vartheta_s) \cdot \vec{s} = \vec{a}_{m2,MLM}(\vartheta_s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{H}_{HH}(\vartheta_t) \\ \tilde{H}_{EH}(\vartheta_t) \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$A_{MLM,\gamma}(\vartheta_s) = \frac{K^2 (C_{H11,\vartheta}(\vartheta_t))^2}{(K^*)^2 \cdot (C_{H11,\vartheta}^*(\vartheta_s))^2} \cdot \frac{(1 + g_{res}(\vartheta_t)g_{res}(\vartheta_s))}{(1 + |g_{res}(\vartheta_s)|^2)} \cdot \gamma \quad (3.30)$$

Im Ergebnis der Reflektivität wird die Maskierung mit der Charakteristik des Grundmodes kompensiert. Der Term  $(C_{H11,\vartheta_s}^*)^2$  im Nenner stammt dabei vom Steuervektor  $\vec{a}_{m2,MLM}$ . Zur Ermittlung der Reflektivität muss der Schwenkwinkel  $\vartheta_s = \vartheta_t$  gewählt werden. In diesem Fall ergibt sich für die Reflektivitätsschätzung der Wert  $A_{MLM,\gamma}(\vartheta_s) = \gamma$ . Diese Projektion eignet sich nicht, um die Winkelposition des Reflektors zu bestimmen. Wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben wird dafür das Problem der Reflektivitätsschätzung von der Winkelschätzung entkoppelt. Dies entspricht dem Ergebnis der Projektion mit den Steuervektoren  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)$  auf den Signalvektor  $\vec{s}$  gemäß Gleichung 3.31 über den Ausdruck  $P_{MLM,\vartheta_t} = |A_{MLM,\vartheta_t}|^2$ , wobei der Steuervektor  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)$  dem auf Länge 1 normierten Steuervektor  $\vec{a}_{m2,MLM}(\vartheta_s)$  entspricht.

$$\begin{aligned} P_{MLM,\vartheta_t}(\vartheta_s) &= |\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)^H \cdot \vec{s}|^2 \\ &= |\gamma|^2 |K|^2 |C_{H11,\vartheta}(\vartheta_t)|^4 \left| \frac{(1 + g_{res}^*(\vartheta_s))}{\sqrt{1 + |g_{res}(\vartheta_s)|^2}} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ g_{res}(\vartheta_t) \end{pmatrix} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.31)$$

Der Projektionsvektor  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)$  entspricht dabei dem Vektor  $\vec{a}_N$ , der in Ausdruck 3.26 für eine leistungsnormierte Überlagerung verwendet wurde. Bei der Projektion mit dem Steuervektor  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_t)$  tritt der maximale Wert auf, so dass  $\vartheta_t$  direkt über eine Maximumsuche ermittelt werden kann. Dadurch, dass der Term der Maskierung  $C_{H11,\vartheta}(\vartheta_t)$  nicht vom jeweiligen Steuervektor abhängig ist, kann der volle Schwenkbereich der Charakteristik  $C_{HE}$  verwendet werden, so dass hier die Schwenkgrenzen aus dem Diagramm 3.19 weiterhin verwendet werden können. Mit einem Hohlleiter  $a = 25$  mm kann somit ein maximaler Schwenkwinkel von  $\pm 10.5^\circ$  bei  $SLR = 0$  dB erzielt werden.

Durch Hinzunahme des Grundmodes  $H_{11}$  mit orthogonaler Polarisierung kann ein Strahlschwenkung in beiden Winkelrichtungen  $\vartheta$  und  $\varphi$  erfolgen. Hierfür wird der Steuervektor  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)$  um ein weiteres Element zu  $\vec{a}_{m3,MLM,norm}(\vartheta_s, \varphi_s)$  erweitert. Der Grundmode  $H_{11x}$  entspricht im Folgenden dem Grundmode in horizontaler Polarisierung, der Mode  $H_{11y}$  dem Grundmode in vertikaler Polarisierung. Der Steuervektor ergibt sich gemäß Gleichung 3.32.

$$\vec{a}_{m3,MLM,norm}(\vartheta_s, \varphi_s) = \frac{\begin{pmatrix} \tilde{H}_{HyHy,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \\ \tilde{H}_{EHy,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \\ \tilde{H}_{EHx,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \end{pmatrix}}{\left| \begin{pmatrix} \tilde{H}_{HyHy,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \\ \tilde{H}_{EHy,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \\ \tilde{H}_{EHx,norm}(\vartheta_t = \vartheta_s, \varphi_t = \varphi_s) \end{pmatrix} \right|} \quad (3.32)$$

Der Steuervektor kann nun messtechnisch durch die Bestimmung der normierten Übertragungsfunktionen eines Reflektors an den Winkelpositionen  $\vartheta_s$  und  $\varphi_s$  bestimmt werden. Durch die Normierung des Steuervektors auf Einheitslänge ist es zudem möglich, statt der normierten Übertragungsfunktionen nach Gleichung 3.27 die nicht normierten Übertragungsfunktionen 3.23 zu verwenden, da  $\gamma$  durch die Normierung eliminiert wird. Auf diese Weise werden in Abschnitt 4 die gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{m3}$  und im weiteren die Steuervektoren  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  bestimmt. Die Vektoren  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  enthalten zusätzlich die verbleibenden Übertragungsfunktionen  $\tilde{H}_{HxHx}$ ,  $\tilde{H}_{EE}$  und  $\tilde{H}_{HyHx}$ , die für eine Rekonstruktion nicht unbedingt notwendig sind, aber als weitere Freiheitsgrade zur Unterscheidung der Raumrichtungen der Ziele dienen können. Da bei der Herleitung davon ausgegangen wird, dass  $\gamma$  ein skalarer Reflexionsfaktor ist, der für beide einfallenden Polarisierungen gleich ist und keine Polarisierungsverkopplung stattfindet, ist die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{HyHx} = 0$ .

Es folgt die Entwicklung einer geeigneten Multimodeantenne, die alle drei Moden  $H_{11x}$ ,  $H_{11y}$  und  $E_{01}$  an einer Apertur zur Abstrahlung bringt. Die Antenne soll für die Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz mit einer Bandbreite von  $B = 2$  GHz ausgelegt werden, also eine relative Bandbreite von  $B_{rel} = 8\%$  aufweisen. Die Abstrahlung erfolgt durch einen Hornstrahler durch lineare Aufweitung des Speisehohlleiters auf einen Aperturdurchmesser von  $d_{ap} = 50$  mm. Die Herausforderung bei der Entwicklung liegt dabei in einer möglichst modenreinen Speisung der Antenne und einem vertretbaren Aufwand in der Fertigung. Aus der Literatur ([40, 41, 42, 43, 44, 45]) sind unterschiedliche Lösungen bekannt. Grundsätzlich werden die einzelnen Moden durch unterschiedliche Koppelmechanismen im zentralen Speisehohlleiter angeregt. Wenn die Koppelmechanis-

men mehrere Moden gleichzeitig anregen, werden die ungewünschten Moden mit geeigneten Filtern vor der Abstrahlung entfernt. Durch gegenseitige Verkopplung der Koppelinrichtungen werden die Moden in der Regel sektionsweise entlang des Speisehohlleiters eingekoppelt, wodurch Reflektoren eingebracht werden müssen, damit sich die Moden in die Richtung der Antennenapertur ausbreiten. Eine Lösung für die Einspeisung eines  $H_{11}$ - und eines  $E_{01}$ -Modes ist in [42] vorgestellt. Hierbei werden dem runden Speisehohlleiter die Moden über seitlich angebrachte Rechteckhohlleiter, die den Grundmode  $H_{10}$  führen, über Koppelschlitze zugeführt. Da sich der angeregte Grundmode in beide Richtungen im Speisehohlleiter ausbreitet, wurde ein resonantes Modenfilter, auch „Resonant Ring“ genannt, eingesetzt, um den Grundmode zu reflektieren und den  $E_{01}$ -Mode ungedämpft transmittieren zu lassen. Das Modenfilter ist jedoch für die Anwendung zu schmalbandig, in einem ähnlichen Aufbau [43] wurde  $B_{rel} = 5\%$  erreicht. Eine breitbandige Lösung bietet die Verwendung einer Metallblende, die längs und zentrisch in den Speisehohlleiter eingebracht wird. Für den Betrieb mit zwei Grundmoden muss eine weitere Einspeisung erfolgen. Diese wird mittels eines koaxialen Übergangs ([36], S. 420) in einer weiteren, monomodigen Sektion des Speisehohlleiters ermöglicht. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.21 dargestellt. Der Mode  $H_{11x}$  wird über

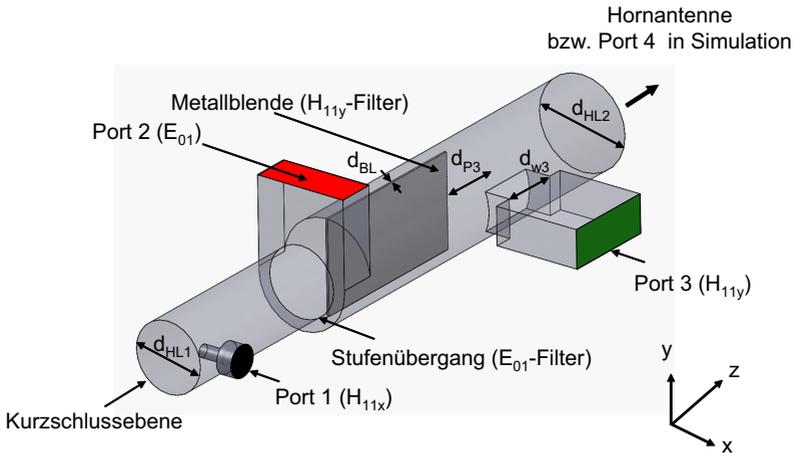


Abbildung 3.21. Speisehohlleiter mit drei Speiseports zur Anregung der Moden  $H_{11x}$ ,  $H_{11y}$  und  $E_{01}$ .

die koaxiale Einspeisung am Anfang des Speisehohlleiters angeregt. Hier wurde die Baugruppe aus Abschnitt 3.1 zur Speisung der dielektrischen Hornantenne verwendet. Der Innendurchmesser des Hohlleiters beträgt  $d_{HL1} = 8$  mm. Die Cut-Off-Frequenz des Grundmodes beträgt  $f_{cut,11} = 21.96$  GHz, der  $E_{01}$ -Mode ist erst außerhalb des Nutzbandes ab  $f_{cut,01} = 28.69$  GHz ausbreitungsfähig. Der Grundmode  $H_{11x}$  gelangt in die nächste Hohlleitersektion mit einem Innendurchmesser von  $d_{HL2} = 10.7$  mm, in der nun der  $E_{01}$ -Mode zusätzlich zum Grundmode ausbreitungsfähig ist. Die Cut-Off-Frequenz liegt hier bei  $f_{cut,01} = 21.45$  GHz. Der nächst höhere Mode  $H_{21}$  ist ab  $f_{cut,21} = 27.24$  GHz, also erst oberhalb des Nutzbandes ausbreitungsfähig. Der in  $x$ -Richtung polarisierte Grundmode kann die Metallblende passieren und gelangt zur an Port 4 angrenzenden Antennensektion. Durch die Speisung des Rechteckhohlleiters an Port 2 wird im Speisehohlleiter der  $E_{01}$ -Mode angeregt. Die Anregung ist nicht modenrein, es wird zusätzlich der  $H_{11y}$ -Mode angeregt. Dieser wird über die Metallblende unterdrückt, so dass an Port 4 nur der  $E_{01}$ -Mode erscheint. Über einen weiteren Koppelschlitz mit Stufenübergang wird über Port 3 der Grundmode  $H_{11y}$  in orthogonaler Polarisierung angeregt. Die Metallblende dient hier als Reflektor, so dass der Mode sich in Richtung Port 4 ausbreitet. Für die rechteckigen Hohlleiter an Port 2 und Port 3 wurde das WR-42 Maß mit der Breite  $w = 10.668$  mm und der Höhe  $h = 4.318$  mm verwendet, für dass kommerzielle Übergänge auf die koaxiale Ebene verfügbar sind, wodurch eine Messung mittels Netzwerkanalysator möglich ist. Der Rechteckhohlleiter ist für einen Frequenzbereich von 18 GHz bis 26.5 GHz geeignet. Die Struktur wurde in CST Microwave Studio für eine gute Modenreinheit und guter Eingangsanpassung an den Ports optimiert. Es hat sich gezeigt, dass die Wahl  $d_{HL2} = w$  optimal für die Anpassung an Port 2 ist, also die breite des Koppelschlitzes dem Durchmesser des übermodeten Speisehohlleiters entspricht. Je nach Länge der Metallblende konnte die Unterdrückung des von Port 2 angeregten, parasitären  $H_{11y}$ -Modes verbessert werden. Die Dicke der Metallblende  $d_{BL}$  hat nur einen geringen Einfluss auf das Verhalten des Filters, es wurde ein Messingblech mit der Stärke von 0.2 mm verwendet. Für eine gute Eingangsanpassung von Port 3 wurde die Schlitzbreite  $d_{w3}$  sowie der Abstand zwischen der Mitte des Einkoppelschlitzes zum Metallblech  $d_{p3}$  optimiert. Das Resultat ist eine Schlitzbreite von  $d_{w3} = 6.8$  mm und  $d_{p3} = d_{w3}/2$ . Somit beginnt der Koppelschlitz genau am Ende der Metallblende. Ein Maß für die Modenreinheit der angeregten Moden an der Antennenebene ist die Transmission der Wellen von den einzelnen Speiseports in Port 4, die in Abbildung 3.22 für das gesamte Nutzband dargestellt sind. Die grünen Kurven entsprechen der Anre-

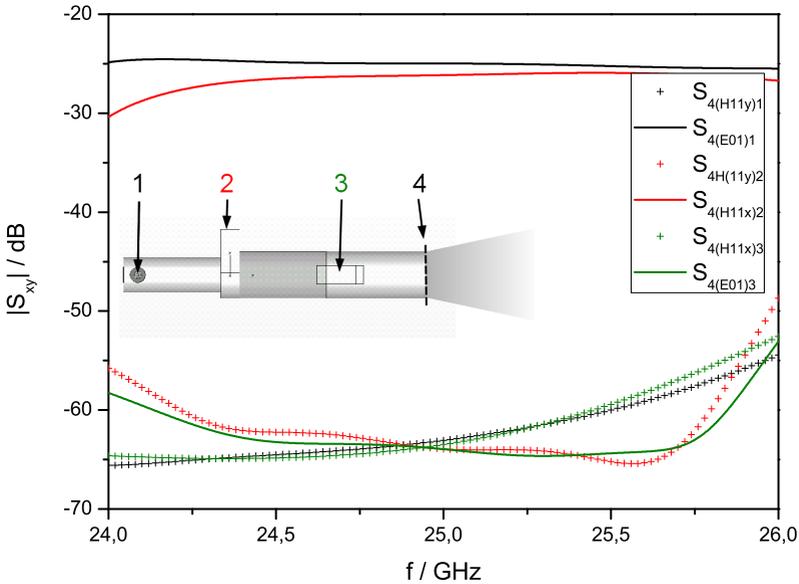


Abbildung 3.22. Konversion der Speisemoden der Ports 1, 2, und 3 in parasitäre Moden am Antennenport 4

gung von Port 3, der die parasitären Moden  $E_{01}$  und  $H_{11x}$  mit mehr als 50 dB unterdrückt. Auch die Konversionen der Speisewellen der Ports 1 und 2 in den Mode  $H_{11y}$  sind gering, was durch die gute Filterwirkung der Metallblende bedingt ist. Die Konversionen  $S_{4(E01)1}$  und  $S_{4(H11x)2}$  liegen mit Werten um  $-25$  dB deutlich höher als die anderen Werte. Diese Eigenschaft ist durch die nicht vollständige Polarisationsreinheit der Anregung des  $H_{11x}$ -Modes durch Port 1 bedingt. Die Konversion der koaxialen Welle in den  $H_{11y}$ -Mode liegt bei etwa  $-25$  dB. Die Welle läuft nun zu Port 2. Da der Speisemode  $H_{10}$  von Port 2 eine Anregung sowohl des  $E_{01}$ - als auch des  $H_{11y}$ -Modes verursacht, wird eine ankommende  $H_{11y}$ -Welle zum Teil in den  $H_{10}$  sowie den  $E_{01}$ -Mode konvertiert. Der erzeugte  $E_{01}$ -Mode gelangt nun ungedämpft an Port 4, wodurch der erhöhte Wert  $S_{4(E01)1}$  aus dem Diagramm erklärt werden kann. Analog ergibt sich bei der Speisung von Port 2 eine Welle des Modes  $H_{11y}$ , die in die monomode Sektion des Speisehohlleiters gelangt, an der koaxialen Einspeisung in  $H_{11x}$  konvertiert und somit ohne Dämpfung durch die Metallblende

bis zu Port 4 gelangen kann. Hierdurch werden Werte des  $S_{4(H11x)2}$  ähnlich denen des  $S_{4(E01)1}$  erreicht. Im Folgenden wird Port 4 durch eine in den Freiraum abstrahlende Hornantenne ersetzt. Der Hohlleiterdurchmesser wird von  $d_{HL2} = 10.7$  mm mit einer linearen Taperfunktion auf den Aperturdurchmesser  $d_{ap} = 50$  mm erweitert. Die Aufweitung erfolgt über eine Länge von 100 mm. Für die gesamte Antenne ergeben sich dann für die Eingangsreflexionen sowie die Portverkopplungen die Verläufe gemäß Abbildung 3.23. Die koaxiale Ein-

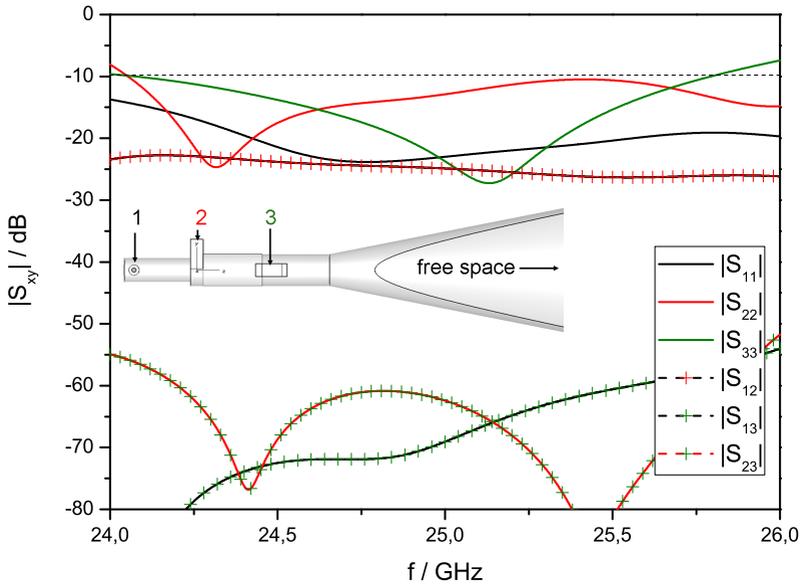


Abbildung 3.23. Eingangsanpassung und Entkopplung der einzelnen Speiseports

speisung weist eine Eingangsreflexion  $S_{11}$  von besser als  $-14$  dB auf, die Ports 2 und 3 übersteigen den Wert von  $-10$  dB leicht an den Bandkanten, so dass sich eine relative Bandbreite von  $B_{rel} = 7\%$  ergibt. Durch die gute Entkopplung von Port 3 zu den Ports 1 und 2 über die Metallblende wird ein geringes Übersprechen unterhalb  $-55$  dB erreicht. Das erhöhte Übersprechen zwischen der Ports 1 und 2 ist erneut durch die parasitäre Anregung des  $H_{11y}$ -Modes der koaxialen Einspeisung und die anschließende Konversion in den  $H_{10}$ -Mode von Port 2 bedingt.

Die gefertigte Antenne bestehend aus der Modeneinspeisung und der Hornan-

tenne ist in Abbildung 3.24 dargestellt. In der linken Abbildung ist die Mul-

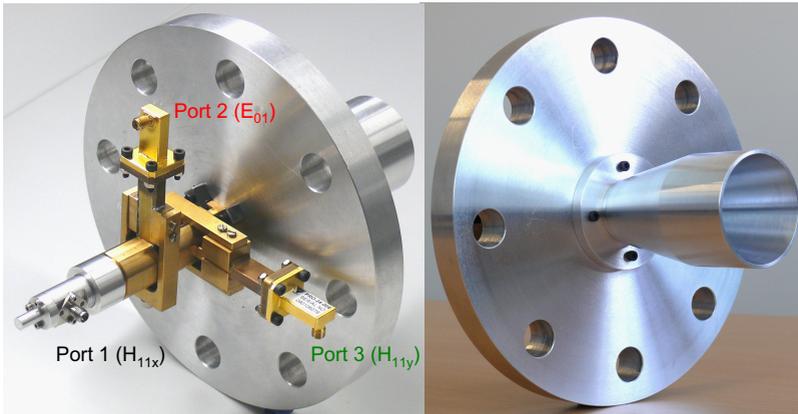


Abbildung 3.24. Gefertigter Hornstrahler mit  $d_{ap} = 50$  mm und mehrmodiger Einspeisung. Links: Multimodeeinspeisung, Rechts: Hornöffnung

timodenspeisung dargestellt, mit der über jeden der koaxialen Steckverbinder die Moden dem Speisehohlleiter zugeführt werden. Der Speisehohlleiter wurde aus Messing hergestellt, die WR42-Hohlleiter zur Einspeisung über die seitlichen Koppelschlitze sind mit einer Klemme fixiert. Die Metallblende wird über einen schmalen Spalt seitlich in den Speisehohlleiter eingeführt und fixiert. Der Speisehohlleiter wird mit konstantem Durchmesser durch den Flansch geführt und mündet in die Hornantenne.

Im Folgenden sollen die Abstrahlungseigenschaften der Antenne messtechnisch bestimmt werden und mit den aus einem Simulationsmodell gewonnenen Eigenschaften verglichen werden. Die Antenne wird in der Nahfeldmesskammer gemäß Abbildung 3.25 montiert. Der Flansch wird auf eine quadratische Metallplatte montiert, die wiederum am Drehturm befestigt ist. Um eventuelle Einflüsse der Ankopplung der Antenne an die Montageeinrichtung zu verhindern wird diese mit einem dünnen Schaumstoffabsorber abgedeckt. Für alle drei Antennenports wird nun eine Bestimmung der Fernfeldcharakteristik durchgeführt. Die jeweils nicht verwendeten Antennenports werden mit einem Wellensumpf abgeschlossen. Die Ergebnisse der Gewinne  $G_{total}$  für die Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz sind in Abbildung 3.26 für die Ebenen  $x - z$  und  $y - z$  bezüglich des Koordinatensystems aus Abbildung 3.21 dargestellt.



Abbildung 3.25. Messanordnung zur Bestimmung der Fernfelder der Multimodeantenne

Tabelle 3.2. Messtechnisch bestimmte Kenngrößen der Einzelantennen der Multimodeantenne bei Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz

Parameter	$H_{11x}$	$H_{11y}$	$E_{01}$
$G_{total, \vartheta=0^\circ} / \text{dB}$	20.9	21	-2.4
$\vartheta_{3dB, xz} / ^\circ$	14.5	17	11
$\vartheta_{HK, xz} / ^\circ$	0	0	-11/+12
$\vartheta_{NK, xz} / ^\circ$	$\pm 22$	$\pm 29$	-
$D_{NK, xz} / \text{dB}$	14.9	24	-
$\vartheta_{HK, yz} / ^\circ$	0	0	-12/+11
$\vartheta_{3dB, yz} / ^\circ$	18	14.5	10.5
$\vartheta_{NK, yz} / ^\circ$	$\pm 29$	$\pm 22$	-
$D_{NK, yz} / \text{dB}$	24.6	15.6	-

Die schwarzen Kurven korrespondieren zu den gemessenen Daten, die roten Kurven wurden aus der Simulation gewonnen. Messung und Simulation weisen eine gute Übereinstimmung auf. In der  $x - z$ -Ebene liegt die  $E$ -Ebene des Modes  $H_{11x}$  und die  $H$ -Ebene des Modes  $H_{11y}$ . In der  $y - z$ -Ebene sind die Ebenen der Antennen vertauscht. Die Abstrahlung des  $E_{01}$ -Modes ist rotations-symmetrisch und daher in beiden geometrischen Schnittebenen nahezu identisch. Die Eckdaten der Antenne sind in Tabelle 3.2 angegeben. Die Gewinne  $G_{total, \vartheta=0^\circ}$  der Grundmoden in Hauptstrahlrichtung liegen mit etwa 21 dB knapp unterhalb des theoretischen Werts von 21.5 dB für die ideale Abstrahlung des Modes.

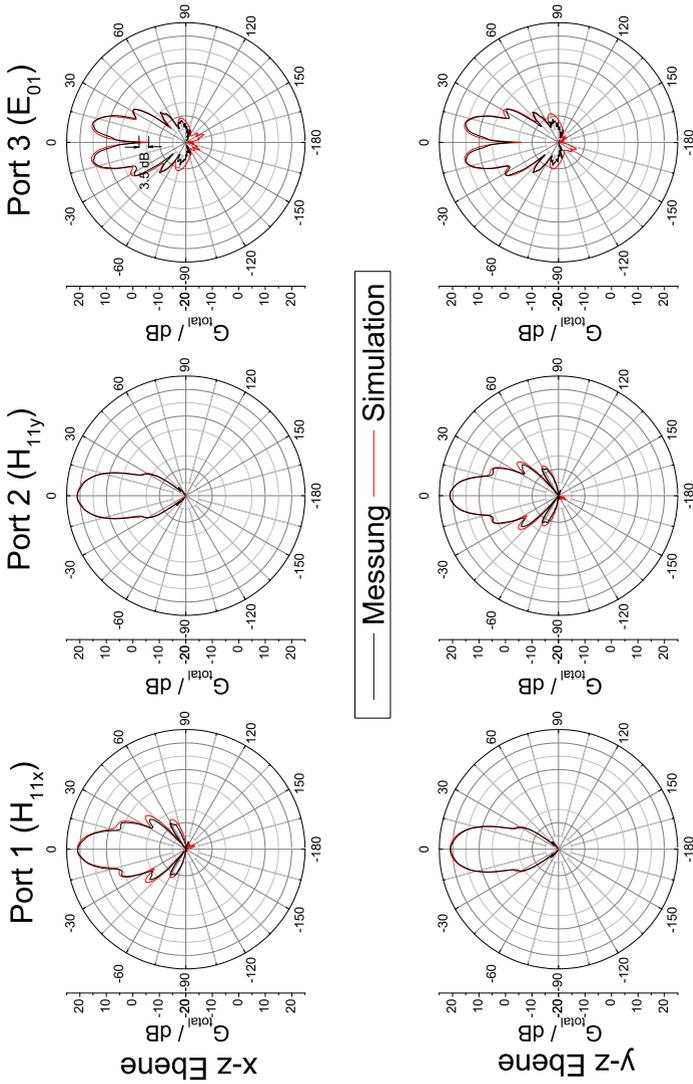


Abbildung 3.26. Vergleich der simulierten und messtechnisch ermittelten Gewinne der Multimodeantenne

Dieser Wert ist konform zur Simulation. In Hauptstrahlrichtung weist der  $E_{01}$ -Mode einen Gewinn von  $-2.4$  dB auf. In der Simulation ergibt sich ein um  $3.5$  dB geringerer Gewinn, jedoch keine echte Nullstelle. Dies ist durch den Einfluss des parasitär angeregten Grundmode  $H_{11x}$  bedingt, der gegenüber dem gewünschten  $E_{01}$ -Mode bei Mittenfrequenz in der Simulation gemäß Abbildung 3.22 um  $26.1$  dB unterdrückt wird. Die Gewinne  $G_{total, \vartheta=0^\circ}$  der Grundmoden in Hauptstrahlrichtung liegen mit etwa  $21$  dB knapp unterhalb des theoretischen Werts von  $21.5$  dB für die ideale Abstrahlung des Modes. Dieser Wert ist konform zur Simulation. In Hauptstrahlrichtung weist der  $E_{01}$ -Mode einen Gewinn von  $-2.4$  dB auf. In der Simulation ergibt sich ein um  $3.5$  dB geringerer Gewinn, jedoch keine echte Nullstelle. Dies ist durch den Einfluss des parasitär angeregten Grundmode  $H_{11x}$  bedingt, der gegenüber dem gewünschten  $E_{01}$ -Mode bei Mittenfrequenz in der Simulation gemäß Abbildung 3.22 um  $26.1$  dB unterdrückt wird. Aus den simulierten Gewinnen kann diese Differenz in etwa aus der Differenz des Gewinns eines der Grundmoden mit dem Gewinn des  $E_{01}$ -Modes bei  $\vartheta = 0^\circ$ , der dem Gewinn des parasitären Grundmodes entspricht, ermittelt werden. Dieser Wert liegt bei  $26.9$  dB im Fall der Simulation und bei  $23.4$  dB bei den gemessenen Gewinnen. Der parasitäre Grundmode wird in der Messung möglicherweise durch Fertigungstoleranzen mit einer etwas höheren Amplitude angeregt als in der Simulation. Gemäß ([1], S.689) ergeben sich theoretisch für die Halbwertsbreiten eines abgestrahlten Grundmodes in der E-Ebene  $\vartheta_{3dB,E}$  und in der H-Ebene  $\vartheta_{3dB,H}$  die Ausdrücke in Gleichung 3.33.

$$\vartheta_{3dB,E} = 29.2 \cdot \frac{a}{\lambda_c} = 14.35^\circ; \quad \vartheta_{3dB,H} = 37 \cdot \frac{a}{\lambda_c} = 17.76^\circ \quad (3.33)$$

Die Werte stimmen gut mit den gemessenen Werten überein, die in Tabelle 3.2 zusammengefasst sind. Die Halbwertsbreite der Hauptkeulen des  $E_{01}$ -Modes betragen  $10.5^\circ$  in der  $y-z$ -Ebene und  $11^\circ$  in der  $x-z$ -Ebene. Die geringen Abweichungen von der Rotationssymmetrie könnten durch den parasitären  $H_{11x}$ -Mode entstanden sein. Auch die Lage der beiden Hauptkeulen  $\vartheta_{HK}$  des  $E_{01}$ -Modes bezüglich Hauptstrahlrichtung ist nicht exakt identisch. In der  $x-z$ -Ebene kann dies durch eine durch die Überlagerung mit dem  $H_{11x}$ -Mode verursachte Strahlschwenkung erklärt werden kann. In der  $y-z$ -Ebene ist möglicherweise eine Unsymmetrie in der Antenne oder dem Messaufbau die Ursache. In der Tabelle sind weiterhin die Nebenkeulendämpfungen  $D_{NK,xz}$  und  $D_{NK,yz}$  eingetragen, die für die H-Ebenen der Antennen erwartungsgemäß höher sind als in den E-Ebenen.

In diesem Abschnitt wurde die Theorie der Strahlformung mittels Überlagerung von Grundmode  $H_{11}$  und  $E_{01}$ -Mode eines abstrahlenden Rundhohlleiters allgemein als Funktion der elektrischen Größe der Apertur untersucht. Mittels der Aperturfeldmethode konnte gezeigt werden, dass die sich ergebenden Fernfelder beider Moden in der E-Ebene beide ausschließlich eine  $\vartheta$ -Komponente ausweisen. Bezüglich des Raumwinkels  $\vartheta$  weist der Grundmode eine um  $\vartheta = 0^\circ$  achsensymmetrische Funktion auf, wobei der  $E_{01}$ -Mode eine punktsymmetrische Funktion aufweist. Nach Erzeugung elektrischer Kohärenz durch eine Phasendrehung des  $E_{01}$ -Modes überlagern sich die Fernfelder je nach gewähltem Vorzeichen der Modenüberlagerung in positiver oder negativer Richtung  $\vartheta$  jeweils konstruktiv und destruktiv, so dass eine unsymmetrische Strahlungskeule entsteht, deren Maximum je nach Betrag des Gewichts der Überlagerung in beliebig kleinen Schritten bis zum Maximum der Hauptkeulen des  $E_{01}$ -Modes geschwenkt werden können. Durch Hinzunahme des orthogonalen  $H_{11}$ -Modes ist es möglich, die Schwenkebene durch Superposition beider Grundmoden zu einem Grundmode mit beliebigem Polarisationswinkel  $\varphi$  zu wählen. Hierdurch kann eine Strahlschwenkung in  $\vartheta$  und  $\varphi$  realisiert werden. Der maximale Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  ist durch die Lage der Hauptkeulen der  $E_{01}$ -Charakteristik begrenzt. Durch Variation des Aperturdurchmessers  $d_{ap}$  kann die Lage der Hauptkeulen und die Nebenkeulenunterdrückung verändert werden. Je nach Anwendung kann für die gewünschten Schwenkeigenschaften der Aperturdurchmesser ausgewählt werden. Auf Grundlage der theoretischen Untersuchung wurde eine Hornantenne entwickelt, die in Lage ist, beide Grundmoden sowie den  $E_{01}$ -Mode mit guter Modenreinheit abzustrahlen. Die Eigenschaften stimmen gut mit den simulierten Ergebnissen überein, so dass durch eine Untersuchung mittels Radarsimulator im nächsten Abschnitt bereits Messsituationen realistisch nachgebildet werden können.

### 3.3. Bildgebende Auswertung

In diesem Abschnitt werden anhand des Beispiels der Absenkung eines Füllstands bei Anwesenheit eines Störreflektors gezeigt, wie durch den Einsatz bildgebender Verfahren eine Steigerung der Ausfallsicherheit nach Definition in Abschnitt 4.1 ermöglicht werden kann. Das angeführte Beispielszenario ist in Abschnitt 4.1 erläutert und adressiert ein Problem der SISO-Messung schwach reflektierender Medien. Das Szenario besteht aus einer zeitlich aufeinander folgenden Serie von Messungen innerhalb eines Tanks, die mittels

des Radarsimulators nachgebildet werden. Durch die Nachbildung der Szenarios inklusive der Antennen kann eine Aussage darüber getroffen werden, wie sich die bildgebenden Systeme mit der Gruppen- und der Multimodeantenne gegenüber einem SISO-System in der Anwendung verhalten werden. Die SISO-Messung wird mittels einer Referenzantenne durchgeführt, die einem Hornstrahler mit ideal ebener Aperturfeldbelegung mit dem Grundmode  $H_{11}$  mit einem Durchmesser von  $d_{ap} = 50$  mm entspricht. Neben der Detektion eines Maximums in der Impulsantwort verwendet das System einen Tracking-Algorithmus. Die MIMO-Systeme rekonstruieren die räumliche Rückstreuungverteilung und nutzen bei der Suche nach der Lage der Reflexion des Füllstands das Vorwissen über dessen Winkelposition aus, was nun detailliert erläutert wird.

Ausgangspunkt der bildgebenden Bestimmung des Füllstands für die Gruppenantenne ist die räumliche Intensitätsverteilung  $A_{Phase}(r, \vartheta, \varphi)$ . Für das hier behandelte Beispiel wird eine Rekonstruktion über die Phasenunterschiede der rückgestreuten Signale der Einzelantennen (nur Reflexion) im Frequenzbereich nach Gleichung 2.31 durchgeführt. Die Funktion  $A_{Phase}(r, \vartheta, \varphi)$  wird gemäß Gleichung 3.34 berechnet.

$$A_{Phase}(r, \vartheta, \varphi) = \sum_{n=1}^3 r_n^2(r, \vartheta, \varphi) \sum_{i=1}^N \tilde{H}_{diel,n}(\omega_i, \vartheta_t, \varphi_t) \cdot e^{j2k_t r_n(r, \vartheta, \varphi)} \quad (3.34)$$

Es wird davon ausgegangen, dass die Übertragungsfunktionen  $\tilde{H}_{diel,n}(\omega_i, \vartheta_t, \varphi_t)$  an  $N$  Stützstellen an den Frequenzen  $\omega_i$  für alle Antennen bestimmt werden. Für beliebige Raumpunkte  $(r, \vartheta, \varphi)$  kann somit eine komplexe Rückstreuungintensität ermittelt werden. Der Faktor  $r_n^2$  kompensiert die Freiraumdämpfung. Das gewählte Verfahren ist auch im fokussierenden Bereich der Antennen nutzbar. Für die bildgebende Rekonstruktion der Multimodeantenne kommt das Fernfeldverfahren nach Gleichung 2.38 für die Rekonstruktion in einer Schwenkebene zum Einsatz. Ausgehend von den Übertragungsfunktionen  $\tilde{H}_{HH}(\omega_i, \vartheta_t)$  und  $\tilde{H}_{EH}(\omega_i, \vartheta_t)$  gemäß Gleichung 3.23, die an den Frequenzstützstellen  $\omega_i$  bestimmt werden, können die Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp,HH}(r_t, \vartheta_t)$  und  $\tilde{h}_{tp,EH}(r_t, \vartheta_t)$  mittels inverser Fouriertransformation berechnet werden. Analog zu der Definition der Steuervektoren  $\vec{a}_{m3,MLM,norm}(\vartheta_s)$  gemäß Gleichung 3.32 bei Mittenfrequenz  $f_c$  kann eine Bestimmung der Vektoren  $\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s)$  im Zeitbereich

gemäß Gleichung 3.35 für eine Schwenkebene erfolgen.

$$\vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s) = \frac{\begin{pmatrix} \tilde{h}_{1p,HH}(r=r_t, \vartheta_t = \vartheta_s) \\ \tilde{h}_{1p,EH}(r=r_t, \vartheta_t = \vartheta_s) \end{pmatrix}}{\left| \begin{pmatrix} \tilde{h}_{1p,HH}(r=r_t, \vartheta_t = \vartheta_s) \\ \tilde{h}_{1p,EH}(r=r_t, \vartheta_t = \vartheta_s) \end{pmatrix} \right|} \quad (3.35)$$

Die Steuervektoren enthalten die komplexen Pulsamplituden der Impulsantworten an der Stelle des Reflektors  $r = r_t$  und müssen für alle interessierenden Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  bekannt sein. Nach Kompensation der Freiraumdämpfung ergeben sich im allgemeinen Fall für eine Messung mit einem Ziel die Impulsantworten  $\tilde{h}_{1p,HH,fil}(r, \vartheta_t)$  und  $\tilde{h}_{1p,EH,fil}(r, \vartheta_t)$  gemäß Gleichung 3.37.

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{1p,HH,fil}(r, \vartheta_t) &= \frac{r^2 \lambda_c \cdot e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \cdot \pi \sqrt{\pi}} \cdot c_{H11}^2(r - r_t, \vartheta_t) \\ \tilde{h}_{1p,EH,fil}(r, \vartheta_t) &= \frac{r^2 \lambda_c \cdot e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \cdot \pi \sqrt{\pi}} \cdot c_{H11}(r - r_t, \vartheta_t) \cdot c_{E01}(r - r_t, \vartheta_t) \end{aligned} \quad (3.36)$$

In den Gleichungen wurde die Vereinfachung getroffen, dass die Wellenlänge  $\lambda_c$  aus Gleichung 3.23 bei der Rücktransformation in den Zeitbereich als konstant angenommen werden kann, was bei der vorliegenden Schmalbandanwendung zulässig ist. Zur Bestimmung der Intensitätsverteilung  $A_{m2}(r, \vartheta_s)$  wird für jede Entfernung  $r$  eine Projektion des Signalvektors, der die komplexen Impulsamplituden enthält, mit der Schaar an Projektionsvektoren für die Schwenkwinkel  $\vartheta_s$  gemäß Gleichung 3.37 durchgeführt.

$$A_{m2}(r, \vartheta_s) = \left| \vec{a}_{m2,MLM,norm}(\vartheta_s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{h}_{1p,HH,fil}(r, \vartheta_t) \\ \tilde{h}_{1p,EH,fil}(r, \vartheta_t) \end{pmatrix} \right|^2 \quad (3.37)$$

Eine detaillierte Beschreibung der Vorgehensweise zur Bestimmung der Intensitätsverteilungen mittels Projektion im Zeitbereich ist im Schaubild 4.32 in Abschnitt 4.2.2 dargestellt. Nach Bestimmung der Funktionen  $A_{m2}(r, \vartheta_s)$  und  $A_{Phase}(r, \vartheta, \varphi)$  werden in den zwei- beziehungsweise dreidimensionalen Verteilungen lokale Maxima gesucht und das zur Füllstandsreflexion gehörige Maximum ermittelt. Die Daten liegen als zwei- oder dreidimensionale Matrix vor. Der Ablauf einer Extraktion der Lage des Füllstands ist im Schaubild in Abbildung 3.27 dargestellt. Die Suche nach Maxima erfolgt mittels numerischer Richtungsableitung in alle Koordinatenrichtungen. Das Ergebnis der Suche liefert die Positionen und Amplituden der lokalen Maxima in  $A$ . In einer Schleife

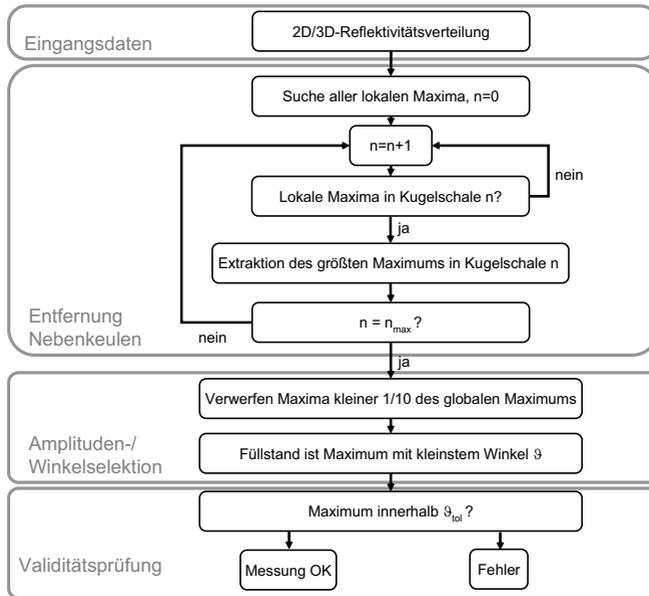


Abbildung 3.27. Schaubild zur Ermittlung der Lage des Füllstands aus einer Intensitätsverteilung mit abschließender Validitätsprüfung

wird nun für jeden Entfernungsschritt der Matrix, der durch den Index  $n$  gekennzeichnet ist, die vorhandenen lokalen Maxima entnommen. Geometrisch entspricht jeder Schnitt  $n$  einer Kugelschale mit dem Radius  $r(n)$  im dreidimensionalen Fall oder der einer Kreislinie als Funktion des Winkels  $\vartheta$ . Falls vorhanden, wird aus den entnommenen Maxima jeder Kugelschale das größte Maximum ausgewählt und die restlichen Maxima werden verworfen. Dieser Schritt ist notwendig, da neben dem wahren Maximum insbesondere bei der Gruppenantenne im Fall der Auswertung der Reflexionen ohne Transmissionen durch die Gitterkeulen zusätzliche lokale Maxima in der gleichen Entfernung auftreten. Bei Verwendung der Rekonstruktion  $A_{Phase}(r, \vartheta, \varphi)$  hat sich gezeigt, dass trotz der Mehrdeutigkeit durch die Dekorrelation der Hüllkurven der Impulsantworten für verschiedene Schwenkwinkel sich das größte Maximum an der wahren Winkelposition befindet (Abbildung 2.11). Nachdem alle globalen Maxima der einzelnen Kugelschalen extrahiert worden sind und der letzte Entfernungsschritt  $n = n_{max}$  erreicht ist erfolgt eine weitere Amplitudenselektion

der Maxima. Es werden in diesem Beispiel nur diejenigen Maxima ausgewertet, die mindestens 1/10 der Amplitude des größten im Messsignal vorhandenen Maximums aufweisen. Als Lage des Füllstands wird dasjenige Maximum gewählt, welches den geringsten Betrag  $|\vartheta|$  aufweist und sich damit nahe an der Hauptstrahlrichtung und somit zum lotrechten Auftreffpunkt der Welle auf die Mediengrenzschicht befindet. Alle weiteren Maxima werden verworfen, da sie offenbar an Einbauten bei größeren Winkeln  $|\vartheta|$  entstanden sind. In einem letzten Schritt wird geprüft, ob der Betrag  $|\vartheta_{tol}|$  des ausgewählten Ziels kleiner ist als ein vorher definierter Wert  $\vartheta_{tol}$ , in dem Füllstandsechos erwartet werden. Ist dies der Fall, so ist die Messung gültig, falls nicht, liegt eine Fehlmessung vor. Ein solcher Fehler kann durch zeitliche Überlagerung des Füllstandsechos mit einer parasitären Reflexion oder durch Rauschen bei Messungen mit niedrigem SNR im Signal entstehen.

Um den Messvorgang der bildgebenden Messung mit einer SISO Messung mit Tracking zu vergleichen, wird das in Abschnitt 4.1 beschriebene Messszenario eines absenkenden Füllstands bei Anwesenheit eines parasitären Reflektors mit dem Radarsimulator nachgestellt. Die Simulation entspricht dem Szenario in Abbildung 3.28. Als AUT wird nacheinander die SISO-Referenzantenne

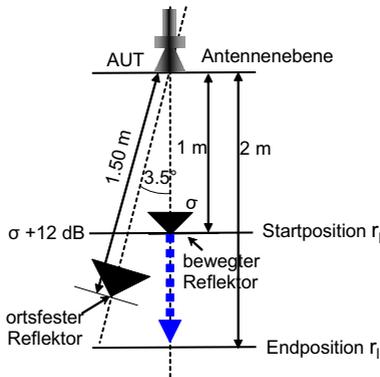


Abbildung 3.28. Nachbildung des Messszenarios eines absenkenden Füllstands mit einem parasitären Reflektor durch Tripelspiegel mit den Rückstreuquerschnitten  $\sigma$  und  $\sigma + 12$  dB

mit idealer  $H_{11}$ -Aperturfeldbelegung, die Gruppenantenne und die Multimo-  
deantenne verwendet. Der Füllstand wird durch einen Tripelspiegel mit dem  
Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  nachgebildet und weist am Anfang der Messung einen  
Abstand  $r_i = 1.5$  m von der Antenne auf. In einem Abstand von  $r_{st} = 1.5$  m

befindet sich ein weiterer Reflektor mit einem Winkel  $\vartheta_{st} = 3.5^\circ$  und  $\varphi = 90^\circ$  mit einem Rückstreuquerschnitt von  $\sigma + 12$  dB. Bei dieser Winkelablage liegt die Dämpfung der bidirektionalen Übertragungsfunktion der Referenzantenne gemäß Abbildung 4.5 unterhalb von 3 dB, so dass die Pulsamplitude, mit der der Störreflektor in der Impulsantwort auftritt, größer ist als die der Medienreflexion. Der Abstand  $r_l$  wird nun in Schritten von 1 cm bis auf  $r_l = 2$  m vergrößert. Jede Messanordnung schätzt aus den Messdaten für jeden Abstandsschritt die Lage  $r_l^*$  des Mediums. Der SISO-Messung wird am Anfang des Messvorgangs die Initialposition des Füllstands für den Tracking-Algorithmus mitgeteilt. Für jeden Abstandsschritt kann nun der Messfehler in Form der Differenz aus dem wahren Abstand  $r_l$  und dem geschätzten Abstand  $r_l^*$  des Füllstands ermittelt werden. Bei den bildgebenden Verfahren kann zudem eine Angabe der geschätzten Winkelposition des Mediums  $\vartheta_l^*$  angegeben werden, die für die abschließende Validitätsprüfung der Messung verwendet werden kann. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.29 dargestellt. Der Abstandsfehler ist zunächst sehr gering, sowohl die SISO- als auch die MIMO-Messungen verfolgen den Füllstand korrekt. Die leichte Welligkeit ist durch den einsetzenden Einfluss der zeitlichen Überlagerung beider in den Messsignalen vorhandenen Pulse bedingt. Ab dem Abstand  $r_l = 1.33$  m erfolgt bei allen Verfahren eine sprunghafte Veränderung des Messfehlers auf etwa  $-0.15$  m. Ab hier verschmelzen beide Pulse und bilden ein gemeinsames Maximum, welches aufgrund der höheren Pulsamplitude des Störreflektors bei etwa 1.5 m liegt. Der Fehler entwickelt sich im Fall der SISO-Messung linear mit einer leichten Welligkeit mit einem Nulldurchgang bei  $r_l = r_{st}$ , da hier beide Pulse auf einen Ort fallen. Die bildgebenden Verfahren weisen einen ähnlich großen Messfehler auf, jedoch stellt sich ein alternierender Verlauf des Messfehlers ein. Offenbar entstehen in der räumlichen Intensitätsverteilung trotz der Pulsüberlagerung je nach Abstand der Pulse lokale Maxima an der wahren Position der Medienreflexion. Im Verlauf der geschätzten Winkel ist ebenfalls ein sprunghafter Wechsel zwischen  $\vartheta_l^* = 0^\circ$  und  $\vartheta_l^* = 3.5^\circ$  zu beobachten. Ab  $r_l = r_{st}$  bleibt der Messwert  $r_l^*$  im SISO-Fall konstant, da der Tracking-Algorithmus keine Veränderung der dominanten Pulsamplitude feststellt, wodurch der Messfehler linear ansteigt. Die Messung ist nun dauerhaft falsch, da die Störreflexion mit der Medienreflexion verwechselt wird. Die bildgebenden Verfahren detektieren zunächst ebenfalls nur die Störreflexion. Allerdings liegt der geschätzte Winkel  $\vartheta_l^*$  bei Werten um  $3.5^\circ$ , so dass eine Validitätsprüfung mit der im Diagramm eingezeichneten Schwelle  $\vartheta_{tol}$  für diesen Bereich den Messwert als fehlerhaft einstufen würde. Ab etwa 1.6 m treten bereits die ersten gültigen Messwerte auf

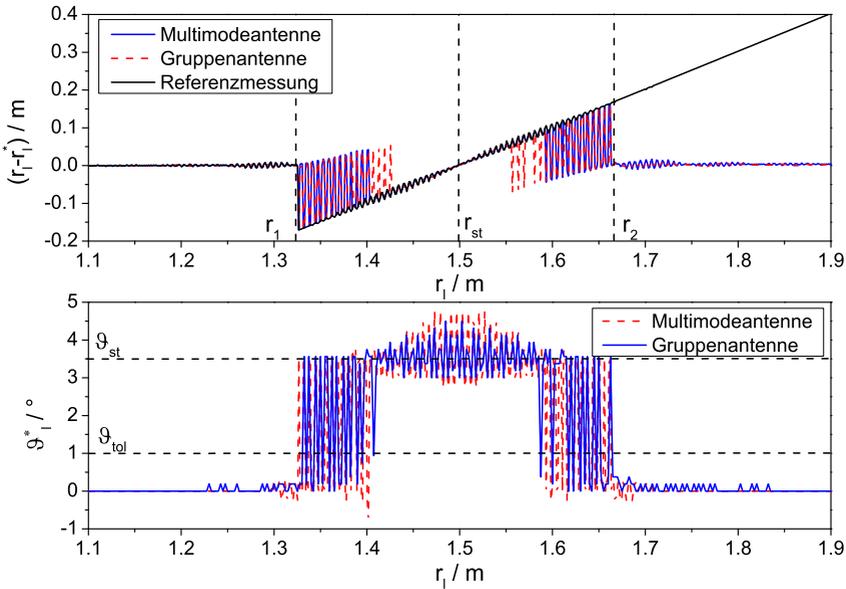


Abbildung 3.29. Oben: Fehler des geschätzten Füllstands  $r_i^*$  zur wahren Position  $r_i$  bei Absenkung des Füllstands für unterschiedliche Antennenkonzepte. Unten: Geschätzter Winkel  $\vartheta_i^*$  des Füllstands

und ab  $r_2 = 1.66 \text{ m}$  haben sich beide Pulse zeitlich voneinander getrennt, so dass nun das lokale Maximum dauerhaft bei  $\vartheta_i^* \approx 0^\circ$  liegt und damit gültige Messwerte erhalten werden. Die bildgebende Messung erkennt demnach auch nach dem zeitlichen Abschnitt der Pulsverschmelzung das schwächer reflektierende Medium wieder.

Diese Untersuchung ist nur ein Beispiel aus einer Vielzahl an möglichen Messszenarien. Zwar ist das bildgebende Verfahren im dargestellten Szenario dem SISO-Verfahren überlegen, jedoch ist eine abschließende Bewertung des Systems hinsichtlich der Ausfallwahrscheinlichkeit für den allgemeinen Fall auf diese Weise nicht möglich. Weiterhin wurde der Einfluss des Rauschens nicht mit berücksichtigt. Daher wird im Abschnitt 4 ein systematischer Ansatz vorgestellt, der die Systeme in einer Vielzahl an auftretenden Fällen unter Berücksichtigung des SNR untereinander vergleichbar macht. Dieser Vergleich setzt für die bildgebenden Verfahren voraus, dass eine dreidimensionale Intensi-

tätsverteilung mittels Projektionsbeamforming nach der Maximum-Likelihood-Methode berechnet wird. Der Rechenaufwand bei Anwendung dieser Methode ist ohne Vereinfachungen hoch, so dass in dieser Arbeit auch Verfahren entwickelt werden, die keine Bildgebung ermöglichen, aber dennoch eine Unterscheidung von Medien- und Störreflexion nach ihrer Winkelablage  $\vartheta$  von der Hauptstrahlrichtung ermöglichen. Die Ansätze werden im Folgenden Abschnitt 3.4 vorgestellt und auf das Messszenario in Abbildung 3.28 angewandt.

### 3.4. Alternative Auswertung

In diesem Abschnitt werden zwei Verfahren der Auswertung von Radarsignalen aus den MIMO-Antennen für die Füllstandsbestimmung vorgestellt, die nicht, wie im letzten Abschnitt beschrieben, von der Intensitätsverteilung der rückgestreuten Leistung für ein dreidimensionales Raster von Raumpunkten ausgehen, sondern mit geringerem Rechenaufwand in der Signalverarbeitung indirekt die Winkelablage  $\vartheta$  eines Reflektors aus der Hauptstrahlrichtung der MIMO-Antenne bestimmen. Das erste Verfahren basiert auf einer inkohärenten Signalauswertung der Impulsantworten  $\tilde{h}_{lp,HH,fil}$  und  $\tilde{h}_{lp,EH,fil}$  der Multimodeantenne nach Gleichung 3.37, wobei die Polarisation des  $H_{11}$ -Modes beliebig gewählt werden kann. Die beiden Impulsantworten weisen entweder ein Maximum oder ein Minimum der räumlichen Charakteristik bei  $\vartheta = 0^\circ$  in Hauptstrahlrichtung auf. Dadurch ist die Medienreflexion in der Impulsantwort  $\tilde{h}_{lp,HH,fil}$  enthalten, die Funktion  $\tilde{h}_{lp,EH,fil}$  enthält hingegen alle parasitären Reflexionen mit stark unterdrückter Medienreflexion. Durch den Vergleich beider Impulsantworten kann das zur Medienreflexion korrespondierende Maximum in  $\tilde{h}_{lp,HH,fil}$  gefunden werden. Das Verfahren hat neben der Auswertung nur zweier Impulsantworten den Vorteil, dass lediglich der Betrag der Impulsantworten bei der Auswertung berücksichtigt wird, so dass keine Phasenkohärenz der Signal benötigt wird, was den Schaltungs- und Rechenaufwand weiter reduzieren kann.

Das zweite Verfahren lehnt sich an eine Auswertung an, die als „Adaptive Nulling“ in [46] auf eine Multimodeantenne für Kommunikationssysteme angewandt wurde. Das Verfahren nutzt ebenfalls die Tatsache aus, dass  $\tilde{h}_{lp,HH,fil}$  sowohl die Medien- als auch alle parasitären Reflexionen enthält und die Übertragungsfunktionen  $\tilde{h}_{lp,EHx,fil}$  und  $\tilde{h}_{lp,EHy,fil}$  nur die parasitären Reflexionen enthalten. Durch gewichtete Subtraktion der Impulsantworten kann adaptiv eine Lösung für eine resultierende Impulsantwort gefunden werden, in der sich die parasitären Reflexionen auslöschen. Die räumliche Interpretation dieser Mi-

nimumssuche ist die Verschiebung einer Nullstelle in der Gruppencharakteristik an die Winkelpositionen der parasitären Reflexion.

Zunächst wird die inkohärente Signalauswertung vorgestellt. Für die Auswertung werden zwei Impulsantworten benötigt, die aus einer Messung mit einer räumlichen Richtcharakteristik mit jeweils einem Maximum und einem Minimum in Hauptstrahlrichtung entstanden sind. Die Impulsantworten der Multimodeantenne  $\tilde{h}_{lp,HH}$  und  $\tilde{h}_{lp,EH}$  erfüllen diese Bedingung direkt, jedoch kann auch aus den drei Impulsantworten der Eingangsreflexion der Einzelantennen der Gruppenantenne eine Summen- und eine Differenzimpulsantwort berechnet werden. Die Summenübertragungsfunktion bei Mittenfrequenz  $\tilde{H}_{diel,d3,0^\circ,ideal}(\vartheta_t, \varphi_t)$  für die unverkoppelte Gruppenantenne wurde bereits in Gleichung 3.3 berechnet. Bei  $\vartheta = 0^\circ$  sind alle Phasoren gleichphasig und addieren sich zu ihrem Maximalwert auf. Eine entsprechende Differenzübertragungsfunktion mit einem Minimum in Hauptstrahlrichtung kann gemäß Gleichung 3.38 ermittelt werden.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{diel,d3,diff,ideal}(\vartheta_t, \varphi_t) = & \frac{K}{3} \cdot (C_{diel,\vartheta}^2(\vartheta_t, \varphi_t) + C_{diel,\varphi}^2(\vartheta_t, \varphi_t)) \dots \\ & \cdot (e^{2jkcd \sin(\varphi) \sin(\vartheta)} + e^{-jkcd(\sqrt{3} \cos(\varphi) + \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta) - j120^\circ} \dots \\ & + e^{jkcd(\sqrt{3} \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \cdot \sin(\vartheta) + j120^\circ}) \quad (3.38) \end{aligned}$$

Statt einer direkten Addition der Übertragungsfunktionen werden die Einzelübertragungsfunktionen von Antenne 2 und Antenne 3 vor der Addition mit einem festen Phasenversatz von  $120^\circ$  und  $-120^\circ$  beaufschlagt, so dass bei  $\vartheta = 0^\circ$  die Summe der Phasoren 0 ergibt. Die effektiven Gewinne der Summenübertragungsfunktion  $G_{eff,diel,d3,0^\circ}$  und der Differenzübertragungsfunktion  $G_{eff,diel,d3,diff}$  sind in Abbildung 3.30 dargestellt. Die dargestellten Gewinne entsprechen den Daten aus der Simulation der realen Antenne mit Verkopplung. In der Summencharakteristik ist das Maximum bei  $\vartheta = 0^\circ$  deutlich ausgeprägt und liegt durch die Verkopplung mit 16.9 dB leicht unterhalb des Gewinns eines Einzelstrahlers von 17.4 dB. Der Gewinn fällt zu höheren  $\vartheta$  ab. Die Differenzcharakteristik weist dagegen ein deutliches Minimum des Gewinns in Hauptstrahlrichtung von  $-3$  dB auf. Im Idealfall würden sich die Signale auslöschen, durch die Verkopplung verbleibt jedoch ein geringer resultierender Wert des Gewinns. Der Gewinn steigt daraufhin zu größeren  $\vartheta$  bis auf 15.7 dB bei etwa  $\vartheta = 7^\circ$  an.

Im Folgenden wird gezeigt, wie aus den beiden Impulsantworten  $\tilde{h}_{lp,diel,d3,0^\circ,fil,norm}$  und  $\tilde{h}_{lp,diel,d3,diff,fil,norm}$  für die Gruppenantenne oder

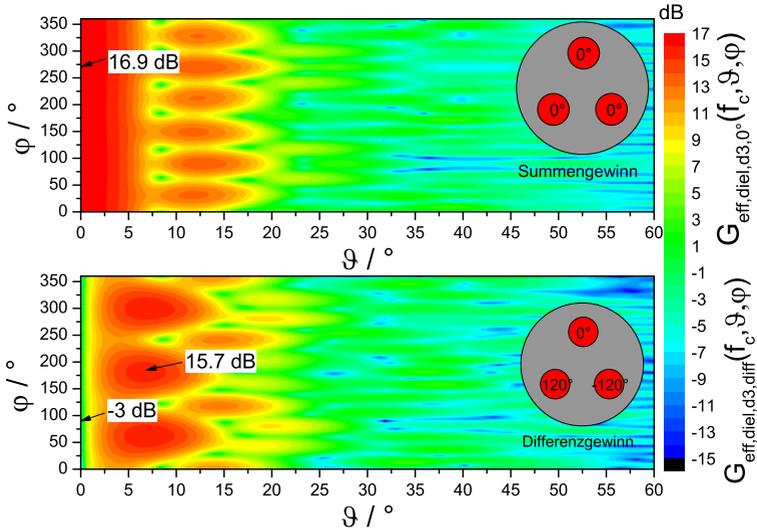


Abbildung 3.30. Simulierte Gewinne der Summen- und Differenzcharakteristik der Gruppenantenne für die inkohärente Signalauswertung

für die beiden Impulsantworten  $\tilde{h}_{1p,HH,fil,norm}$  und  $\tilde{h}_{1p,EH,fil,norm}$  für die Multimodeantenne der Füllstand ermittelt werden kann. Die Normierung erfolgt getrennt für jede Antennenkonfiguration auf das Maximum der jeweiligen Summenimpulsantwort, in diesem Fall an der Stelle des Störreflektors. Es wird wieder das Szenario in Abbildung 3.28 aus dem letzten Abschnitt herangezogen. Für den Fall, dass sich der Füllstand bei  $r_l = 1.3$  m befindet, ergeben sich die normierten Impulsantworten gemäß Abbildung 3.31. Zunächst werden die schwarzen Kurven der Gruppenantenne erläutert. In der Funktion  $\tilde{h}_{1p,diel,d3,0^\circ,fil,norm}$  ergibt sich die größte Impulsamplitude etwa bei  $r = 1.5$  m an der Stelle des Störreflektors. Die Medienreflexion liegt bei  $r_l = 1.3$  m und ist um 9.2 dB gedämpft. Der Unterschied von 12 dB in den Rückstreuquerschnitten wird hier durch die Dämpfung der Richtcharakteristik verringert. Ein SISO-Algorithmus würde auf Basis dieser Impulsantwort ohne Tracking den Füllstand fälschlicherweise auf  $r_l = 1.5$  m schätzen, mit Tracking würde, wie im letzten Abschnitt gezeigt, spätestens bei  $r_l = 1.66$  m eine Falschmessung erfolgen. Das hier vorgeschlagene Verfahren bestimmt zu-

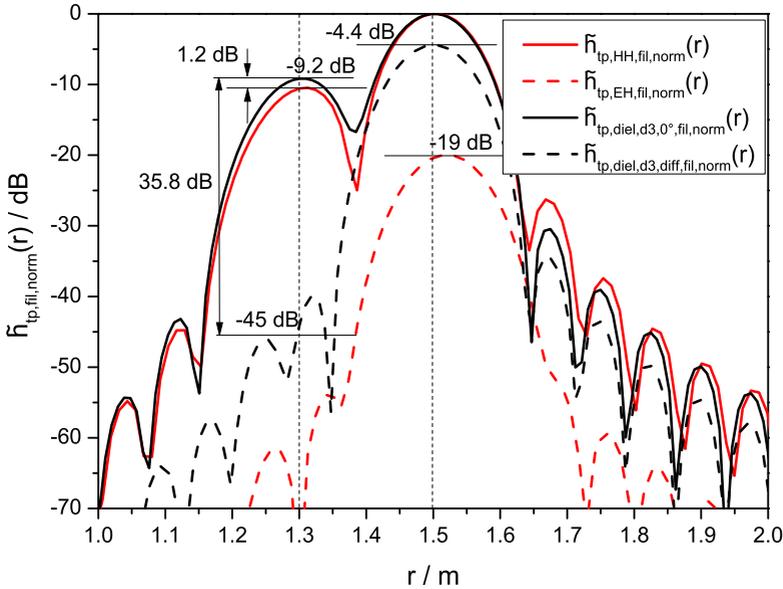


Abbildung 3.31. Impulsantworten der Gruppen- und Multimodeantenne für die inkohärente Signalauswertung

nächst alle lokalen Maxima in der Summenimpulsantwort  $\tilde{h}_{tp,diel,d3,0^\circ,fil,norm}$ , die über einer vorab definierten Amplitudenschwelle liegen. Hierdurch würden beide lokalen Maxima bei  $r = 1.3 \text{ m}$  und  $r = 1.5 \text{ m}$  gefunden werden. Es folgt durch Hinzunahme der Differenzimpulsantwort  $\tilde{h}_{tp,diel,d3,diff,fil,norm}$  eine Entscheidung, welches der beiden Maxima aus einer Reflexion Nahe  $\vartheta = 0^\circ$  entstanden ist. Es wird erwartet, dass in der Differenzimpulsantwort die Medienreflexion stark unterdrückt ist. Daher wird geprüft, welche Amplitude an den Entfernungen der ermittelten Maxima aus der Summenimpulsantwort sich bei der Differenzimpulsantwort ergibt. Hier taucht bei  $r_l = 1.5 \text{ m}$  bereits ein Wert von  $-4.4 \text{ dB}$  auf, was darauf hindeutet, dass der dortige Reflektor eine gewisse Winkelablage  $\vartheta \neq 0^\circ$  aufweist. Im Gegensatz dazu liegt die Rückstreuamplitude bei  $r_l = 1.3 \text{ m}$  bei  $-45 \text{ dB}$ , ist also sehr gering. In der Auswertung wird das Maximum als Füllstand detektiert, welches die geringste Amplitude in der Differenzimpulsantwort aufweist, hier als bei  $r_l = 1.3 \text{ m}$ . Alternativ kann eine Messung mit der Multimodeantenne mit

den Impulsantworten  $\tilde{h}_{lp,HH,fil,norm}$  und  $\tilde{h}_{lp,EH,fil,norm}$  erfolgen. Durch die veränderten Richtcharakteristiken ergibt sich in der Summenimpulsantwort eine um 1.2 dB geringere Dämpfung des parasitären Reflektors. Insbesondere die Differenzimpulsantwort weist eine gute Dämpfung der Reflektoren nahe  $\vartheta = 0^\circ$  auf. Das Maximum bei  $r_l = 1.5$  m ist um 19 dB gegenüber der Summenimpulsantwort gedämpft. Die Medienreflexion wird auf einen Wert unterhalb von  $-70$  dB gedämpft. Bei diesen niedrigen Werten dominiert bereits der Einfluss der Amplitude des abklingenden Pulses des Störreflektors. Wird die vorgestellte, inkohärente Auswertung im Fall der Gruppenantenne auf das Testszenario des Absinkenden Füllstands aus dem letzten Abschnitt angewendet, ergibt sich eine Kurve des Messfehlers entsprechend Abbildung 3.32. Der Kurvenverlauf ähnelt den Kurven aus der bildgebenden Auswertung

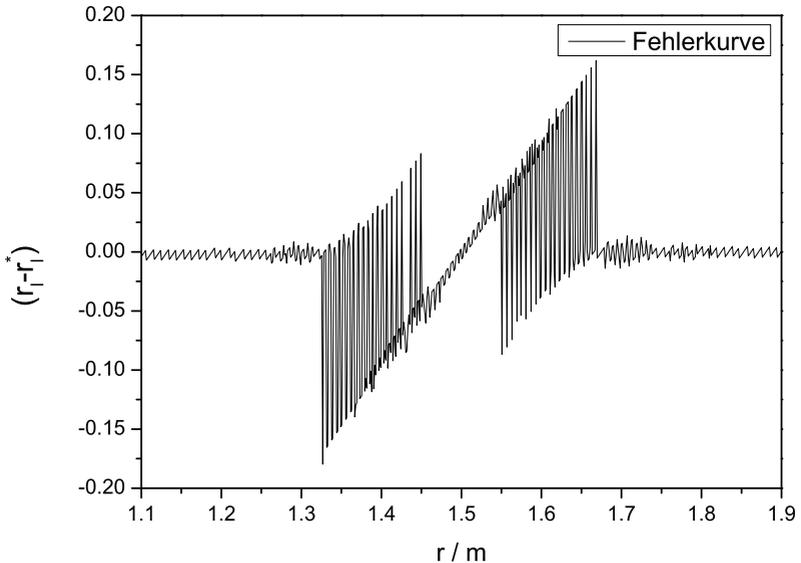


Abbildung 3.32. Ermittelte Fehlerkurve für die Anwendung des inkohärenten Verfahrens zur Bestimmung des Füllstands mittels Gruppenantenne

stark. Das alternierende Einrasten zwischen dem wahren Wert des Füllstands und dem parasitären Reflektor ab  $r = 1.33$  m ist erneut erkennbar. Durch die Überlagerung der Impulse entsteht bei einigen Abständen eine geringere Amplitude der Differenzimpulsantwort an der Stelle des Störreflektors als an der

Stelle der Medienreflexion. Ab  $r_l = 1.66$  m sind die Pulse gut entkoppelt und der Algorithmus detektiert den korrekten Füllstand. Trotz des wesentlich geringeren Aufwands in der Auswertung der Signale ermöglicht das inkohärente Verfahren vergleichbare Fehlerkurven zu denen der bildgebenden Auswertung. Bei Verwendung der Multimodeantenne reicht zudem die Messung der Reflexion  $\tilde{h}_{tp,HH,fil,norm}$  und der Transmission  $\tilde{h}_{tp,EH,fil,norm}$  aus, um das Verfahren anzuwenden. Ein herkömmliches SISO-System müsste demnach lediglich um eine Messstelle für die Messung der Transmission erweitert werden, die Signalverarbeitung führt im Fall eines FMCW-Radars eine weitere Fouriertransformation zur Berechnung der Differenzimpulsantwort durch und führt eine einfache Entscheidung nach der Amplitude durch.

Das adaptive Verfahren wird ebenfalls im Zeitbereich angewendet. Im Gegensatz zum inkohärenten Verfahren ist hier die kohärente Auswertung der Impulsantworten notwendig. Weiterhin wird für das Verfahren die gleiche minimale Anzahl von drei Impulsantworten sowohl bei der Gruppenantenne als auch bei der Multimodeantenne benötigt, die für die Bildgebung im dreidimensionalen Raum benötigt wird. Das Verfahren wird für den zweidimensionalen Fall erläutert, da dadurch eine übersichtlichere Darstellung der Methode möglich ist. Das Verfahren wird auf die Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp,HH,fil}$  und  $\tilde{h}_{tp,EH,fil}$  der Multimodeantenne angewendet. Die Ziele befinden sich dabei in der Schwenkebene, also der E-Ebene des Grundmodes. Die Grundidee des Verfahrens ist, die beiden Impulsantworten wie bei einer Strahlschwenkung gewichtet zu addieren, jedoch soll nicht eine Verschiebung des räumlichen Maximums der Richtcharakteristik sondern eine Verschiebung einer Nullstelle an die Stelle der parasitären Reflexion erfolgen. Für jeden Sample der Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp,HH,fil}$  und  $\tilde{h}_{tp,EH,fil}$  an der Position  $r_n$  wird eine Minimierung gemäß Gleichung 3.39.

$$\tilde{h}_{res}(r_n) = \min_{g(r_n)} \{ |\tilde{h}_{tp,HH,fil}(r_n) - g(r_n) \cdot \tilde{h}_{tp,EH,fil}(r_n)| \} \quad (3.39)$$

Der Index  $n$  ist dabei der Laufindex der Samples der Impulsantwort. In der Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp,HH,fil}$  werden im Bereich der Hauptkeule alle parasitären Reflexionen sowie die Medienreflexion erfasst. In der Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp,EH,fil}(r_n)$  sind alle Reflexionen bis auf die Medienreflexion enthalten. Zunächst werden die gewichteten Differenzen der Impulsantworten für alle  $r_n$  in einem Bereich von  $-100 < g < 100$  gebildet. Wie bereits bei der Erläuterung des inkohärenten Verfahrens wird das Szenario des absinkenden Füllstands für die Position  $r_l = 1.3$  m der Medienreflexion und  $r_{st} = 1.5$  m betrachtet. Es ergibt sich dann

für jedes Gewicht  $g$  mit der Schrittweite  $\Delta g = 1$  eine Schaar von Funktionen gemäß Abbildung 3.33. Für jede Stützstelle  $r_n$  wird über alle  $g$  der Minimalwert

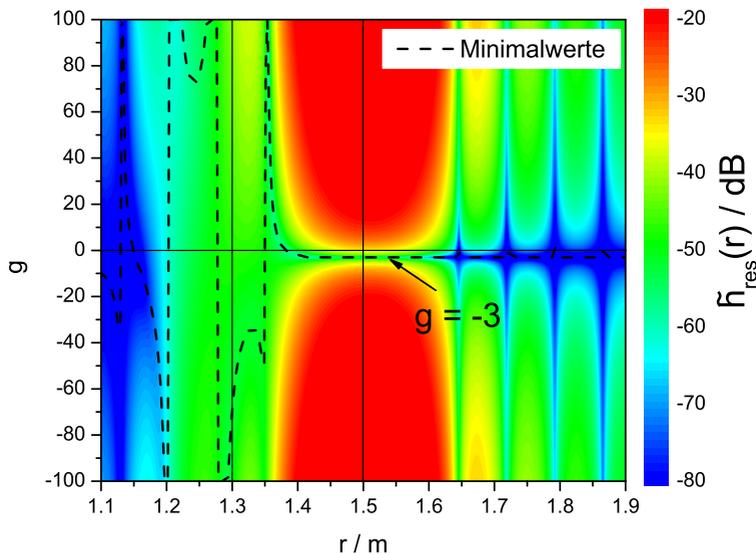


Abbildung 3.33. Darstellung der Schaar an gewichteten Differenzen der Impulsantworten  $\tilde{h}_{ip,HH}$  und  $\tilde{h}_{ip,EH}$  und deren Minimalwerte

ermittelt. Die Minimalwerte sind in der Abbildung als gestrichelte Linie zusätzlich eingezeichnet. Bei  $r_l = 1.3$  m befindet sich die Medienreflexion. Um diesen Entfernungsbereich weist die Funktion  $\tilde{h}_{res}$  nur eine geringe Abhängigkeit von  $g$  auf. Das Minimum ergibt sich für  $g = -75$ . Bei  $r_l = 1.5$  m bildet sich ein Minimum bei  $g = -3$  aus, da hier durch die Lageänderung der Nullstelle der Richtcharakteristik der parasitäre Reflektor ausgeblendet werden kann. Die resultierende Impulsantwort  $\tilde{h}_{res}$  kann nun durch Entnahme Amplituden entlang der Kurve der Minimalwerte ermittelt werden und ist in Abbildung 3.34 dargestellt. Die Impulsantwort weist durch die Minimumssuche nicht den üblichen, glatten Verlauf wie die Ausgangsimpulsantworten auf, sondern zeigt Sprünge, die zum Teil durch die Begrenzung der Amplitude  $g$  im Bereich um  $r_l$  entstehen. Im Vergleich zur Impulsantwort  $\tilde{h}_{ip,HH,fil,norm}$  aus Abbildung 3.31, in der

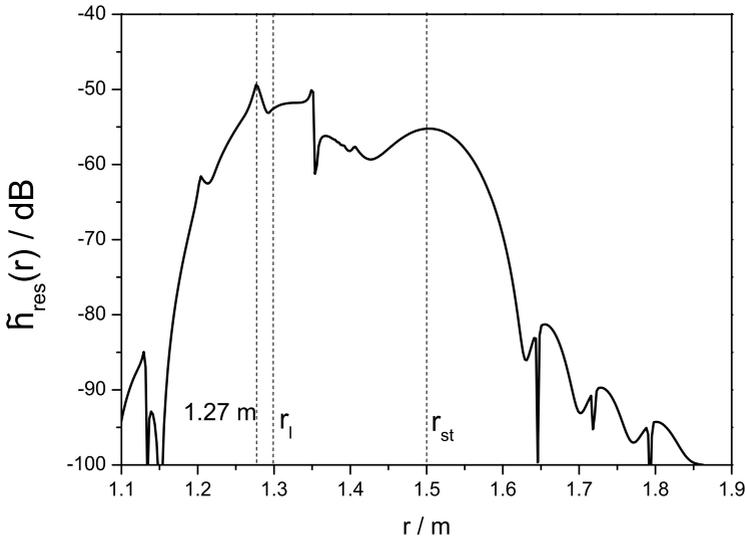


Abbildung 3.34. Ergebnis der Bestimmung der Impulsantwort  $\tilde{h}_{res}$  nach dem adaptiven Verfahren zur Bestimmung des Füllstands für  $r_l = 1.3$  m und  $r_{st} = 1.5$  m

die parasitäre Reflexion mit einer wesentlich höheren Pulsamplitude als diejenige des Mediums auftritt, wird hier die parasitäre Reflexion durch Verschiebung des Minimums der Zeitbereichscharakteristik bei  $r = r_{st}$  und in der näheren Umgebung unterdrückt. Bei  $r = 1.27$  m bildet sich ein Maximum aus, welches durch die Nähe der Füllstandsreflexion bei  $r_l = 1.3$  m entstanden ist. Zur Bestimmung des Füllstands wird in dieser Impulsantwort das globale Maximum detektiert. Die Fehlerkurve des Verfahrens für den absinkenden Füllstand ist in Abbildung 3.35 dargestellt. Im Vergleich zu den bisherigen Verfahren weist die Fehlerkurve bereits unterhalb von  $r_l = 1.33$  m ein welliges Verhalten auf. Es hat sich gezeigt, dass die Überlagerung mehrerer Pulse einen großen Einfluss auf die Lage des globalen Maximums in der resultierenden Impulsantwort hat. Mit zunehmender Annäherung beider Reflektoren steigt auch die Amplitude des Messfehlers. Während die bisher behandelten Verfahren im Überlappungsbereich der Pulse abwechselnd die parasitäre und die Medienreflexion detektieren, stellt sich bei dem adaptiven Verfahren eine unregelmäßige Schwankung ein. Zu bemerken ist, dass die maximale Fehleramplitude mit 0.107 m unter-

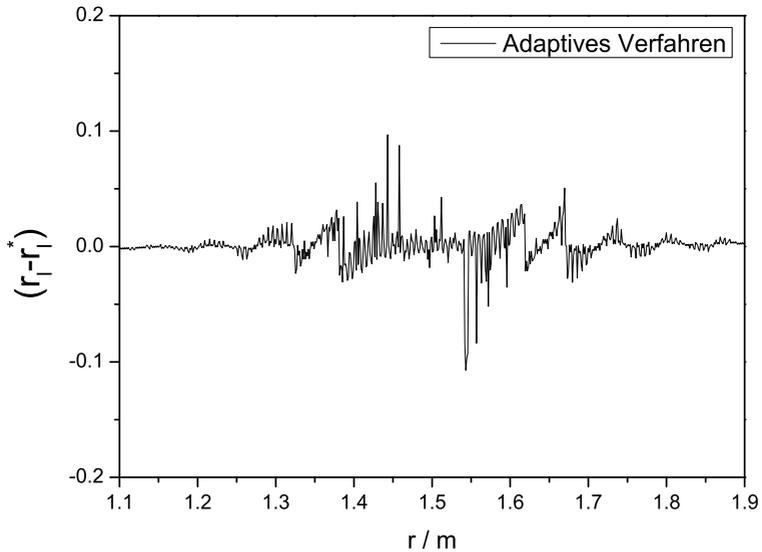


Abbildung 3.35. Fehlerkurve bei Anwendung des adaptiven Verfahrens mit der Multimodeantenne auf das Szenario des absinkenden Füllstands

halb derjenigen der anderen Verfahren (ca. 0.15 m) liegt. Das Verfahren ist erweiterbar auf eine dreidimensionale Verschiebung der Nullstelle durch Hinzunahme der Transmission vom zweiten Grundmode in den  $E_{01}$ -Mode und die gewichtete Überlagerung mit zwei Gewichten  $g_1(r_n)$  und  $g_2(r_n)$ . Das Verfahren kann vereinfacht nur an den Entfernungssamples  $r_n$  angewendet werden, an denen sich ein Ziel befindet. Dadurch wird der Rechenaufwand im Fall eines FMCW-Verfahrens auf drei Fourierrücktransformationen und einiger Berechnungen zur Bestimmung des Minimums der gewichteten Überlagerung reduziert. Im Gegensatz zum inkohärenten Verfahren müssen die komplexen Impulsantworten vorliegen, um eine Verschiebung des Minimums in der Richtcharakteristik zu bewirken. Die alternativen Verfahren stellen in der ersten Analyse eine gute Möglichkeit dar, um den Aufwand in der Schaltungstechnik und der Prozessierung im Vergleich zu einer vollständigen dreidimensionalen Rekonstruktion der Rückstreuintensität zu verringern. Die vorgestellten Ergebnisse gelten allerdings zunächst nur für den untersuchten Sonderfall der Füllstandsabsenkung ohne Rauschen. Eine systematische Untersuchung für die bildge-

benden Verfahren mit einer quantitativen Aussage über die Ausfallsicherheit folgt daher im nächsten Kapitel.



In der Einführung 1 wurden verschiedene Ansätze zur berührungslosen Messung eines Füllstands vorgestellt. Durch die breiten Einsatzmöglichkeiten, die hohe Genauigkeit sowie die vom Ausbreitungsmedium weitgehend unabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowelle hat sich die Radarmessung in der Prozessmesstechnik als zuverlässige Methode etabliert. Dennoch erreicht die automatisierte Radarmessung in einigen Anwendungsfällen nicht die gewünschte Zuverlässigkeit bezüglich einer korrekten Detektion und Bestimmung des Füllstands. Die in der Arbeit erarbeiteten Messkonzepte sollen hierfür in diesem Teil der Dissertation in Hinblick auf ihre in der Anwendung zu erwartende Zuverlässigkeit untersucht werden. Hierzu wird in Abschnitt 4.1 zunächst der Begriff der Ausfallwahrscheinlichkeit eingeführt, der die Zuverlässigkeit eines Radarsystems definiert und somit verschiedene Messkonzepte der quantitativen Analyse zugänglich macht. Die Ausfallwahrscheinlichkeit eines Radarsystems hängt maßgeblich davon ab, welche Informationen ihm über das Streufeld bekannt sind und wie es diese sinnvoll zu einem Messergebnis kombiniert. Die Einflussgrößen eines Radarsystems auf die Ausfallwahrscheinlichkeit werden grob in die beiden Teilbereiche „Radarsystem“ und „Radarkanal“ gegliedert. Durch den Einfluss des die Messsignale überlagernden thermischen Rauschens erfolgt die Herleitung der Ausfallwahrscheinlichkeit unter Zuhilfenahme der Wahrscheinlichkeitsrechnung und der Schätztheorie. In Kapitel 4.2.3 wird gezeigt, welche Ausfallwahrscheinlichkeiten sich theoretisch für die verschiedenen Messkonzepte ergeben. Die Ergebnisse werden dabei vorwiegend numerisch berechnet, da ein analytischer Zugang oft nicht direkt möglich ist. Die theoretischen Erkenntnisse werden anschließend messtechnisch verifiziert. Abschließend werden in Kapitel 4.3 die verschiedenen MIMO-Messkonzepte untereinander verglichen und dem etablierten SISO-Messkonzept gegenübergestellt.

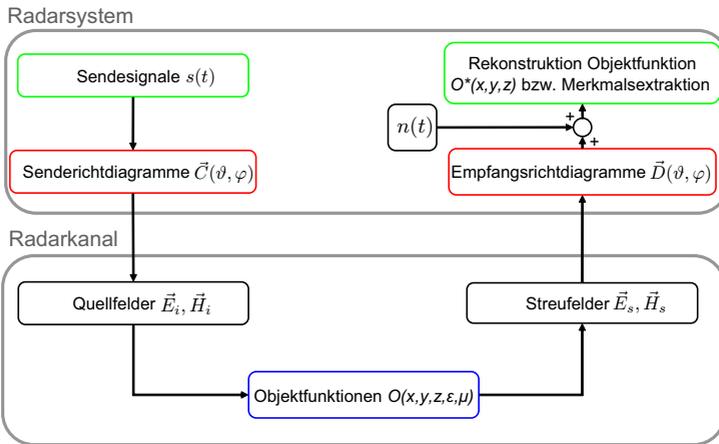


Abbildung 4.1. Zweigeteilte schematische Darstellung einer Füllstandsmessung mittels Radar

## 4.1. Definition und Theorie der Ausfallsicherheit

Ein konzeptbedingter Ausfall eines Systems zur Füllstandsmessung sei wie folgt definiert:

„Ein Ausfall des Systems liegt vor, wenn durch den Einfluss parasitärer Reflexionen oder Rauschen im Messsignal ein Merkmal auftritt, dass die nachfolgende Signalauswertung fälschlicherweise dem Merkmal des Füllstands zuordnet.“

Die Definition setzt den einwandfreien Betrieb des Messsystems voraus und berücksichtigt nur solche Ausfälle, die durch konzeptbedingte Fehldetektionen entstehen. Konzeptbedingte Eigenschaften umfassen hier zum einen die technische Ausführung des Radarsystems und zum anderen die Wechselwirkung des Messsystems mit der zu messenden Größe, dem Füllstand. Die folgende Abbildung 4.1 stellt alle in der Ausfallwahrscheinlichkeit berücksichtigten Komponenten dar. Die Abbildung beinhaltet die bereits am Anfang dieser Arbeit untersuchten Funktionsblöcke einer Radarmessung aus Abbildung 2.1, wobei hier eine Zweiteilung vorgenommen wurde. Der Teil „Radarsystem“ umfasst die Art der Ausgestaltung der Antennen, die damit gemessenen Übertragungsfunktionen  $\vec{H}(\omega)$  und die Art der Auswertung in der Signalverarbeitung. Alle

Größen bis auf die Wechselwirkung mit der Messgröße sind durch das Radarsystem fest vorgegeben. Die Ausbreitungsbedingungen der Mikrowelle im Tank und die Wechselwirkung mit den Streukörpern werden im Bereich „Radarkanal“ zusammengefasst. Dieser Teilbereich ändert sich von Messung zu Messung und muss daher für eine Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit zuvor modelliert werden. Es stellt sich dann die Frage, welche Gültigkeit ein solches Modell für einen konkreten Einsatzzweck in der Realität besitzt. Statt, wie in der stochastischen Kanalmodellierung von Funksystemen üblich, die Einflüsse der Gesamtheit aller Kanalrealisierungen auf charakteristische stochastische Parameter abzubilden, wird in dieser Arbeit ein deterministischer Ansatz zur Modellierung des Radarkanals gewählt. Für ein vereinfachtes, elektromagnetisch gut zu beschreibendes Rückstreuenszenario mit einer begrenzten Anzahl von Freiheitsgraden wird für alle Parametervariationen eine Ausfallwahrscheinlichkeit berechnet. Der Vorteil dieses Ansatzes ist die Möglichkeit, die Ursache der Ausfallwahrscheinlichkeit einem konkreten Szenario zuzuordnen. Der Nachteil ist freilich, dass die Aussage zur Ausfallwahrscheinlichkeit keine Allgemeingültigkeit besitzt. Um dieses Problem zu umgehen, wird eine Art der Darstellung des Parameterraums verwendet, die für eine Ausfallwahrscheinlichkeit, die zuvor festgelegt werden muss, anzeigt, in welchen Bereichen des Parameterraums die Ausfallwahrscheinlichkeit unter- bzw. überschritten wird. Dadurch lassen sich unterschiedliche Messkonzepte einfach vergleichen.

Grundsätzlich ist in einem Tank mit vielen Varianten von Reflektortypen mit unterschiedlichen räumlichen Positionen und Orientierungen und Verkopplungen zu rechnen. Diese erzeugen in den Radarsignalen Merkmale, die vom zu extrahierenden Merkmal der Reflexion des Füllstands getrennt werden müssen. In der etablierten SISO-Radarmessung ist das Merkmal des Füllstands seine dominante Rückstreuamplitude, die durch die großflächige, räumlich sprunghafte Änderung der Permittivität von Luft zum Medium verursacht wird. Wenn diese Rückstreuung wenig dispersiv ist, ergibt sich eine hohe Amplitude in der Hüllkurve der Impulsantwort. In der Regel ist die unerwünschte Rückstreuamplitude aller weiteren Objekte im Tank geringer, so dass ein sicheres Erkennen des Füllstands und damit die Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines Ausfalls umso geringer ist, je größer das Verhältnis der Nutzamplitude zur Rauschamplitude ist. Ein Ausfall tritt dann auf, wenn die parasitären Signalanteile eine höhere Amplitude als der Füllstand erreichen.

Neben dem Merkmal der Amplitude können Radargeräte mit einer Tracking-Funktion die zeitliche Veränderung der Reflexion auswerten. Der Algorithmus

erwartet die Medienreflexion in einem Zeitintervall um die zuletzt gemessene Laufzeit der Reflexion. In dieser Weise lassen sich auch Füllstände messen, deren Rückstreuamplituden kleiner sind als die der Störanteile. Ein solcher Algorithmus greift auf ein Vorwissen über den zeitlichen Verlauf der Füllstandsänderung zurück, der aber immer vom konkreten Szenario abhängt und meist unbekannt ist. Mit mehr Aufwand können auch bewegliche Rührwerke oder andere Reflektoren im Tank verfolgt werden [35], oder wie in [3] gezeigt, auch Kalmanfilter zur Verbesserung der räumlichen Auflösung bildgebender Füllstandsradarsysteme eingesetzt werden. Hier soll kurz auf die in vielen Geräten implementierte, einfache Zielverfolgung der Medienreflexion eingegangen werden. Sie setzt voraus, dass sich der Füllstand von Messung zu Messung nur wenig bewegt. Es gibt Fälle, in denen dieser Algorithmus determiniert versagt. Ein Beispiel ist in Abbildung 4.1 gezeigt. Teilabbildung (a) zeigt ein Messszenario in einem Tank, bei dem neben dem Füllstand mit der Reflexionsamplitude  $\gamma_0$  eine weitere Reflexionsstelle in der Entfernung  $l_{12}$  von der Antennenebene mit einer um den Wert  $x$  höheren Amplitude und gleicher Phase befindet. In der Ausgangssituation befindet sich der Füllstand zunächst in einem Abstand  $l_{11}$  und wird nun abgesenkt. Dabei durchläuft der Füllstand die charakteristische Entfernung  $l_{12}$  und endet schließlich an der Entfernung  $l_{13}$ . Teilabbildung (b) zeigt, wie das Szenario mit Hilfe von Punktstreuern nachgebildet werden kann. Störreflexionen können nicht immer durch eine Leermessung entfernt werden, da einige von ihnen dynamisch auftreten wie z.B. durch Rührwerke oder Ablagerungen im Tank. Bei der Messung von schwach permittiven Medien ist es zudem möglich, dass die Rückstreuamplitude des Störreflektors höher ist als die des Mediums. Daher können sich die in Abbildung 4.3 gezeigten Impulsantworten in der Messung ergeben. Der Füllstandsreflektor wird von  $l_{11} = 1,2$  m auf  $l_{13} = 1,8$  m abgesenkt, der Störreflektor befindet sich bei  $l_{12} = 1,5$  m. Die Signale sind mittels des Radarsimulators für 21 Positionen des Füllstandsreflektors ermittelt worden. In der Darstellung ist zudem für jede Impulsantwort die Stelle markiert, die die Signalverarbeitung als Füllstandsposition ermittelt hat. Der Tracking-Algorithmus kann zunächst der schwächeren Reflexion folgen. Die ersten fünf Positionen werden richtig erkannt. Dies entspricht den grünen Markierungen in der Abbildung. Der Algorithmus verfolgt den Füllstand richtig. Durch das zeitliche Verschmelzen beider Pulse ab einem bestimmten Abstand zueinander findet der Algorithmus das Maximum an der Position des Störreflektors.

Ab diesem Punkt ist der Algorithmus nicht mehr in der Lage, den schwächeren Füllstand zu verfolgen, erkennbar an den roten Markierungen. Während des weiteren Verlaufs trennt sich der Puls der Füllstandsreflexion vom Puls der Störreflexion und endet bei  $l_{13}$ . Die Signalverarbeitung ist nicht in der Lage, den Füllstand wiederzufinden, da das Maximum des Störreflektors unverändert bei  $l_{12}$  zu finden ist und das nächstgelegene Maximum zur jeweils letzten Messung darstellt. Das Tracking wird

bei der Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit nicht betrachtet, da es den zu untersuchenden Parameterraum um den zeitlichen Verlauf der Messung erweitert und darüber hinaus nur schwer systematisch zu erfassen ist. In dieser Arbeit wird der Fall betrachtet, indem das Radarsystem aus einer einmaligen Messung die Bestimmung des Füllstands durchführt. Dieses Vorgehen kann daher als Untersuchung des „Worst Case“ verstanden werden. Neben der vorgestellten Möglichkeit für das Tracking sind theoretisch weitere Möglichkeiten der Merkmalsextraktion beispielsweise über die Ausnutzung des Amplituden- und Phasenverlaufs des Reflektors denkbar, es wird jedoch im Folgenden davon ausgegangen, dass sich die Medienreflexion hinsichtlich des Rückstreuverhaltens wie einen Punktstreuer mit unbekannter Amplitude und Phase äußert. Bei den SISO-Systemen beschränkt sich das charakteristische Merkmal des Füllstands dadurch auf die Amplitude. Unter Berücksichtigung des Rauschens in den Messsignalen wird in Abschnitt 4.1.1 mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung die Ausfallwahrscheinlichkeit bestimmt. MIMO-Systeme können neben dem Merkmal der Rückstreumplitude die räumliche Position der Reflexionen der Streukörper im Tank bestimmen. Daher werden sie gesondert in Abschnitt 4.1.2 behandelt. Es wird davon ausgegangen, dass das Streuzentrum der Füllstandsreflexion sich in einer bestimmten

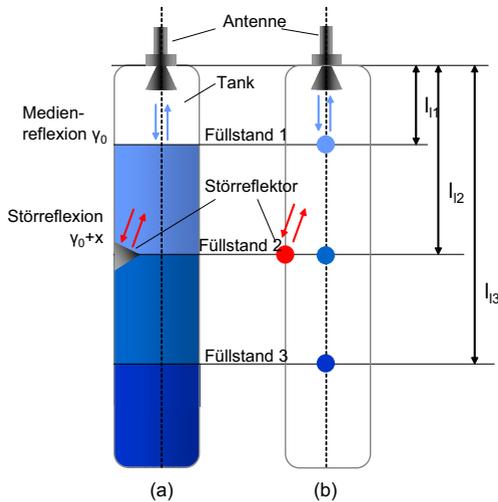


Abbildung 4.2. (a) Typisches Messszenario eines absinkenden Füllstands mit zunächst verdecktem Störreflektor, (b) Modellierung mittels Punktreflektoren

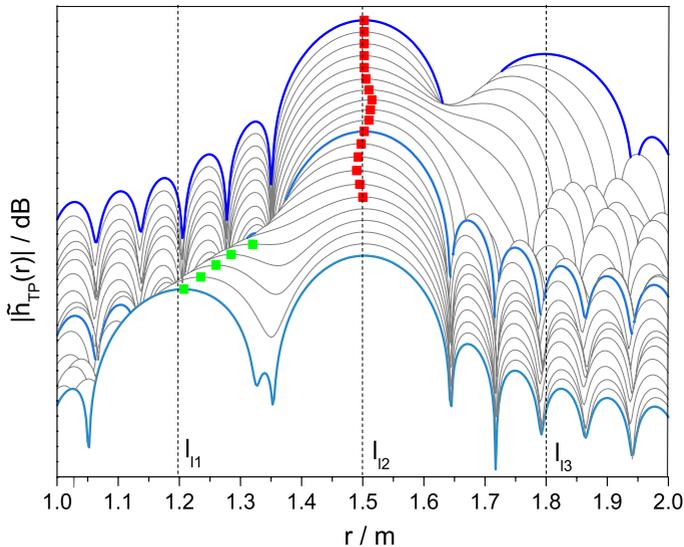


Abbildung 4.3. Darstellung der Impulsantworten bei Absenkung des Füllstands und Markierung des vom Algorithmus detektierten Füllstandsechos

Winkelrichtung bezüglich der Antennenachse befindet. Dadurch entsteht ein neues Merkmal in den Messsignalen, welches zur Unterscheidung zwischen Füllstand und Störreflektor herangezogen werden kann. Neben der Schätzung der Rückstreuamplitude unterliegt auch die Schätzung der räumlichen Lage eines Reflektors dem *SNR*. Wird davon ausgegangen, dass sich die Reflektoren in getrennten Auflösungszellen befinden, so ist der Einfluss des Rauschens in den Messsignalen die einzige Störgröße, die die Schätzung einer Winkellage beeinflusst. In diesem Fall lässt sich mit Methoden aus der Wahrscheinlichkeitstheorie berechnen, wie anfällig die Winkelschätzung gegenüber dem Rauscheinfluss ist. Wie bereits bei dem Merkmal der Amplitude besteht nur eine gewisse Wahrscheinlichkeit, dass das Merkmal des Füllstands der tatsächlichen Füllstandsreflexion und nicht der Reflexion eines Störreflektors zugeordnet wird. Diese Tatsache muss bei der Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit eines solchen bildgebenden Systems berücksichtigt werden. Nachdem nun deutlich geworden ist, welche Merkmale in den Messsignalen für die unterschiedlichen Radarsysteme gesucht werden, soll nun auf eine

geeignete Modellierung der Reflexion der Streukörper eingegangen werden. Um eine Modellierung der Reflexionen im Tank durchzuführen, werden die Freiheitsgrade so gewählt, dass sowohl für SISO- wie auch MIMO-Systeme eine sinnvolle Aussage für die Ausfallwahrscheinlichkeit ermittelt werden kann. Die Vielzahl an denkbaren Messszenarien werden reduziert, indem die Betrachtung auf zwei Streukörper im Tank begrenzt wird, die durch das Medium und ein Störreflektor gebildet werden. Beide Reflektoren werden als ideale Punktstreuer mit unterschiedlichem Rückstreuquerschnitt modelliert, wobei der Störreflektor zusätzlich eine beliebige Winkelposition im durch die Tankdecke begrenzten Halbraum einnehmen kann. Das Streuzentrum des Mediums befindet sich in Richtung der Antennenachse. Für jeden radialen Abstand und jede Winkelposition des Störreflektors kann ermittelt werden, mit welcher Wahrscheinlichkeit der Störreflektor mit der Mediengrenzschicht verwechselt wird. Die Winkelposition des Störreflektors ist im Kugelkoordinatensystem durch die Winkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  eindeutig gekennzeichnet. Die Untersuchung wird auf den Winkel  $\vartheta$  begrenzt, da dieser Winkel das Merkmal zur Unterscheidung zwischen Füllstand und Störreflektor darstellt. Der Winkel beschreibt die Winkelablage aus der Antennenachse. In dieser Arbeit werden die Reflektoren in der E-Ebene der Antennen angeordnet, das prinzipielle Vorgehen der Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit ist in allen Ebenen  $\varphi$  identisch. Insbesondere bei den bildgebenden Verfahren spielen die unterschiedlichen Amplitudenverläufe der Richtcharakteristiken für unterschiedliche  $\varphi$  nur eine untergeordnete Rolle, im Fall der Multimodeantenne herrscht sogar eine vollständige Rotationssymmetrie in den Gruppencharakteristiken. Weiterhin liegt durch die Anordnung der Antennenelemente in der Gruppenantenne eine statistische Unabhängigkeit der Schätzung beider Raumwinkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  vor, so dass näherungsweise ein ähnliches Verhalten in verschiedenen Ebenen erwartet werden kann (Details siehe Abschnitt 4.1.1 und 4.1.2). Die Gültigkeit dieser Annahme wird in Abschnitt 4.2.3 messtechnisch untermauert. Die einzelnen Punktstreuer können sich in ihrer Reflexionsamplitude und ihrer radialen Position unterscheiden. Diese beiden Eigenschaften bestimmen unabhängig voneinander das Merkmal der Pulsamplitude des Reflektors im Zeitsignal. Es wird im verwendeten Modell daher nicht zwischen Entfernung und Reflexionsamplitude unterschieden. Stattdessen wird ein Parameter einer Amplitude definiert, welcher der Höhe der in der Impulsantwort auftretenden Pulsamplitude entspricht. Dieser Parameter kann Zahlenwerte im Bereich von  $H_{min} = 0$  bis  $H = H_{max}$  annehmen, wobei  $H_{max}$  der Aussteuergrenze des Radarsystems entspricht. Es wird vorausgesetzt, dass keine nichtlinearen

Verzerrungen im System auftreten. Zusammenfassend werden also zwei Pulsamplituden sowie die Winkellage  $\vartheta$  des Störreflektors als Parameter verwendet. Für eine praxisgerechtere Darstellung werden die Pulsamplituden nicht direkt verwendet, stattdessen wird der Quotient aus dem Betrag der Pulsamplitude und dem Mittelwert des Betrags des komplexen Rauschsignals  $\sqrt{SNR} = |\tilde{H}|/\sqrt{P_n}$  gebildet. Daraufhin kann über eine Quadrierung dieser Größe ein Signal- zu Rauschabstand ( $SNR$ ) berechnet werden. Die Verwendung des  $SNR$  statt der Reflexionsamplituden erlaubt die Berücksichtigung verschiedener Radarkonzepte und Messmodi wie etwa Phased-Array-Konzepte und Monopuls-Konzepte mit paralleler oder sequentieller Messung der Übertragungsfunktionen. Jede Variante nutzt eine fest definierte Sendeenergie  $E_s$  unterschiedlich aus. In der theoretischen Herleitung der Ausfallsicherheit wird davon ausgegangen, dass an den Empfangsstellen des Radarsystems eine Matched-Filterung durchgeführt wird. Genaue Definitionen der Nutz- und Rauschsignale sind im Anhang A erläutert. Die nachfolgende Tabelle 4.1 fasst kurz zusammen, welche Eigenschaften eines Radarsystems bei der Modellierung und Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit berücksichtigt werden und an welchen Punkten das Modell an seine Grenzen stößt. Nachdem nun die Randbedingungen für die Modellierung festgelegt sind, wird eine Möglichkeit vorgestellt, die Ergebnisse im gesamten Parameterraum übersichtlich darzustellen. Als Erläuterungsbeispiel dient das in Abbildung 4.4 dargestellte „Ausfalldiagramm“. Diese Darstellung hat zwei unabhängige Koordinatenrichtungen. Auf der Abszissenachse ist dabei stellvertretend für die Pulsamplitude des rückgestreuten Signals der Betrag der Übertragungsfunktion der Medienreflexion  $|\tilde{H}_t|$  dargestellt. Auf der Ordinatenachse ist der Betrag der Übertragungsfunktion der Störreflexion  $|\tilde{H}_{st}|$  aufgetragen. Der Wertebereich beider Größen bewegt sich von  $|\tilde{H}| = 0$  für keine Streuung bis  $|\tilde{H}| = |\tilde{H}_{max}|$  für den Betrag der Rückstreuamplitude, die zur maximalen Aussteuerung des Empfängers führt. Die Darstellung umfasst damit alle Kombinationen von Reflexionsamplituden und Reflektorabständen. Der Wert  $|\tilde{H}_{min}|$  auf beiden Achsen markiert die Amplitude, an der  $SNR = 0$  dB gilt. Dieser Wert entspricht einer minimalen Detektionsschwelle, wie sie bei den auf Detektion von lokalen Maxima basierenden Auswertungsalgorithmen angesetzt werden kann. Unterhalb dieses Wertes wird in der Regel kein Signal detektiert, weshalb der Bereich 1 in der Abbildung grau hinterlegt ist. Alle anderen Bereiche sind für die Betrachtung der Ausfallwahrscheinlichkeit von praktischer Bedeutung. Statt für jeden Punkt im Diagramm die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  anzugeben, wird vorher ein Wert  $P_{outmax}$

Tabelle 4.1. Einflussgrößen einer Radarmessung und deren Berücksichtigung im Modell

Parameter Radarsystem	Modellierung
Sendeleistung	Sendeenergie $E_s$ pro Messzyklus
Rauschleistung	AWGN mit Leistungsdichte $N_0$
Einzelantenne	Charakteristik in E-Ebene
Gruppenantenne	achsenunabhängiges Flächenträgheitsmoment
Algorithmus	Maximum Likelihood Beamformer (bei Monopuls ab 12 dB SNR)
Messinformation	Messsignale eines Messzyklus, Winkelablage des Füllstands bekannt
Parameter Radarkanal	Modellierung
Reflektortypen	Typ1c(Kugel), Fernfeld, keine Polarisationsverkopplung
Reflektoranzahl	1-2
Winkelablage Reflektoren	Halbraum des Tanks
Reflexionsamplitude	theoretisch beliebig, hier durch Aussteuerungsgrenze der Messstelle begrenzt
Reflektorabstand	gegenseitiger radialer Abstand > Auflösungszone

definiert, der nicht überschritten werden soll. Für jeden Punkt kann dann geprüft werden, ob die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  größer oder kleiner als die vorher definierte maximal zulässige Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out,max}$  ist. Ein Über- oder Unterschreiten der Grenze wird im Diagramm farblich rot oder grün gekennzeichnet. Es entstehen zusammenhängende Flächen gleicher Farbe. Der Bereich 2 in der Abbildung enthält alle Wertepaare mit Ausfallwahrscheinlichkeiten  $P_{out} < P_{out,max}$ , Bereich 3 enthält alle Wertepaare mit  $P_{out} > P_{out,max}$ . Neben dem Betrag  $\tilde{H}_{st}$  des Störreflektors hat außerdem seine Winkelposition  $\vartheta_{st}$  Einfluss auf  $P_{out}$ . Die gelben Flächen markieren die Bereiche des Ausfalldiagramms, die je nach Winkelablage  $\vartheta_{st}$  des Störreflektors grün oder rot gefärbt werden müssen. Für jede Winkelablage existiert dann eine Isolinie innerhalb der gelben Fläche, die die rote und grüne Fläche begrenzt. Die SISO-Übertragungsfunktion  $|\tilde{H}|$  wurde in 2.1.1 definiert. Um für jedes Radarsystem eine einheitliche Achse für die Amplitude  $|\tilde{H}|$  wählen zu können, wird ein Referenzsystem definiert, das eine ideale Hornantenne mit

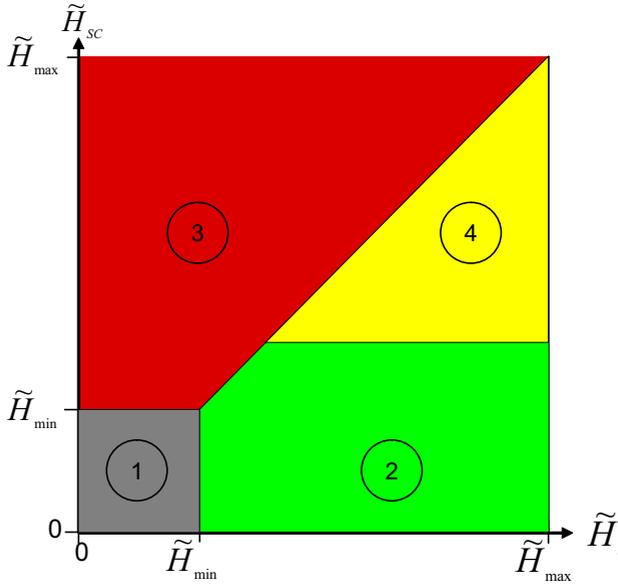


Abbildung 4.4. Darstellung der Zuverlässigkeit eines Radarsystems zur Füllstandsmessung in Form eines Ausfalldiagramms

einem Aperturdurchmesser von  $d_{ap} = 50$  mm besitzt. Im Abstand  $r_t = 1$  m vor der Antenne ist ein ideales Punktziel mit der Rückstreuamplitude  $\gamma_{min}$  bei Mittenfrequenz  $f_c$  angeordnet. Die Übertragungsfunktion ergibt sich zu Gleichung 4.1.

$$\frac{b}{a} = \tilde{H}_{H11}(\omega_c, \vartheta = 0) = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jk_c r_t}}{4\pi r_t^2} \cdot (C_{H11, \vartheta}^2 + C_{H11, \varphi}^2) \cdot \gamma_0 \quad (4.1)$$

Dabei ist der Wert  $|\gamma_{min}|$  so gewählt, dass das Empfangssignal  $b_{min}$  über die Messzeit  $t_{ramp}$  die gleiche Energie wie das Rauschsignal besitzt, also  $SNR = 0$  dB gilt. Es ergibt sich für  $\gamma_{min}$  der Ausdruck 4.2.

$$\begin{aligned} \frac{|b_{min}|^2 \cdot t_{ramp}}{|a|^2 \cdot t_{ramp}} &= \frac{\lambda_c^2 \cdot |C_{H11, \vartheta}^2 + C_{H11, \varphi}^2|^2 \cdot |\gamma_{min}|^2}{r_t^4 \cdot (8\sqrt{\pi}\pi)^2} \\ |\gamma_{min}| &= \frac{8\sqrt{\pi}\pi}{\sqrt{SNR_{max}} \cdot \lambda_c \cdot G_{H11}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Die Angabe eines Werts für  $|\gamma_{max}|$  als Reflexionsfaktor, für den der Empfänger maximal angesteuert wird, ist weniger von den hier vorgestellten Messkonzepten als von den intern verwendeten Schaltungskonzepten abhängig. Hinzu kommt, dass bei den bildgebenden Konzepten die Übertragungsfunktionen erst nach der Analog-Digitalwandlung gebildet werden, so dass kein direkter Bezug zwischen der Pulsamplitude in der Impulsantwort und der Amplitude des Empfangssignals am Antennenfußpunkt besteht. Daher wird der Wert  $|\gamma_{max}|$  hier nicht weiter berücksichtigt. In den Messungen werden die maximalen Werte im Ausfalldiagramm vor allem durch die begrenzte Sendeleistung bestimmt. Bei der messtechnischen Verifikationen wurden Signal- zu Rauschabstände bis etwa 80 dB berücksichtigt. In den nun folgenden Abschnitten wird für jedes Radarkonzept ein Ausfalldiagramm hergeleitet.

#### 4.1.1. SISO Ausfallwahrscheinlichkeit

Frei abstrahlende Radarmesssysteme für die Füllstandsmesstechnik werten eine Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp}(t)$  aus, die aus der Messung der Radarstrecke mit einer direktiven Antenne gewonnen wurde. Die in Abschnitt 4.1 eingeführte Ausfallwahrscheinlichkeit soll nun für ein solches Messsystem bestimmt werden. Die Herleitung wird für das oben besprochene Referenzsystem mit kreisrunder Apertur mit  $H_{11}$ -Feldbelegung und dem Durchmesser  $d_{ap} = 50$  mm durchgeführt. Es wird angenommen, dass ein Sendesignal ohne Reflexionen oder Verluste mit der  $H_{11}$ -Belegung über eine Bandbreite von  $B = 2$  GHz um die Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz abgestrahlt wird. Befindet sich ein Punktziel vom Typ 1c mit der Reflektivität  $\gamma_0$  in der Entfernung  $r_t$  von der Antenne, so ergeben sich für die Übertragungsfunktion  $\tilde{H}_{H11}$  und das komplexe Tiefpasssignal  $\tilde{h}_{tp,H11}$  die Ausdrücke in Gleichung 4.3.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{H11}(\omega, \vartheta, \varphi) &= \frac{\lambda}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-2jkr_t}}{4\pi r_t^2} (C_{H11,\vartheta}^2(\omega, \vartheta, \varphi) + C_{H11,\varphi}^2(\omega, \vartheta, \varphi)) \gamma_0 \\ \tilde{H}_{H11}(\omega, \vartheta, \varphi) &\bullet\text{---}\circ \tilde{h}_{tp,H11}(r - r_t, \vartheta, \varphi) & (4.3) \\ \tilde{h}_{tp,H11}(r - r_t, \vartheta, \varphi) &\approx \frac{\lambda_c e^{-2jk_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} (c_{H11,\vartheta}^2(r - r_t, \vartheta, \varphi) + c_{H11,\varphi}^2(r - r_t, \vartheta, \varphi)) \gamma_0 \end{aligned}$$

Bei dem Signal  $\tilde{h}_{tp,H11}$  handelt es sich um die schmalbandige Näherung gemäß Gleichung 2.22, bei der die Wellenlänge  $\lambda$  vor der Transformation in den Zeitbereich konstant als  $\lambda_c$  angenommen wurde. In Analogie zu den absoluten Richtdiagrammen  $C_{H11,x}$ , die winkel- und frequenzabhängig sind, können

gemäß Abschnitt 2.1.4 absolute Richtcharakteristiken  $c_{H11,x}$  im Zeitbereich definiert werden, die winkel- und zeitabhängig sind. Diese Funktion stellt dar, wie ein ideales Punktziel im Raum durch das System ohne Berücksichtigung der Dämpfung durch die sphärische Ausbreitung abgebildet wird. Die Herleitung der Ausfallwahrscheinlichkeit erfolgt auf Grundlage einer Auswertung der Impulsantwort. Daher ist hier die Analyse des Systems im Zeitbereich notwendig. Es soll nun gezeigt werden, dass im vorliegenden, schmalbandigen Fall die Übertragungseigenschaften direkt aus der Richtcharakteristik der Antenne bei Mittenfrequenz  $f_c$  abgeleitet werden können. Hierzu werden nun die beiden Charakteristiken im Zeit- und Frequenzbereich miteinander verglichen. Bei Mittenfrequenz  $f_c$  ergibt sich für das bidirektionale Richtdiagramm in der E-Ebene die Funktion  $C_{H11,\vartheta}^2$  gemäß Abbildung 4.5. In dieser Ebene existiert lediglich eine  $\vartheta$ -Komponente des elektrischen Feldes. In Hauptstrahlrichtung

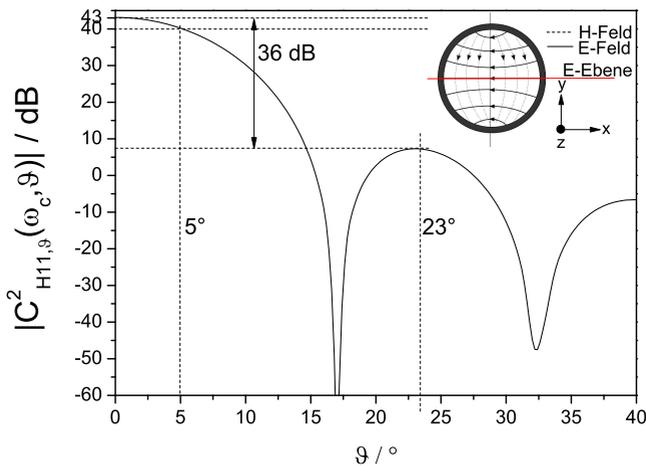


Abbildung 4.5. Bidirektionale Richtcharakteristik  $|C_{H11,\vartheta}^2|$  bei Mittenfrequenz  $f_c$ .

bei  $\vartheta = 0^\circ$  ergibt sich der maximale, bidirektionale Gewinn von 43 dB. Die Halbwertsbreite bei Mittenfrequenz beträgt  $HPBW_{H11f_c} = 10^\circ$ . Die Funktion besitzt bei  $\vartheta = 17^\circ$  eine Nullstelle und steigt im Maximum der ersten Nebenneule auf einen Wert von 8 dB an. Die bidirektionale Charakteristik im Zeitbereich ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Grundsätzlich ändert sich der Gewinn innerhalb des betrachteten Frequenzbandes nur wenig, so dass die Impulsantwort

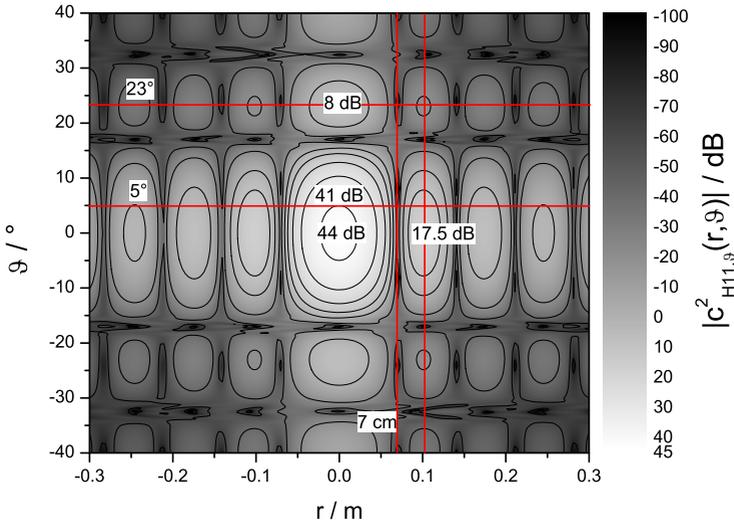


Abbildung 4.6. Bidirektionales Richtdiagramm  $|c_{H11,\vartheta}^2|$  im Zeitbereich

weitestgehend die Gestalt einer Si-Funktion aufweist. Der maximale Gewinn ergibt sich hier zu 44 dB, weicht also um 1 dB vom Gewinn der Charakteristik im Frequenzbereich ab. Für die Hauptstrahlrichtung entlang der Zeitachse ergibt sich für die erste zeitliche Nebenkeule ein Gewinn von 23 dB, was einer Dämpfung vom Maximalwert von 26.5 dB entspricht. Im einseitigen Fall entspricht die Dämpfung mit 13.25 dB fast genau dem theoretischen Wert der Nebenkeulendämpfung einer Si-Funktion von 13.2 dB. Für die Herleitung der Ausfallwahrscheinlichkeit wird davon ausgegangen, dass der Abstand der Ziele so groß ist, dass keine statistische Abhängigkeit zwischen deren Pulsmaxima besteht. Theoretisch liegt der Fall nur dann vor, wenn sich die Ziele genau auf dem zeitlichen Abtastraster  $\Delta t = 1/(B + \Delta f)$  befinden. Praktisch kann die Unabhängigkeit durch eine Amplitudengewichtung der Übertragungsfunktion mit einer Fensterfunktionen vor der Transformation in den Zeitbereich ermöglicht werden. Durch die Fensterung fällt die Amplitude des Zeitsignals eines Ziels mit zunehmendem Abstand vom Maximum stark ab, so dass der Wert an der Stelle des nächsten Ziels minimalen Einfluss auf dessen Impulsamplitude

hat. Diese ist bei der späteren Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit entscheidend. Da eine Aussage über die Ausfallwahrscheinlichkeit über die Winkelablage des parasitären Reflektors getroffen werden soll, muss die winkelabhängige Dämpfung der zeitlichen Richtcharakteristik bestimmt werden. Aus Abbildung 4.6 kann entnommen werden, dass die Halbwertsbreite wie bei Mittenfrequenz  $HPBW_{H11fc} = HPBW_{H11r} = 10^\circ$  beträgt. Die Nebenkeule entlang der Winkelachse liegt bei  $5^\circ$  mit einer Amplitude von 8 dB, was den Daten aus der Charakteristik bei Mittenfrequenz entspricht. Im Folgenden wird daher als Vereinfachung die winkelabhängige Dämpfung aus der bidirektionalen Charakteristik bei Mittenfrequenz als Basis der Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit verwendet.

Es wird angenommen, dass der Algorithmus zur Extraktion des Füllstands eine Suche des globalen Maximums der Impulsantwort auswertet. Dieser Algorithmus entspricht einer in der Praxis üblichen Signalverarbeitung, wenn diese lediglich auf Grundlage eines Messvorgangs den Füllstand bestimmen muss. Das Messzenario besteht aus zwei Punktreflectoren, die jeweils die Mediengrenzschicht und einen parasitären Reflektor nachbilden. Das Medium befindet sich räumlich in Hauptstrahlrichtung der Antenne, der parasitäre Reflektor kann in einem beliebigen Winkel zwischen  $\vartheta = -90^\circ$  und  $\vartheta = 90^\circ$  angeordnet werden. Die Pulsamplituden sind aus den oben genannten Gründen statistisch unabhängig. Eine typische Impulsantwort ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Um die Reflexionsamplituden entfernungsunabhängig zu bewerten, wird der Term  $1/r_t^2$  in Gleichung 4.3 kompensiert. Da es sich bei der Mediengrenzschicht meist um einen Nahfeldreflektor handelt, ist die quadratische Abnahme der Reflexionsamplitude über die Entfernung nicht gewährleistet. Gemäß [47] ergibt sich für sehr großflächige Grenzschichten eine Leistungsabnahme proportional zu  $1/r_t$ . Unter der Annahme, dass in der Gesamtheit aller Szenarien Dämpfungen zwischen den beiden Fällen befinden, bildet die Annahme der quadratischen Dämpfung den Worst Case, da in den anderen Fällen die Reflexionsamplitude der Grenzschicht im Vergleich zu einem Punktreflektor überproportional stark angehoben würde, was aufgrund der amplitudenselektiven Signalauswertung unmittelbar eine Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit zur Folge hätte. In der Abbildung 4.7 sind drei Impulsantworten dargestellt. Die schwarze Kurve entspricht dem Fall zweier Punktreflectoren gleicher, frequenzunabhängiger Rückstreuamplituden  $|\gamma_0| = 14m^{-1}$ , die in zwei bzw. vier Metern von der Antenne positioniert wurden. Der vordere Reflektor befindet sich in Hauptstrahlrichtung bei  $\vartheta = 0^\circ$ , der hintere Reflektor ist bei  $\vartheta = 5^\circ$  in der E-Ebene bei  $\varphi = 0^\circ$ . Nach Kompensation der Freiraumdämpfung erscheint der hintere Re-

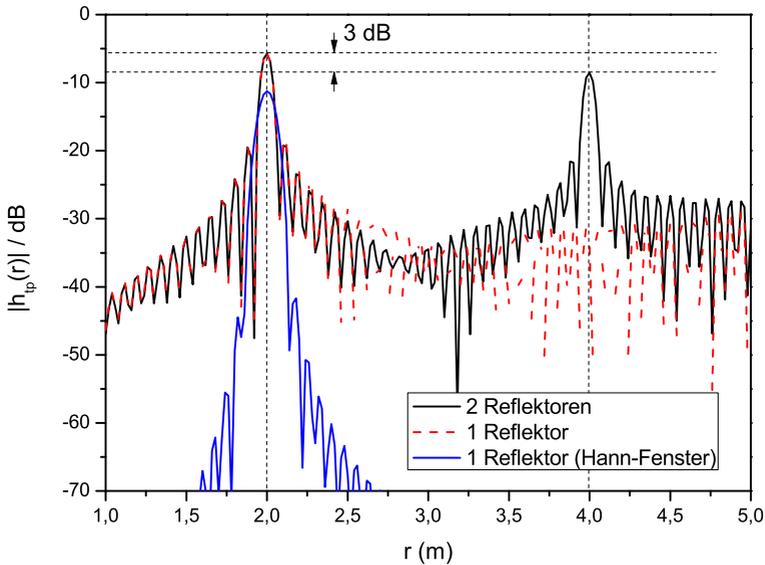


Abbildung 4.7. Impulsantworten aus einer SISO-Messung mit der Referenzantenne

flektor mit einer Dämpfung von 3 dB gemäß der bidirektionalen Richtcharakteristik in Abbildung 4.5 gegenüber dem vorderen Reflektor. Die rote gestrichelte Kurve zeigt ein ähnliches Szenario, hier wurde der hintere Reflektor entfernt. Die Amplitude des vorderen Peaks hat sich gegenüber dem Szenario mit zwei Reflektoren kaum verändert (ca. 0,04 dB). Die Signalamplitude des vorderen Reflektors ist in vier Metern Entfernung auf 23 dB bezüglich des Maximalwertes abgefallen. Bei kleineren Reflektorentfernungen wird dieser Wert weiter sinken, so dass für die weiteren Messergebnisse eine Fensterung der gemessenen Übertragungsfunktion mit einem Hann-Fenster durchgeführt wurde. Die blaue Kurve zeigt die Impulsantwort des gleichen Szenarios, nun jedoch mit Hann-Fensterung. Die Maximalamplitude des Pulses ist um 6 dB gegenüber dem Fall ohne Fenster gedämpft, jedoch fällt die Amplitude über die Entfernung schneller ab, so dass eine gewisse statistische Unabhängigkeit auch für kleinere Reflektorabstände noch erreicht ist.

Im rauschfreien Fall wird aus der Impulsantwort die größte Pulsamplitude mittels eines Algorithmus zur Maximumssuche ermittelt und für einen präziseren

Messwert eine Interpolation durchgeführt. Im obigen Fall würde dieser Algorithmus daher den Peak bei zwei Metern Entfernung als Füllstand detektieren. Sobald in der realen Messung sich dem rauschfreien Signal ein Rauschsignal  $n(t)$  überlagert, ergibt sich eine Variation der Pulsamplituden. Dies führt in einem Ensemble an aufeinander folgenden Messungen dazu, dass eine eigentlich geringere Pulsamplitude höher wird als die im Signal enthaltene höhere Pulsamplitude, so dass der Algorithmus den Reflektor in vier Metern Entfernung als Füllstand ermittelt. Je nachdem, welche Differenz der Pulsamplituden vorliegt und welchen Wert das  $SNR$  aufweist, stellt sich eine Wahrscheinlichkeit ein, mit der ein Reflektor als Füllstand erkannt wird. Die Ausfallwahrscheinlichkeit wird nun in der Weise ermittelt, dass die beiden Samples in der Impulsantwort, an denen sich die Peakpositionen befinden, bekannt sind. Bei hohen  $SNR$  entspricht dieser Fall näherungsweise dem Ergebnis eines Algorithmus, der lediglich die lokalen Maxima über einer vorher definierten Schwellenwert ermittelt. Bei niedrigen  $SNR$  steigt die Wahrscheinlichkeit, dass ein benachbarter Sample aufgrund des Rauschens fälschlicherweise als Reflektor erkannt wird, so dass das vorgestellte Modell hier an seine Grenzen stößt. Für die mittels Fouriertransformation erhaltene Impulsantwort stellt sich in der Auflösungszelle des Punktstreuers eine bedingte Wahrscheinlichkeit  $p(a|S)$  gemäß Gleichung 4.4 aus [48] ein, so dass die Hüllkurve am Zielsample nach einem Messvorgang den Amplitudenwert  $a$  aufweist.

$$p(a|S) = \frac{a}{\sigma^2} \cdot e^{-(a^2+S^2)/2\sigma^2} \cdot I_0\left(\frac{a \cdot S}{\sigma^2}\right) \quad (4.4)$$

Die Funktion beschreibt eine Rice-Verteilung, die dadurch entsteht, dass sich der konstanten Amplitude  $S$ , die durch die Messung des statischen Ziels entsteht, eine gaußsche Zufallsvariable mit der Varianz  $\sigma^2$  überlagert, die der am Zielsample vorliegenden Rauschleistung entspricht. Die Funktion  $I_0$  ist die modifizierte Besselfunktion erster Art nullter Ordnung. Da es sich um ein komplex messendes System handelt, verteilt sich die Varianz des Rauschens gleichmäßig auf Real- und Imaginärteil auf, so dass  $\sigma^2/2 = \sigma_{re}^2 = \sigma_{im}^2$  gilt. Wird nun  $\sigma^2 = .5$  gewählt, so dass die komplexe Rauschleistung insgesamt eine Varianz von  $\sigma_p^2 = 1$  aufweist, ergibt sich zusammen mit der Signalleistung  $S^2$  die Funktion 4.5, die nur noch vom Signal- zu Rauschabstand abhängig ist.

$$p(a|SNR) = 2a \cdot e^{-(a^2+SNR)} \cdot I_0(2a\sqrt{SNR}) \quad (4.5)$$

In Abbildung 4.8 sind für verschiedene  $SNR$  die Funktionen  $p(a|SNR)$  exemplarisch dargestellt. Für geringe  $SNR$  konvergiert die Funktion zu einer Ray-

leighverteilung, da hier vor allem der Betrag des Rauschzeigers dominiert. Die Kurven weisen mit größer werdendem  $SNR$  eine Symmetrie bezüglich ihres Maximalwertes auf, der ungefähr der Amplitude des Signals entspricht. Es handelt sich näherungsweise um Gaussverteilungen. Nachdem die Amplituden-

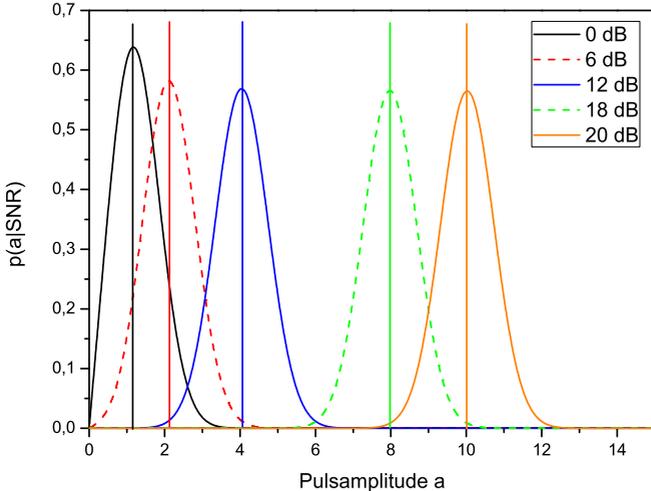


Abbildung 4.8. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Pulsamplitude  $a$  eines Reflektors für verschiedene  $SNR$  für  $\sigma^2 = 0.5$

wahrscheinlichkeit  $p(a|SNR)$  für einen Reflektor berechnet werden kann, soll nun die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte  $p(a_m, a_{st}|SNR_m, SNR_{st})$  für zwei Reflektoren berechnet werden, die die Wahrscheinlichkeit angibt, mit der nach einem Messvorgang in der Impulsantwort die Medienreflexion mit  $SNR_m$  als Pulsamplitude  $a_m$  erscheint und gleichzeitig der Störreflektor mit  $SNR_{st}$  als Pulsamplitude  $a_{st}$  erscheint. Aufgrund der Annahme statistischer Unabhängigkeit durch die räumliche Trennung der Reflektoren ergibt sich die Verbundwahrscheinlichkeit aus dem Produkt der Einzelwahrscheinlichkeiten zu Gleichung 4.6.

$$p(a_m, a_{st}|SNR_m, SNR_{st}) = p(a_m|SNR_m) \cdot p(a_{st}|SNR_{st}) \quad (4.6)$$

In Abbildung 4.9 ist die Funktion  $p(a_m, a_{st}|0dB, 12dB)$  dargestellt. Die Amplitude des Störreflektors ist im rauschfreien Fall um 12 dB höher als die Amplitude des Nutzreflektors, die der Varianz der Rauschleistung entspricht. Das

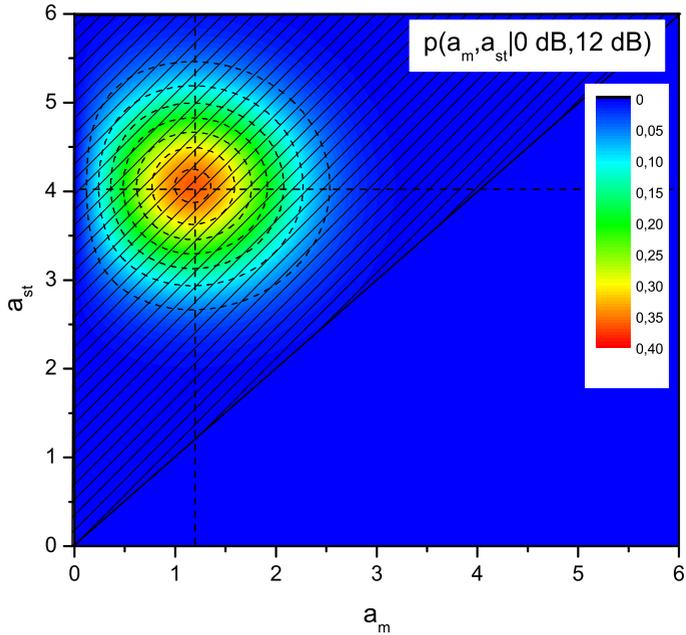


Abbildung 4.9. Verbundwahrscheinlichkeit der Pulsamplituden zweier Reflektoren für unterschiedliche  $SNR$

Maximum der Funktion liegt ungefähr bei den rauschfreien Pulsamplituden. In der Dimension  $a_{st}$  ergibt sich eine Funktion ähnlich der Kurve für ein  $SNR$  von 12 dB aus Abbildung 4.8. Entlang der Dimension  $a_m$  bildet sich aufgrund des geringen  $SNR$  eine unsymmetrische Kurve aus. Die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}(SNR_m, SNR_{st})$  ergibt sich aus der Integration der Verbundwahrscheinlichkeitsdichte über die schraffierten Bereiche oberhalb der Winkelhalbierenden, da dort die Pulsamplitude des Störreflektors  $a_{st}$  größer ist als die Pulsamplitude der Medienreflexion  $a_m$ , wodurch bei Anwendung der Maximumssuche fälschlicherweise die Position des Störreflektors anstelle der Mediengrenzschicht als Füllstand erkannt wird. Die Funktion  $P_{out}$  in Gleichung 4.7 ist nur numerisch lösbar.

$$P_{out}(SNR_m, SNR_{st}) = \int_{a_{st} > a_m} \int_{a_m=0}^{\infty} p(a_m | SNR_m) \cdot p(a_{st} | SNR_{st}) da_m da_{st} \quad (4.7)$$

Daher wurde die Ausfallwahrscheinlichkeit für viele Wertepaare  $(SNR_m, SNR_{st})$  bestimmt. Das Ergebnis der Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  ist in Abbildung 4.10 einmal direkt als Funktion von  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$  dargestellt und zusätzlich als Funktion der Differenzen der Signal- zu Rauschabstände  $\Delta SNR = SNR_m - SNR_{st}$  für unterschiedliche  $SNR_{st}$ . Die

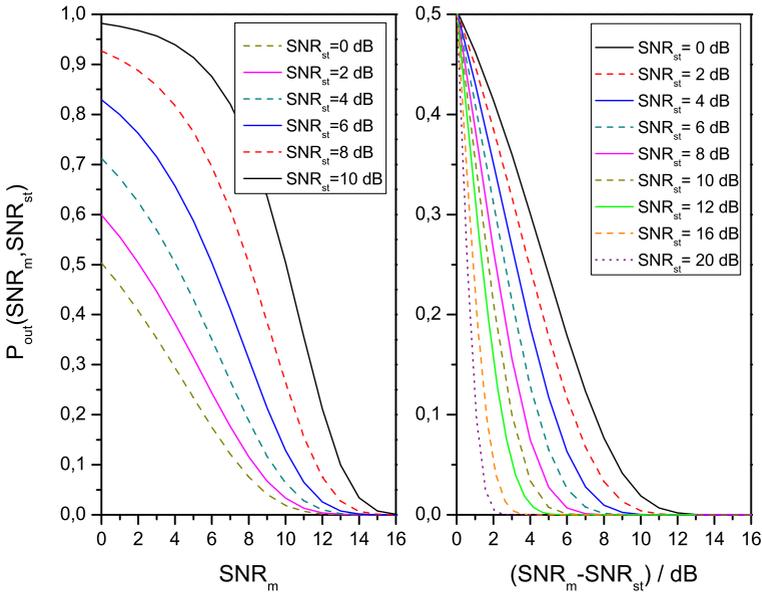


Abbildung 4.10. Numerische Ergebnisse der Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$ ; links als Funktion der absoluten  $SNR$ ; rechts als Funktion der Differenz  $\Delta SNR$

schwarze Kurve des linken Diagramms entspricht dem Fall eines Störreflektors, der ein  $SNR_{st}$  von 10 dB aufweist. Die Kurve startet bei einem  $SNR_m$  des Mediums von 0 dB, was zu einer Ausfallwahrscheinlichkeit nahe eins führt, da die Pulsamplitude des Störreflektors im Signal dominiert. Mit steigendem  $SNR_m$  gleichen sich die Pulsamplituden bis zu  $SNR_m = 10$  dB aneinander an. Bei gleichem  $SNR$  ergibt sich eine Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out} = 0.5$ , da die Amplituden beider Reflektoren gleich groß sind. Steigt  $SNR_m$  weiter

an, dominiert die Medienreflexion und die Ausfallwahrscheinlichkeit erreicht einen Wert von  $P_{out} = 0.1$  bei  $SNR_m = 13$  dB. Hier wird also in nur 10% der Messungen eine Fehldetektion auftreten. Für verschiedene  $SNR_{st}$  ergeben sich unterschiedliche minimal erforderliche  $SNR_m$ , wenn ein bestimmter Maximalwert Ausfallwahrscheinlichkeit nicht überschritten werden soll. Im Fall  $SNR_{st} = 0$  dB ist für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 10% bereits ein um 7.35 dB höheres  $SNR_m$  erforderlich. Das für ein bestimmtes  $P_{out}$  erforderliche  $\Delta SNR$  ist im rechten Diagramm für unterschiedliche  $SNR_{st}$  dargestellt. Die Kurven beginnen erwartungsgemäß bei  $P_{out} = 0.5$  für  $\Delta SNR = 0$  dB. In diesem Diagramm ist deutlich zu erkennen, dass das erforderliche  $\Delta SNR$  für eine konstante Ausfallwahrscheinlichkeit mit steigendem  $SNR_{st}$  geringer wird. Die Kurven werden steiler, bis im Grenzfall für  $SNR_{st} \rightarrow \infty$  die Kurve zu einer senkrechten Linie konvergiert. Dieser Effekt kann dadurch erklärt werden, dass bei einem unendlich hohen  $SNR$  der Einfluss des Rauschens verschwindet und lediglich der deterministische Unterschied der Pulsamplituden Einfluss auf die Ausfallwahrscheinlichkeit hat. Sobald dann  $\Delta SNR > 0$  dB ist, fällt  $P_{out}$  auf Null ab. Mit fallendem  $SNR_{sc}$  flacht die Kurve mehr und mehr ab und es ist ein größeres  $\Delta SNR$  notwendig, um die Wahrscheinlichkeit zu verringern, dass das Rauschen die Pulsamplitude des schwächeren Reflektors über die Pulsamplitude des stärkeren Reflektors hinaus anhebt. Im Grenzfall für  $SNR_{sc} \ll 0$  würde unabhängig vom Wert  $\Delta SNR$  der Funktionswert von  $P_{out}$  den Wert 0,5 annehmen, da trotz unterschiedlicher Pulsamplituden die Ausfallwahrscheinlichkeit vom Rauschen dominiert wird. In der Darstellung in Abbildung 4.11 ist die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  als Funktion beider  $SNR$  in den Bereichen  $-10$  dB  $< SNR_x < 20$  dB in Prozent dargestellt. Die Konturlinien beschreiben Linien konstanter Ausfallwahrscheinlichkeit. Erwartungsgemäß ergibt sich für  $P_{out} = 50\%$  die Winkelhalbierende, da hier die Pulsamplituden identisch sind. Für geringere Ausfallwahrscheinlichkeiten muss  $SNR_m$  größer sein als  $SNR_{st}$ . Exemplarisch soll der Fall  $P_{out} = 10\%$  herausgegriffen werden. Wenn  $SNR_{st} \ll 0$  ist, so konvergiert die 10%-Konturlinie an dem Wert  $SNR_{st} = 5$  dB. Bei geringen Reflektivitäten des Störreflektors bzw. ohne Anwesenheit eines Störreflektors ist also ein  $SNR_{st} = 5$  dB erforderlich. Bei  $SNR_{st} = 0$  dB, wenn also der Störreflektor mit der gleichen Leistung in der Impulsantwort auftritt wie das Rauschen, ist bereits  $SNR_m = 7$  dB erforderlich. Die gekrümmte Konturlinie würde mit allen anderen Kurven bei sehr hohen  $SNR$  gegen die Winkelhalbierende konvergieren. Im hier dargestellten Bereich von  $SNR_m = 15$  dB bis  $SNR_m = 24$  dB wird der erforderliche Unterschied der beiden Pulsamplituden immer geringer, wie es mit geringer werdendem

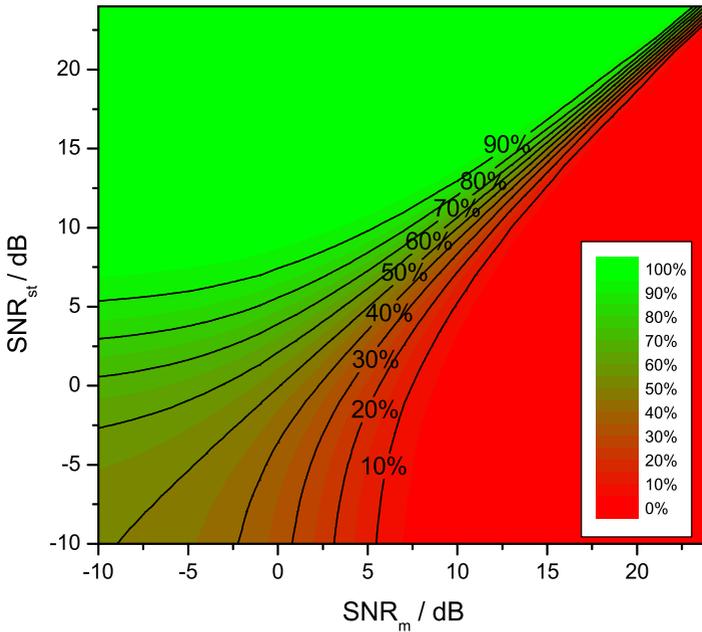


Abbildung 4.11. Numerische Ergebnisse der Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  in Prozent als Funktion von  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$

Einfluss des Rauschens zu erwarten ist. Bei einem Wert von  $SNR_{st} = 23$  dB ist bereits ein Wert von  $SNR_m = 24$  dB für 10% Ausfall ausreichend. Für den Fall  $P_{out} = 10\%$  kann nun ein Ausfalldiagramm gemäß Abbildung 4.12 für die E-Ebene der Antenne berechnet werden. Das Diagramm zeigt, welche Kombinationen von  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$  unter der Bedingung, dass die Winkelablage des Störreflektors  $\vartheta_{st}$  beträgt, zu einem Ausfall des Systems führen. Der grüne Bereich entspricht der Fläche unterhalb der 10%-Linie in Abbildung 4.11, da hier davon ausgegangen wurde, dass sowohl Nutz- und Störreflektor in Hauptstrahlrichtung  $\vartheta = 0^\circ$  angeordnet wurden. Zur Erinnerung sei darauf hingewiesen, dass die Werte für das SNR der Reflektoren bezüglich eines Reflektors der Reflektivität  $\gamma_{min}$  ermittelt wurden, der in Hauptstrahlrichtung

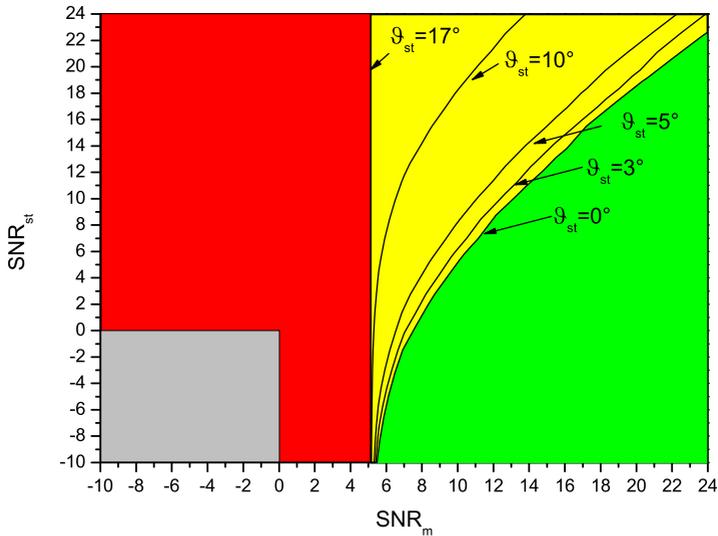


Abbildung 4.12. Ausfalldiagramm für  $P_{out} = 10\%$  für eine SISO Füllstandsmessung mit der  $H_{11}$ -Referenzantenne bei 25 GHz in der E-Ebene

der Antenne angeordnet ist und bei Mittenfrequenz  $f_c$  und mit der gleichen Leistung gemessen wird wie die Leistung des Rauschens in den Messstellen. Die Achse entspricht also direkt der Reflektivität des Ziels, wurde hier aber in ein  $SNR$  unter der erläuterten Messbedingung umgerechnet. Würde ein Störreflektor mit  $SNR_{st} = 0$  dB nun aus seiner Winkellage bei  $\vartheta_{st} = 0^\circ$  verschoben werden, so wird sein  $SNR$  in der Messung gemäß der winkelabhängigen Übertragungsfunktion 4.5 abnehmen. Für die gleiche Ausfallwahrscheinlichkeit darf seine Reflektivität daher um den Betrag der winkelabhängigen Dämpfung angehoben werden. Für unterschiedliche Winkelablagen kann so die Kurve konstanter Ausfallwahrscheinlichkeit variieren. Als charakteristische Beispiele sind die Winkel  $\vartheta_{st} = 3^\circ$ ,  $\vartheta_{st} = 5^\circ$ ,  $\vartheta_{st} = 10^\circ$  und  $\vartheta_{st} = 17^\circ$  hervorgehoben. Mit zunehmendem Winkel kann die Reflektivität des Störreflektors, hier in Form des  $SNR_{st}$  etwas höher sein. Bei  $\vartheta_{st} = 5^\circ$  ist die Übertragungsfunktion um 3 dB abgefallen, bei  $\vartheta_{st} = 10^\circ$  bereits um 10 dB, so dass erst bei höheren  $SNR_{st}$   $P_{out} = 10\%$  überschritten wird. Im Extremfall liegt der Störreflektor bei  $\vartheta_{st} = 17^\circ$  in einer Nullstelle der Übertragungsfunktion, hier ist nun

lediglich gefordert, dass die Medienreflexion mit einem  $SNR_m$  von ca. 5 dB im Messsignal erscheint, um einen Ausfall zu verhindern. Die Notwendigkeit von  $SNR_m = 5$  dB ist immer erforderlich, darunter ist ein Ausfall des Systems unabhängig von  $SNR_{st}$  nicht zu verhindern. Der graue Bereich markiert die Reflektivitätsbereiche, in denen die Pulsamplituden der Reflektoren unter den im Mittel empfangenen Rauschamplituden liegen, somit also eine praktische Detektion nicht sinnvoll ist. Auch in diesem Bereich würde das System ausfallen.

Mit der Untersuchung der SISO-Ausfallwahrscheinlichkeit am Beispiel der Referenzantenne bei Mittenfrequenz  $f_c$  in der E-Ebene wurde gezeigt, dass für eine 10%-ige Ausfallwahrscheinlichkeit ein Bereich der Reflektivitäten der Medienreflexion  $SNR_m$  und der Störreflexion  $SNR_{st}$  existiert, indem das System ohne Ausfall betrieben werden kann. Dieser Bereich ist als grüner Bereich in Abbildung 4.12 markiert. Sobald der Störreflektor eine Winkelablage  $\vartheta_{st}$  besitzt, darf seine Reflektivität um die Dämpfung der winkelabhängigen Übertragungsfunktion ansteigen. Der Bereich der Reflektivitäten, der unter der Nebenbedingung einer definierten Winkelablage zulässig ist, ist als gelber Bereich in der Abbildung markiert. Für Reflektivitäten der Mediengrenzschicht mit  $SNR_m < 5$  dB fällt das System grundsätzlich aus. Dieser Bereich enthält jedoch Fälle, die in der Praxis auftreten können. Immer dann, wenn die Störreflexion stark dominiert, entscheidet das System auf den stärkeren Reflektor. Im folgenden Abschnitt wird das Ausfalldiagramm für ein bildgebendes Verfahren hergeleitet, das durch die Möglichkeit zur räumlichen Auflösung der Reflektoren genau diese Bereiche adressiert, in denen die SISO-Messung zu einem Ausfall führt.

#### 4.1.2. MIMO Ausfallwahrscheinlichkeit

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Herleitung der Ausfallwahrscheinlichkeit und des Ausfalldiagramms für verschiedene bildgebende Radarkonzepte. Neben der Amplitudeninformation und dem Abstand des Reflektors steht nach einem Messvorgang mit einem bildgebenden Radar auch seine Winkelposition  $(\vartheta, \varphi)$  im Raum als Information zur Verfügung. Das bietet die Möglichkeit, vorhandenes Vorwissen über die Winkelablage des Streuzentrums des Mediums als Zusatzinformation zu verwenden, um damit eine Unterscheidung von Medien- und Störreflexion zu ermöglichen. Diese Möglichkeit adressiert vor allem die Bereiche im Ausfalldiagramm aus dem letzten Abschnitt, bei denen beide Reflektoren mit hohem  $SNR$  gemessen

werden und trotzdem ein Ausfall des Systems erfolgt. Bei der Bildgebung wird für diese Fälle eine hohe Genauigkeit in der Winkelschätzung und damit eine gute Möglichkeit der Unterscheidung von Nutz- und Störreflexion erwartet. Für die in Kapitel 3.1 und 3.2 vorgestellten, bildgebenden Antennenkonzepte wird die Ausfallwahrscheinlichkeit separat hergeleitet, da die Bildgebung auf unterschiedlichen Konzepten beruht. Zwar wird für beide Konzepte projektionsbasiertes Beamforming angewendet, jedoch ermöglicht bei den räumlich versetzten Einzelantennen des Antennenarrays vor allem die Phaseninformation der Übertragungsfunktionen eine Winkelauflösung der Szene. Hingegen nutzt die Modenantenne die Diversität der winkelabhängigen Amplitude der Übertragungsfunktion aus. Die grundsätzliche Herangehensweise zur Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit ist jedoch gleich und ist im Blockschaltbild 4.13 dargestellt. Die Eingangsparameter entsprechen den

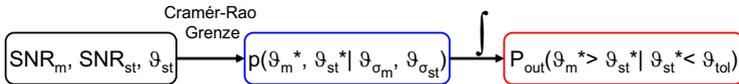


Abbildung 4.13. Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit eines bildgebenden Radarsystems

im letzten Abschnitt definierten Signal- zu Rauschabstände der Medien- und Störreflexionen  $SNR_{st}$  und  $SNR_m$  bezüglich der  $H_{11}$ -Referenzantenne sowie die Winkelablage  $\vartheta_{st}$  des Störreflektors. Es wird davon ausgegangen, dass sich die Reflektoren in unterschiedlichen Entfernungsauflösungszellen befinden und die Pulsamplituden in den gemessenen Impulsantworten statistisch unabhängig voneinander sind. Für jeden Reflektor ergibt sich dann für ein bildgebendes Radarsystem in Abhängigkeit des  $SNR$  und der Zielwinkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  bezüglich der Antennenachse eine untere statistische Grenze der Standardabweichung der geschätzten Winkel  $\vartheta_{\sigma}$  und  $\varphi_{\sigma}$ , die so genannte Cramer-Rao-Grenze. Mit einem optimalen Schätzverfahren, das zudem erwartungstreu Schätzwerte liefert, kann diese Untergrenze erreicht werden. Erwartungstreu bedeutet, dass der Mittelwert des geschätzten Winkels dem realen Winkel entspricht. Wird zudem ein Maximum-Likelihood-Schätzer für die Bildgebung eingesetzt, entspricht die Varianz der Parameterschätzung der Cramer-Rao-Grenze. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion entspricht dann einer Gaussfunktion. Da beide Reflektoren statistisch unabhängig im Signal erscheinen, ergibt sich auch hier wie im SISO-Fall eine Verbundwahrscheinlichkeitsdichte  $p(\vartheta_m^*, \vartheta_{st}^* | \vartheta_{\sigma_m}, \vartheta_{\sigma_{st}})$  aus dem Produkt der Einzelwahrscheinlichkeiten  $p(\vartheta_m^* | \vartheta_{\sigma_m})$  und  $p(\vartheta_{st}^* | \vartheta_{\sigma_{st}})$ . Hierbei wurde

vorweggenommen, dass die Winkelschätzung unter Berücksichtigung der in dieser Arbeit verwendeten Antennengeometrien und für die Bildgebung ausgewerteten Impulsantworten zu einer nahezu<sup>3</sup> unabhängigen Schätzung von Azimuth- und Elevationswinkel bezüglich der Antennenachse führt. Für die Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit wird vereinfacht angenommen, dass lediglich der Winkel  $\vartheta$  eine Unterscheidung zwischen Medium und Störreflektor ermöglicht, da insbesondere bei runden Behältern nicht generell eine bevorzugte Richtung  $\varphi$  definiert werden kann, aus der vermehrt Störreflexionen erwartet werden. Möglicherweise kann im speziellen Anwendungsfall bei bekanntem Azimuthwinkel eines Störreflektors diese Information zusätzlich als a priori Information verwendet werden, hier wird daher eine Art Worst Case betrachtet. Als Vorwissen für die Signalauswertung wird lediglich angesetzt, dass der Elevationswinkel der Medienreflexion bekannt ist und  $\vartheta_m = 0^\circ$  beträgt.

Eine bildgebende Signalauswertung extrahiert die Winkelpositionen der Reflektoren und entscheidet je nach ermitteltem Winkel, bei welchem der beiden Reflektoren es sich um die Medien- oder Störreflexion handelt. Da die Medienreflexion bei  $\vartheta_m = 0^\circ$  und der Störreflektor bei einem Winkel  $\vartheta_{st} \neq 0^\circ$  erwartet wird, entscheidet ein Algorithmus für denjenigen Reflektor als Medium, der am nächsten an  $\vartheta = 0^\circ$  geschätzt wurde. Die Pulsamplitude in der Impulsantwort ist nun der Winkelposition als Merkmal des Mediums gewichen. Die Ausfallwahrscheinlichkeit berechnet sich dann als Integral der Wahrscheinlichkeitsdichte  $p(\vartheta_m^*, \vartheta_{st}^* | \vartheta_{\sigma_m}, \vartheta_{\sigma_{st}})$  über die Winkelbereiche, in denen  $\vartheta_m^* > \vartheta_{st}^*$  gilt. Zusätzlich kann noch ein Winkelbereich  $\vartheta_{tol}$  um die Antennenachse definiert werden, innerhalb dessen Ziele berücksichtigt werden und außerhalb dessen Ziele verworfen werden, da sie nur mit geringer Wahrscheinlichkeit von der Medienreflexion verursacht worden sind. Dieser Ansatz hat Ähnlichkeit mit der Schwellwertentscheidung bei der Auswertung über die Pulsamplitude im SISO-Fall und wird nicht berücksichtigt, da mit der Möglichkeit der Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit auch eine Wahrscheinlichkeit besteht, dass der Algorithmus eine Medienreflexion nicht erkennt. Bei den Herleitungen in dieser Arbeit ist zur Vergleichbarkeit gefordert, dass der Algorithmus bei jeder Messung eine Entscheidung über den Füllstand trifft. Für die beiden Antennenkonzepte wird auf dieser Grundlage das Ausfalldiagramm in den Abschnitten 4.1.4 und 4.1.5 ermittelt.

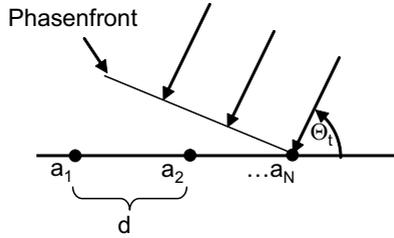
<sup>3</sup>Die Herleitung für die Gruppenantenne erfolgt mit isotrop abstrahlenden Antennen und berücksichtigt daher nicht die Unterschiede der Richtcharakteristiken in E- und H-Ebene.

### 4.1.3. Cramer-Rao-Grenzen der Winkelschätzung

Die Cramer-Rao-Grenze (CRB) ist eine statistische Untergrenze der Schätzung deterministischer Parameter aus einer Messung, in diesem Fall die Winkelrichtungen  $\vartheta$  und  $\varphi$  von Reflektoren bezüglich der Antennenachse aus einer Radarimpulsantwort. Ein Schätzverfahren, das die CRB erreicht, wird Minimum Variance Unbiased Estimator (MVUE) genannt [49]. Bereits in den 1960er Jahren wurde für den Zweck der radarbasierten Peilung (engl. Direction Finding) eine CRB für die Winkelschätzung berechnet. Auf eine vollständige Herleitung der CRB wird an dieser Stelle verzichtet und auf [50] verwiesen, wo für den einfachen Fall einer passiven Winkelbestimmung einer strahlenden Quelle im Fernfeld mit Hilfe eines Uniform Linear Arrays (ULA) die CRB berechnet wird. Auf dieses Beispiel wird nach einigen grundsätzlichen Zusammenhängen zwischen der CRB und einem Messsystem eingegangen. Die statistische Untergrenze der Varianz des zu schätzenden Parameters hängt grundsätzlich davon ab, wie empfindlich sich eine Änderung des zu schätzenden Parameters auf das Messsignal auswirkt. Mit steigender Empfindlichkeit des Messverfahrens verliert ein Rauschen gleicher Leistung seinen Einfluss auf die Schätzung. Existiert zwischen Schätzwert und zu schätzendem Parameter keine Abhängigkeit, dann wird die Varianz der Schätzung unendlich groß. Die dem Messprinzip eigene Empfindlichkeit wird auch als Fisher Information  $I(\theta)$  bezüglich des Parameters  $\theta$  bezeichnet. Die Varianz des mittels eines MVUE geschätzten Parameters  $\theta$  berechnet sich direkt aus der inversen Fisher-Information gemäß Gleichung 4.8.

$$I(\theta) = -E\left[\left(\frac{\partial \ln(p(\vec{x}|\theta))}{\partial \theta}\right)^2\right] = \frac{1}{\text{var}(\theta^*)} \quad (4.8)$$

Die Funktion  $p(\vec{x}|\theta)$  ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion, die angibt, mit welcher Wahrscheinlichkeit das Messsignal  $\vec{x}$  gemessen wird, wenn der Parameter  $\theta$  vorliegt. Die Ableitung drückt die Empfindlichkeit des Messsystems bezüglich  $\theta$  aus. Der Erwartungswert des Quadrats der Ableitung entspricht dann direkt dem Reziproken der Varianz des aus dem Signal geschätzten Parameters  $\theta^*$ . Am Beispiel eines monofrequenten ULA zur Richtungsschätzung mit  $N$  Antennen gemäß Abbildung 4.14 ergibt sich gemäß [50] eine CRB gemäß Gleichung 4.9 für die geschätzte Phasensteigung  $\delta^*$  eines Empfangssignals über den Antennenindex, aus der der gesuchte Parameter des Winkels der einfallenden Phasenfront  $\theta_i$  anschließend berechnet werden kann.

Abbildung 4.14. Einfallende Phasefront aus einem Winkel  $\theta_t$  auf ein ULA der Länge  $N$ 

$$\sigma_{\delta^*}^2 = \frac{12\sigma^2}{N^3 - N} \quad (4.9)$$

Die Signalleistung der gemessenen Antennensignale wurde auf  $P = 1$  normiert. Die Varianz des Rauschens  $\sigma^2$  entspricht der Varianz jeweils eines der I- und Q-Kanäle im Basisband, so dass sich für die Messung im komplexen Basisband ein Signal- zu Rauschverhältnis von  $SNR = 1/2\sigma^2$  einstellt. Die Phasensteigung ergibt sich als Funktion der Wellenlänge  $\lambda$ , des Antennenabstands  $d$  und des Zielwinkels  $\vartheta_t$  zu  $\delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \cos(\theta_t)$ . Das  $1\sigma$ -Intervall für den geschätzten Winkel  $\theta_t$  ergibt sich zu Gleichung 4.10. Innerhalb dieses Winkelintervalls fallen aufgrund der Gaussfunktion der Wahrscheinlichkeitsdichte der geschätzten Phasensteigung  $\delta^*$  rund 68% der Schätzungen des Winkels  $\theta_t$ .

$$\theta_t \pm \theta_\sigma = \arccos(\cos(\theta_t) \pm \frac{\sigma_{\delta^*} \lambda}{2\pi d}) \quad (4.10)$$

Der Wert für die Standardabweichung  $\theta_\sigma$  kann nun für verschiedene Winkel einer strahlenden Quelle  $\theta_t$  mit einem definierten  $SNR_t$  pro Einzelantenne berechnet werden. Der Winkel  $\theta$  wurde nach [50] bezüglich der Verbindungslinie der Einzelantennen gewählt. Im Folgenden wird der Winkel  $\vartheta$  bezüglich der Antennenhauptstrahlrichtung abgetragen, der der Normalen zur Antennenebene entspricht. Für die Geometrie der Gruppenantenne aus 4.15 ergibt sich für Mittenfrequenz  $f_c = 25$  GHz und für die Richtungsfindung (rein passiver Betrieb) in zwei Winkelschnitten  $\varphi = 0^\circ$  und  $\varphi = 90^\circ$  die umgerechnete Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  gemäß Abbildung 4.15. Bei der Berechnung wurde vorausgesetzt, dass jeder Einzelstrahler im Gegensatz zu den realen Antennen eine isotrope Richtcharakteristik aufweist. Wie erwartet nimmt die Genauigkeit der Winkelschätzung mit steigendem  $SNR_t$  an den Einzelantennen

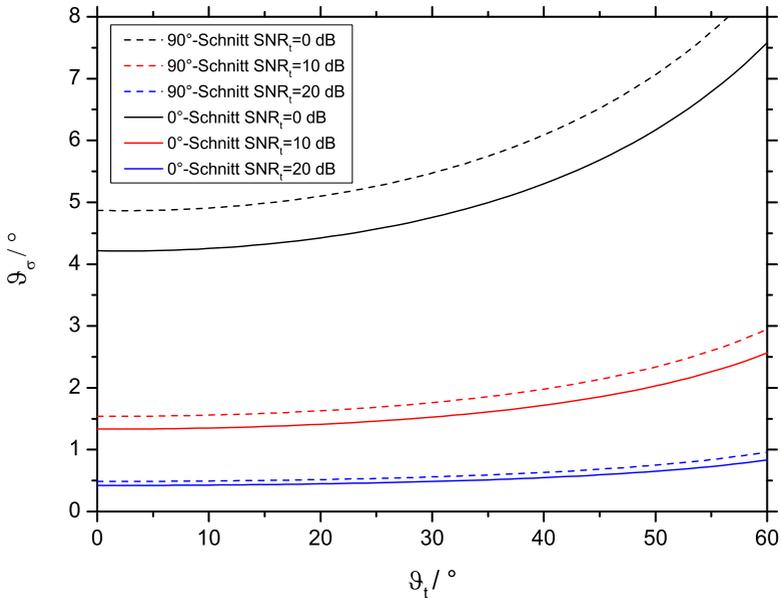


Abbildung 4.15. Standardabweichung der Winkelschätzung eines Punktziels mit der Dreiecksgeometrie aus Abschnitt

zu. Außerdem nimmt die Varianz generell mit größerem Zielwinkel  $\vartheta_t$  zu, da durch den Arkuskosinus-Ausdruck in Gleichung 4.10 ein Fehler im Argument mit zunehmendem Zielwinkel zu einer größeren Schwankung des Funktionswerts führt. Zunächst nicht ersichtlich ist die Tatsache, dass für beide Schnitte in  $\varphi$  unterschiedliche Genauigkeiten in der Winkelschätzung auftreten. In beiden Schnitten kann die Gruppenantenne durch Projektion (siehe Abschnitt 4.15) als ein lineares Array mit unterschiedlichem Interelementabstand und Antennenanzahl gemäß Tabelle 4.2 beschrieben werden. Im Schnitt  $\varphi = 90^\circ$  reduziert sich das Array auf zwei Antennenelemente, da zwei der drei Antennen auf den gleichen Punkt projiziert werden. Die eventuelle Erhöhung des  $SNR$  durch Summation der Signale dieser Antennen wird im Modell nicht berücksichtigt. Die Anordnung  $\varphi = 0^\circ$  weist neben der größeren Anzahl an Elementen auch die größere Gesamtaperturlänge auf. Dadurch scheint die Schätzung des Zielwinkels  $\vartheta_t$  abhängig zu sein von der Winkelrichtung  $\varphi_t$ . Da

Tabelle 4.2. ULA-Parameter der Gruppenantenne für zwei Schnittebenen

Schnitt	Antennenanzahl N	Interelementabstand d
$\varphi = 0^\circ$	3	13 cm
$\varphi = 90^\circ$	2	22.5 cm

das Modell jedoch nicht akkurat anwendbar ist und zudem die Beschreibung aller weiteren möglichen Winkelschnitte  $\varphi$  nicht ermöglicht, da hier der Interelementabstand nicht äquidistant ist, wird ein Modell bevorzugt, welches die CRB auch für zweidimensionale Gruppenantennen beschreibt.

Die Berechnung einer CRB eines zweidimensionalen Arrays setzt voraus, dass von vornherein eine Winkelschätzung beider Winkel  $\varphi_i$  und  $\vartheta_i$  möglich ist und auch grundsätzlich eine statistische Abhängigkeit zwischen den beiden geschätzten Winkeln bestehen kann. In [37] wurde die CRB für allgemeine zweidimensionale Geometrien berechnet. Ausgangspunkt ist nun die Fisher-Informationsmatrix  $\mathbf{I}$ , die zur Bestimmung der Varianz der zu schätzenden Parameter, die nun als Vektor  $\vec{\theta}$  die Raumwinkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  enthalten, invertiert werden muss. Die Varianz  $var(\theta_{i*})$  des  $i$ -ten Parameters berechnet sich dann gemäß Gleichung 4.11.

$$var(\theta_{i*}) = [\mathbf{I}^{-1}]_{ii} \quad (4.11)$$

Die Einzelelemente der Fisher-Informationsmatrix  $I_{ij}$  ergeben sich aus den Ableitungen des Logarithmus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p(\vec{x}, \vec{\theta})$  entsprechend Gleichung 4.12.

$$I_{ij} = -E \left( \frac{\partial^2 \ln(p(\vec{x} | \vec{\theta}))}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right) \quad (4.12)$$

Eine besondere Form der Abhängigkeit des zu schätzenden Parameters  $var(\theta_{i*})$  vom Parameter  $\theta_j$  ist in Gleichung 4.13 gezeigt.

$$var(\theta_{i*}) = \frac{1}{I_{ii}} \cdot \left( \frac{I_{ii} \cdot I_{jj}}{I_{ii} \cdot I_{jj} - I_{ij}^2} \right) \quad (4.13)$$

Das Reziproke der Fisherinformation  $I_{ii}$  entspricht der Varianz der Schätzung des Parameters  $\theta_i$ , wenn die Verkopplungselemente  $I_{ij} = 0$  sind. Die Varianz besitzt in diesem Fall auch den geringsten Wert. Bedingung für eine unverkoppelte Parameterschätzung einer planaren Gruppenantenne ist dann der Ausdruck

in Gleichung 4.14.

$$I_{ij} \approx \sum_{l=1}^m x_l \cdot y_l \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.14)$$

Die Antennenelemente sind in der Ebene an den Positionen  $(x_l, y_l)$  angeordnet (siehe Abbildung 4.16), wobei als Koordinatenursprung der Schwerpunkt<sup>4</sup> der Gruppenantenne gewählt werden muss. Der Ausdruck entspricht dem Gegenstück zum biaxialen Flächenträgheitsmoment aus der Mechanik. Diese Bedingung gilt für die untersuchte Antennengeometrie mit 3 Antennen im gleichseitigen Dreieck für den passiven Betrieb zur Richtungsfindung. Die CRB der

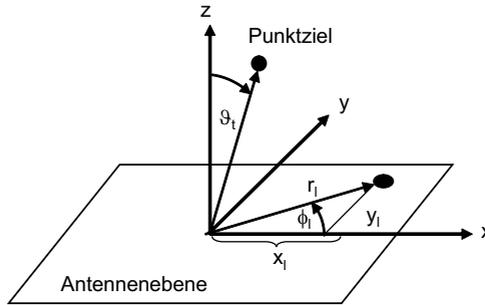


Abbildung 4.16. Definition der Antennenkoordinaten und des Zielwinkels  $\vartheta_t$ .

Winkelschätzung für  $\vartheta_t$  ergibt sich in Zylinderkoordinaten zu Gleichung 4.15.

$$\text{var}(\vartheta_t^*) = \frac{1}{(2MG \cdot \cos^2(\vartheta_t) \sum_{l=1}^M r_l \cdot \cos^2(\phi_l))} \quad (4.15)$$

Der Ausdruck im Nenner der  $\text{var}(\vartheta_t^*)$  besteht aus dem Produkt eines Faktors mit einer Summe. Die Summe ist nur von der Anordnung der Einzelantennen abhängig, während der Vorfaktor die Anzahl  $M$  der Antennen, den Kosinus des Zielwinkels  $\vartheta_t$  sowie einen Faktor  $G$  enthält. Für den Faktor  $G$  kann eine Lösung für monofrequente Messungen  $G_c$  oder  $G_b$  für breitbandige Messungen verwendet werden. Der Faktor  $G_c$  ergibt sich für eine monofrequente Messung bei Mittenfrequenz  $f_c$  zu 4.16 und für eine breitbandige Messung als  $G_b$  zu

<sup>4</sup>Ist äquivalent dem mechanischen Schwerpunkt einer Anordnung von Einzelgewichten statt Einzelstrahlern mit der Einschränkung, dass für die Herleitung nach [37] das Gewicht aller Antennen gleich groß ist.

4.17<sup>5</sup>.

$$G_c = \left( \frac{\omega_c}{c_0} \right)^2 \cdot \frac{SNR_t^2}{1 + M \cdot SNR_t} \quad (4.16)$$

$$G_b = \frac{1}{2(N+1)} \sum_{k=-N}^N \left( \frac{\omega_c + k\Delta\omega}{c_0} \right)^2 \cdot \frac{SNR_t(\omega_c + k\Delta\omega)^2}{1 + M \cdot SNR_t(\omega_c + k\Delta\omega)}$$

$$k \in \mathbb{N}; B = 2N\Delta\omega \quad (4.17)$$

Die CRB erlaubt nun auch die Einführung breitbandiger Signale der Bandbreite  $B$  mit frequenzabhängigem  $SNR_t$ . Im Fall des Füllstandsradars bei 25 GHz mit einer Bandbreite von 2 GHz ergibt sich für die Gruppenantenne mit einem Abstand von  $r_l = 15$  cm aus dem Ursprung bei einem frequenzunabhängigen  $SNR_t = 10$  dB eine Abweichung zwischen  $G_c$  und  $G_b$  von 0.05%. Dieser Wert ändert sich marginal bezüglich  $SNR_t$ . Erst ab einer relativen Bandbreite von  $B_{rel} = 34\%$  ist  $G_b$  um 1% größer als  $G_c$ . Eine höhere Bandbreite verringert demnach die Varianz der Winkelschätzung, jedoch ist der Vorteil bei  $B_{rel} = 8\%$  korrespondierend zur Füllstandsmessung gering. Für den monofrequenten Fall der Richtungsschätzung ergibt sich für die Gruppenantenne bei Mittenfrequenz mit drei Antennen mit den radialen Positionen  $r_1 = r_2 = r_3 = r$  und den drei Winkelpositionen  $\Phi_1 = 0^\circ$ ,  $\Phi_2 = 120^\circ$  und  $\Phi_3 = 240^\circ$  die Standardabweichung des geschätzten Winkels  $\vartheta_\sigma$  gemäß Ausdruck 4.18.

$$\vartheta_\sigma = \left( \frac{\lambda_c}{2\pi} \right) \cdot \frac{\sqrt{1 + 3 \cdot SNR_t}}{\sqrt{3} SNR_t} \cdot \frac{1}{r \cdot \cos(\vartheta_t)} \quad (4.18)$$

Die Standardabweichung ist nun keine Funktion des Winkels  $\varphi$  mehr und kann für alle Zielpositionen und Signal- zu Rauschabstände berechnet werden. Bevor die Erkenntnisse für die Bestimmung des Ausfalldiagramms der Arrayantenne angewendet werden können, muss das Modell der passiven Richtungsfindung auf die Füllstandsmessung übertragen werden. Bei der

<sup>5</sup>In der Herleitung in [37] wurde von reellen Basisbandsignalen ausgegangen. Für die hier betrachtete Messung im Bandpassbereich wurde der Summenterm zur Bestimmung des Faktors  $G$  in dieser Arbeit zunächst derart abgeändert, dass sie Summe nur über den tatsächlich gemessenen Bandbereich des analytischen Signals gebildet wurde. Es wurde vorweggenommen, dass nicht wie im DF üblich, eine Quelle im Fernfeld von sich aus strahlt, sondern dass ein Sendesignal die Quelle anleuchtet und damit wie in Abbildung A.2 aus Abschnitt A die Sendeenergie sich auf jeden Frequenzpunkt mit dem Faktor  $1/2(N+1)$  aufteilt und gemäß Matched-Filter sich die Leistung am Zielsample der Impulsantwort wieder entsprechend des Summenterms addiert.

Füllstandsmessung werden die Reflektoren aktiv angeleuchtet und strahlen als Quellen wieder auf die Antenne zurück. Würde nur eine Antenne zum Senden verwendet, so ließe sich das Problem direkt mit dem Ansatz der passiven Richtungsschätzung beschreiben, da das Sendesignal lediglich die Leistung für die strahlenden Quellen bereitstellt und die Richtungsfindung über einen Phasenvergleich der Signale an den Empfangsantennen erfolgt. Bei Beleuchtung aus verschiedenen Antennenpositionen ergeben sich unterschiedliche Phasen der Quellen an den Reflektoren. Bei der Beleuchtung eines Punktziels am Winkel  $\vartheta_t$  in Abbildung 4.17 wird angesetzt, dass die Antenne  $a_0$  im Ursprung den Reflektor mit der Phase  $0^\circ$  erreicht. Die gleiche Weglänge führt auf dem Rückpfad erneut zu einer Phase von  $0^\circ$ . Eine Reflexionsmessung würde also insgesamt zu einer Reflexionsphase von  $0^\circ$  führen. Wird nun die Reflexionsmessung mit Antenne  $a_1$  durchgeführt, so erzwingt die räumliche Verschiebung der Antenne aus dem Ursprung auf dem Hinpfad bereits eine relative Phasenverschiebung von  $\beta f$  zu Antenne  $a_0$ , die auf dem Rückweg erneut auftritt, wodurch insgesamt eine Reflexionsphase von  $2\beta f$  entsteht. Die Phase würde in einem rein passiven System zur Richtungsfindung auftreten, wenn die Antenne  $a_1$  doppelt so weit aus dem Ursprung in  $x$ -Richtung auf den Wert  $2d$  verschoben wäre wie die physikalische Antenne im Sende- und Empfangsfall. Um das Problem nun in ein unidirektionales Problem umzuwandeln, werden virtuelle Antennenpositionen  $va_{xy}$  eingeführt, die ein Äquivalent des Sende- und Empfangsbetriebs für ein passives DF-System bilden. Die Indizes  $x$  und  $y$  beschreiben, von welcher Antenne  $y$  gesendet wurde und mit welcher Antenne  $x$  empfangen wurde. Im Fall der Antenne  $a_0$  und  $a_1$  aus Abbildung 4.17 kann somit auch eine virtuelle Antennenposition  $a_{10}$  für die Transmissionsmessung ermittelt werden. Da lediglich durch die Antenne  $a_1$  eine Phasenverschiebung verursacht wird, entspricht die virtuelle Antennenposition der physikalischen Position von Antenne  $a_1$ . Die Hilfsvorstellung über virtuelle Antennen ermöglicht nun die Beschreibung jeder möglichen Kombination an Reflexions- und Transmissionsmessungen. Auch redundante Messungen, die durch die Reziprozität der Transmissionen entstehen, können berücksichtigt werden. Für die Gruppenantenne mit im gleichseitigen Dreieck angeordneten Antennen ergibt sich eine virtuelle Gruppenantenne gemäß Abbildung 4.18. Die physikalischen Antennenpositionen werden durch die Antennen  $a_1$ ,  $a_2$  und  $a_3$  gebildet. Nach der Umwandlung in das virtuelle Array entstehen die rot markierten Antennen  $va_{xy}$ . Je nach Messkonzept (Reflexion, Transmission oder beides) stehen nun bestimmte virtuelle Antennen zur Verfügung. Werden nur Reflexionsmessungen ausgewertet, so besteht die

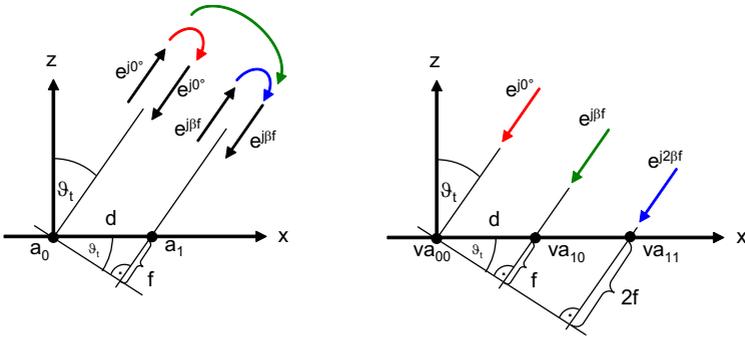


Abbildung 4.17. Links: Physikalische Antennen  $a_0$  und  $a_1$  und mögliche Messpfade der Reflexion und Transmission; Rechts: Umwandlung der Messpfade in virtuelle Antennen  $va_{00}$ ,  $va_{10}$  und  $va_{11}$  eines unidirektionalen Systems

virtuelle Gruppenantenne aus  $va_{11}$ ,  $va_{22}$  und  $va_{33}$ . Werden zusätzlich die Transmissionen gemessen, dann stehen auch die anderen Antennen zur Verfügung. Im besonderen Fall, dass alle Antenne gleichzeitig empfangen können und alle Antennen abwechselnd senden, können alle Streuparameter an den Fußpunkten der Antennen gemessen werden. Die virtuellen Transmissionsantennen treten jeweils doppelt auf. Dieses Messkonzept liefert das beste Ergebnis, da alle virtuellen Antennen zur Verfügung stehen und durch das gleichzeitige Empfangen der Antennen keine Empfangsenergie verloren geht. Für jede Messkonfiguration entsteht ein eigenes Ausfalldiagramm. In dieser Arbeit wird die Herleitung für den Fall der reinen Reflexionsmessung und den besten Fall der vollständigen Messung betrachtet. Die Messung der Reflexionsinformation ist technisch durch das Einfügen eines 1- auf 3-Schalters in ein herkömmliches Radaromodul einfacher umzusetzen als die vollständige Ausführung von heterodyn Messstellen an jedem Antennenfußpunkt. Dieser beste Fall soll trotzdem ausgewertet werden, um die maximal erzielbare Genauigkeit bzw. die geringstmögliche Ausfallwahrscheinlichkeit der Gruppenantenne ohne Berücksichtigung des technischen Aufwands zu ermitteln. Beide Konfigurationen erfüllen die Bedingung in Ausdruck 4.14, so dass erwartet wird, dass die Schätzung  $\vartheta_t$  unabhängig vom Parameter  $\varphi_t$  ist.

Um die Anwendbarkeit der hergeleiteten CRB für die Gruppenantenne zu zeigen, wurden zunächst mittels Radarsimulator für die Mittenfrequenz  $f_c$  die

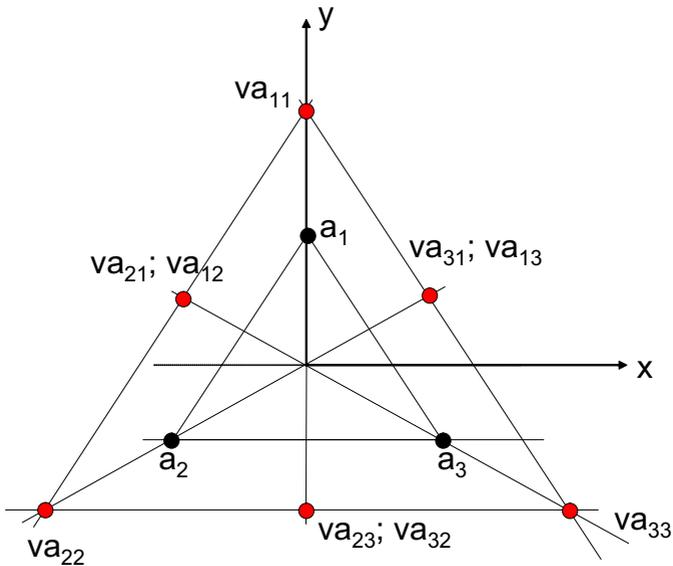


Abbildung 4.18. Lage der physikalischen Antennen der Gruppenantenne (schwarz) und Lage aller virtueller Antennen (rot)

Übertragungsfunktionen an den Antennenfußpunkten der Gruppenantenne für ein Szenario, bestehend aus einem Punktrefektor an unterschiedlichen Winkelpositionen  $\vartheta_l$  und  $\varphi_l$ , rauschfrei ermittelt. Durch Hinzufügen eines Rauschsignals auf die Simulationsdaten entsprechend eines gewünschten  $SNR$  wurde für eine Stichprobe von 1000 Messungen desselben Szenarios die Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  bestimmt. Das Verfahren zur Bestimmung des Zielwinkels ist ein projektionsbasierter Beamforming-Ansatz im Zeitbereich, wie er in Abschnitt 2.2.2 erläutert wurde. Dieses Verfahren konvergiert gegen die CRB [51]. Die Steuervektoren wurden zuvor rauschfrei aus der Simulation ermittelt, indem ein Reflektor in einem Winkelraster verschoben wurde und für jeden Winkel die komplexen Pulsamplituden im Zeitbereich am Zielsample gespeichert wurden. Die Schrittweite beträgt in  $\vartheta$ -Richtung  $0.05^\circ$  und in  $\varphi$ -Richtung nur  $10^\circ$ , um den Rechenaufwand zu minimieren. Für einen Bereich von  $SNR = 0$  dB bis  $SNR = 25$  dB ist in Abbildung 4.19 der Vergleich zwischen der Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  des geschätzten Zielwinkels  $\vartheta_l$  aus der Simulation und der

analytisch berechneten CRB für beide Messszenarien ohne und mit Transmission dargestellt. In der linken Abbildung entsprechen die gestrichelten Kurven

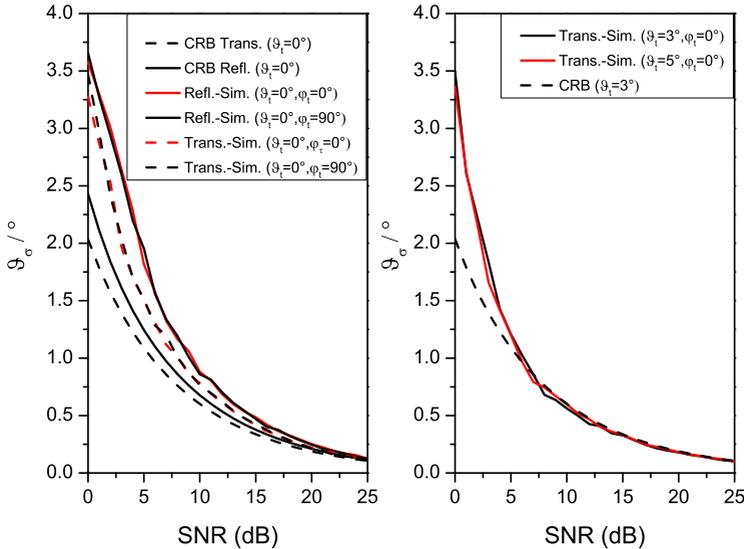


Abbildung 4.19. Vergleich der Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  zwischen Simulation und analytischer CRB

der Messung mit Transmission und die durchgezogenen Kurven dem Fall ohne Transmission. Die CRB liegt in beiden Fällen über den simulierten Kurven. Die simulierten Ergebnisse liegen vor allem bei höheren SNR nahe an der CRB. Die verbleibende Abweichung kann durch die endliche Schrittweite der Steuervektoren bedingt sein oder dadurch, dass die wirklichen Phasenzentren der dielektrischen Antennen nicht mit deren geometrischen Mittelpunkt übereinstimmen, der als Grundlage für die Berechnung der CRB verwendet wurde. Weiterhin ist jegliche Frequenzabhängigkeit der Strahlungseigenschaften in der analytischen CRB nicht berücksichtigt. Aus der linken Abbildung ist ersichtlich, dass die CRB sowie die simulierten Kurven für den Fall mit Auswertung der Transmission eine geringere Standardabweichung aufweisen als im Fall der reinen Reflexionsmessung. Weiterhin lässt sich feststellen, dass die Standardabweichungen unabhängig vom Zielwinkel  $\varphi_t$  sind. Dies wurde in der Theorie vorhergesagt. Im rechten Diagramm ist das Simulationsergeb-

nis der Messung mit Transmissionen für unterschiedliche Winkel  $\vartheta_l$  gezeigt. Exemplarisch ist die CRB für  $\vartheta_l = 3^\circ$  eingezeichnet, die von den simulierten Kurven ab ca. 6 dB geschnitten wird und sich danach leicht unterhalb der CRB bewegen. Da durch die Wechselwirkung der Einzelantennen in der Antennen-Gruppe leicht unsymmetrische Richtdiagramme der Einzelantennen entstehen, kann diese Amplitudendiversität der Richtdiagramme als weiteres Unterscheidungsmerkmal der Zielrichtungen herangezogen werden. Die Amplitudeninformation wird durch die vorherige Bestimmung der Steuervektoren in der simulatorischen Auswertung mit berücksichtigt, so dass im Gegensatz zu den isotropen Antennen bei der CRB-Berechnung eine geringere Standardabweichung entsteht. Auf Grundlage der Berechnung der CRB für isotrope Gruppenstrahler wird in Abschnitt 4.1.4 das Ausfalldiagramm für die Gruppenantenne aus Abschnitt 4.15 berechnet. Das Modell berücksichtigt dabei nicht die zusätzliche Amplitudendiversität der Einzelstrahler, jedoch ist der Einfluss gering. Im Gegensatz dazu ist die Amplitudeninformation der Richtdiagramme der Multimodeantenne aus Abschnitt 3.2 das dominante Merkmal zur Unterscheidung der Raumrichtung von Punktzielen. Für einen solchen Ansatz eines „Amplitudenbeamformings“ existieren ebenfalls Berechnungen der Varianz bzw. der Standardabweichung der geschätzten Zielwinkel. Dabei ist die Bestimmung einer CRB meist nicht analytisch möglich, da die dreidimensionale Form der Richtcharakteristik in der Regel nicht analytisch beschreibbar ist und nur mit viel Aufwand approximiert werden kann [31]. Ein einfacher und anschaulicher Ansatz zur Berechnung der Standardabweichung der Winkelschätzung in einer Schwenkebene mittels Summen- und Differenzcharakteristik ist in [52] dargestellt. Die Betrachtung in der Ebene zur Bestimmung der Varianz des Zielwinkels  $\vartheta_l$  ist auch im Fall der Schätzung beider Zielwinkel  $\varphi_l$  und  $\vartheta_l$  anwendbar. Mit der Superposition der Grundmoden  $H_{1lx}$  und  $H_{1ly}$  kann in jeder Schwenkebene, also für jeden Zielwinkel  $\varphi_l$ , das Problem der Schätzung des Winkels  $\vartheta_l$  auf identische Summen- und Differenzcharakteristiken in dieser Ebene zurückgeführt werden. Dadurch ist bei bekannter Zielposition  $\varphi_l$  die Varianz der Schätzung des Winkels  $\vartheta_l$  für jede Schwenkebene gleich. Ist dies der Fall, so ist die Schätzung von  $\varphi_l$  und  $\vartheta_l$  statistisch unabhängig und die Varianz der Winkelschätzung  $\vartheta_l$  entspricht der Schätzung in der Ebene [37]. Da der Zielwinkel  $\vartheta_l$  der für die Unterscheidung zwischen Stör- und Nutzreflektor ausschlaggebende Parameter ist, wird die Herleitung auf die Varianz dieses Winkels beschränkt. Die Herleitung nach [52] basiert auf der Schätzung des Zielwinkels  $\vartheta_l$  über den Quotienten zweier Übertragungsfunktionen. Im Fall der Multimodeantenne entspricht dies den Übertragungsfunktionen  $\hat{H}_{HH}(\omega)$  und  $\hat{H}_{EH}(\omega)$ . Der In-

dex  $HH$  bedeutet, dass mit dem Grundmode  $H_{11}$  gesendet und empfangen wird, der Index  $EH$  bedeutet, dass mit dem Grundmode  $H_{11}$  gesendet wurde und mit dem  $E_{01}$ -Mode empfangen wird. Praktisch können die Übertragungsfunktionen entweder gleichzeitig oder nacheinander über eine Reflexionsmessung am Port des  $H_{11}$ -Modes und eine Transmissionsmessung in den  $E_{01}$ -Mode bestimmt werden. Die Schwenkebene ist dabei die E-Ebene des  $H_{11}$ -Modes. In vielen Anwendungen werden die für die Winkelschätzung benötigten Summen- und Differenzcharakteristiken über Summen- und Differenzbildung der Übertragungsfunktionen zweier „schielender“ Antennen mit bezüglich der Hauptstrahlrichtung achsensymmetrischen Richtcharakteristiken gebildet. Auf diese Weise entstehen Richtcharakteristiken, die entweder eine achsen- oder punktsymmetrische Funktion bezüglich  $\vartheta = 0^\circ$  aufweisen. Durch Empfang mit den Moden  $H_{11}$  und  $E_{01}$ -Mode entstehen solche Charakteristiken bereits ohne Verknüpfung der Übertragungsfunktionen. Im Fall der Füllstandsmessung werden statt der monofrequenten Richtcharakteristiken  $C(\omega, \vartheta)$  die Zeitbereichscharakteristiken  $c(r, \vartheta)$  verwendet. Befindet sich ein Ziel mit der Reflektivität  $\gamma_0$  in der Entfernung  $r_t$  und unter dem Winkel  $\vartheta_t$  von der Radarantenne, so ergibt sich für den rauschfreien Fall ein Quotient  $U(r, \vartheta_t)$  aus den gemessenen Impulsantworten gemäß Ausdruck 4.19<sup>6</sup>.

$$U(r, \vartheta_t) = \frac{\tilde{h}_{tp,EH}(r, \vartheta_t)}{\tilde{h}_{tp,HH}(r, \vartheta_t)} = \frac{\frac{\lambda_c e^{-2j\omega_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}}}{\frac{\lambda_c e^{-2j\omega_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}}} \quad (4.19)$$

$$\frac{(c_{H11,\vartheta}(r-r_t, \vartheta, \varphi) \cdot c_{E01,\vartheta}(r-r_t, \vartheta, \varphi))\gamma_0}{(c_{H11,\vartheta}^2(r-r_t, \vartheta, \varphi))\gamma_0} = \frac{c_{E01}(r-r_t, \vartheta_t)}{c_{H11}(r-r_t, \vartheta_t)}$$

Durch die Annahme der Schwenkebene in der E-Ebene des  $H_{11}$ -Modes existieren lediglich in  $\vartheta$ -Richtung polarisierte Anteile der absoluten Zeitbereichsrichtcharakteristiken des  $H_{11}$ - und des  $E_{01}$ -Modes, so dass die Richtcharakteristiken  $c_\varphi$  nicht berücksichtigt werden müssen. Nach der Quotientenbildung im rauschfreien Fall bleibt der Quotient der absoluten Zeitbereichscharakteristiken als Zeit- oder Ortssignal übrig. An der Reflektorposition  $r = r_t$  entsteht nun für  $U$  ein Funktionswert, der nur vom Zielwinkel  $\vartheta_t$  abhängt. Ist die Funktion  $U$  bekannt, kann der Zielwinkel direkt aus dem gemessenen Wert für  $U$  bestimmt werden. Für den Fall der Multimodeantenne für den Mode  $H_{11y}$  zusammen mit dem  $E_{01}$ -Mode ist das Verhältnis  $U$  mit Hilfe des Radarsystem-

<sup>6</sup>Die Nomenklatur wurde hier geändert. Die Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp,HH}$  entspricht der SISO-Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp,H11}$  in Gleichung 4.3

simulators zusammen mit einem idealen Reflektormodell eines Tripelspiegels gemäß Abbildung 4.20 bestimmt worden. Da es sich um ein komplexen Funk-

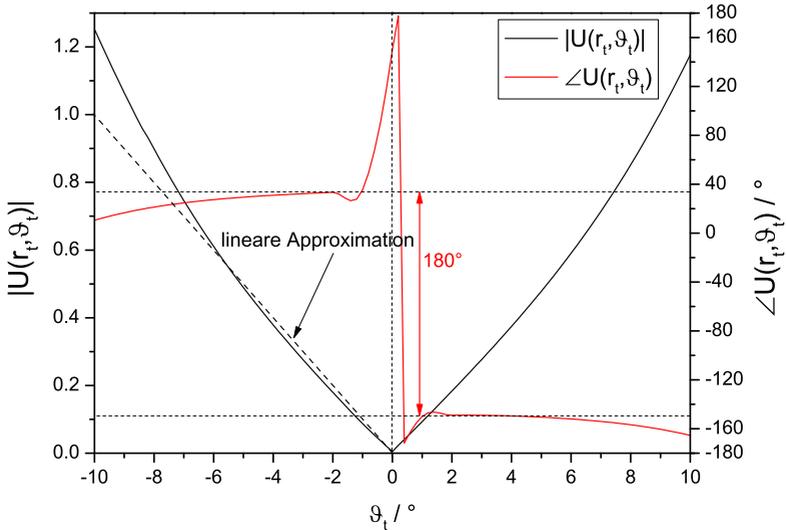


Abbildung 4.20. Simulatorische Bestimmung der Funktion  $U(0, \vartheta_t)$  für die Multimodeantenne unter Verwendung der Moden  $H_{11y}$  und  $E_{01}$

tionswert handelt, ist der Betrag und Winkel von  $U$  getrennt dargestellt. Der Betrag  $|U|$  fällt zunächst von  $\vartheta = -10^\circ$  hin zu größeren Zielwinkeln ab und erreicht den Wert  $|U| = 0$  bei  $\vartheta_t = 0^\circ$ . Anschließend steigt die Funktion wieder an. Genau im Umkehrpunkt springt die Phase um  $180^\circ$ , was einem Vorzeichenwechsel entspricht. Die Phase von  $U$  ändert sich nur wenig, die Funktion kann näherungsweise als eine punktsymmetrische Funktion bezüglich des Phasenwinkels  $30^\circ$  aufgefasst werden. Bis auf den Vorzeichenwechsel ändert sich die Phase nur wenig. Dies verdeutlicht den Charakter eines Amplitudenbeamformers. Nach dem Ansatz von [52] wird die Funktion  $U$  als Gerade mit einer Steigung  $b$  approximiert. Für die Multimodeantenne ergibt sich gemäß der Abbildung eine Steigung von  $b = 1/10$ . Je höher die Steigung ist, desto empfindlicher ist der Messwert gegenüber einer Änderung des Zielwinkels  $\vartheta_t$  und desto weniger Einfluss hat ein Rauschsignal auf die Winkelschätzung. Wird das Rauschen in den im Zeitbereich als additives, komplexes weißes gaussches Rauschen mit den Signalen  $n_1(r)$  und  $n_2(r)$  jeweils mit den Varianzen  $2\sigma^2$  und

der Korrelation  $\rho$  modelliert, so ergeben sich am Zielsample rauschbehaftete Werte von  $U_n$  gemäß Gleichung 4.20.

$$U_n(r_i, \vartheta_i) = \frac{\tilde{h}_{1p,EH}(r_i, \vartheta_i) + n_1(r_i)}{\tilde{h}_{1p,HH}(r_i, \vartheta_i) + n_2(r_i)} = \frac{\Delta + n_1(r_i)}{\Sigma + n_2(r_i)} \quad (4.20)$$

Die Herleitung in [52] berechnet die Standardabweichung  $\sigma_{\hat{U}}$  des geschätzten Parameters  $\hat{U}$  aus der Messung. Sie ergibt sich gemäß Ausdruck 4.21.

$$\sigma_{\hat{U}} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma^2}{\Sigma^2} + \frac{\Delta^2 \sigma^2}{\Sigma^4} - \frac{2\Delta\rho\sigma^2}{\Sigma^3}\right)} \quad (4.21)$$

Über die lineare Beziehung des Werts  $U$  und des Zielwinkels  $\vartheta_i$  über Steigung  $b$  kann die Standardabweichung des geschätzten Zielwinkels  $\vartheta_\sigma$  berechnet werden. Nach einigen Umformungen ergibt sich der Ausdruck in Gleichung 4.22. Dabei ist die Korrelation  $\rho = 0$  gewählt worden, da das Rauschen in den Messstellen in der Regel statistisch unabhängig ist.

$$\vartheta_\sigma \approx \frac{\sigma}{b \cdot \tilde{h}_{1p,HH}(r_i, \vartheta_i)} \cdot \sqrt{1 + b^2 \vartheta_i^2} \quad (4.22)$$

Es ist erkennbar, dass die Standardabweichung wie bereits bei der Gruppenantenne mit zunehmendem Betrag des Zielwinkels  $\vartheta_i$  zunimmt, die Winkelschätzung also ungenauer wird. Je größer der Wert der Steigung  $b$  ist, umso geringer ist die Standardabweichung. Dies bedingt gleichzeitig eine starke Winkelabhängigkeit der Summen- und Differenzrichtcharakteristiken, die durch Vergrößerung der Aperturgröße erreicht werden kann. Um die Anwendbarkeit der Gleichung zu zeigen, wurde eine Simulation mittels Radarsystemsimulator und der Modenantenne durchgeführt und die Standardabweichung der Winkelschätzung mit dem theoretischen Ansatz verglichen. Für die Schätzung des Zielwinkels  $\vartheta_i$  aus den simulierten Daten wurde erneut ein projektionsbasierter Beamformer verwendet. Ausschlaggebend für die Berechnung des  $SNR$  ist die komplexe Impulsantwort  $\tilde{h}_{1p,HH}(r, \vartheta_i)$ . In der Messstelle wird in der Simulation ein ebenfalls komplexes Rauschsignal addiert, so dass sich an dieser Stelle ein  $SNR$  von  $(|\tilde{h}_{1p,HH}(r_i, \vartheta_i)|^2 / 2\sigma^2)$  einstellt. Eingesetzt in Gleichung 4.22 ergibt sich die theoretische Standardabweichung mit  $b = 1/10$  gemäß Ausdruck 4.23.

$$\vartheta_\sigma \approx \frac{1}{b \cdot \sqrt{2 \cdot SNR}} \cdot \sqrt{1 + b^2 \vartheta_i^2} = \frac{10}{\sqrt{2 \cdot SNR}} \cdot \sqrt{1 + \vartheta_i^2 / 100} \quad (4.23)$$

Die Simulation wurde für einen Zielwinkel  $\vartheta_t = 0^\circ$  für den Bereich  $0 \text{ dB} < \text{SNR} < 25 \text{ dB}$  mit einer Stichprobe von jeweils 1000 Realisierungen pro  $\text{SNR}$  durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.21 dargestellt. In

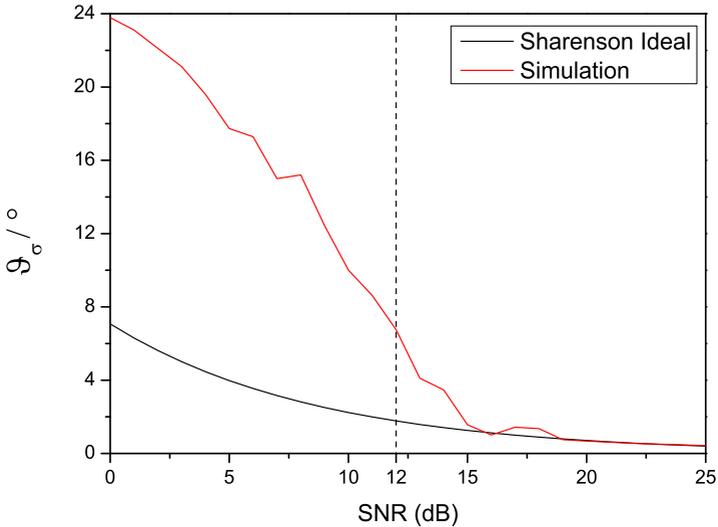


Abbildung 4.21. Vergleich der Standardabweichungen der Winkelschätzung  $\vartheta_\sigma$  gemäß Theorie nach [52] und Radarsimulation mit Multimodeantenne

der Abbildung wird deutlich, dass erst ab einem  $\text{SNR}$  oberhalb 12 dB die simulierte Kurve sich der theoretischen Kurve angleicht. In der Theorie wird vorausgesetzt, dass sich der Zeiger der Summenimpulsantwort aus dem Rauschen abhebt. Dies ist bei geringen  $\text{SNR}$  nicht mehr der Fall. Diese Tatsache muss bei der Beurteilung des Ausfalldiagramms im nachfolgenden Abschnitt 4.1.5 zur Multimodeantenne berücksichtigt werden. Bei kleinen  $\text{SNR}$  verliert das Modell seine Gültigkeit.

In diesem Abschnitt wurden die Grundlagen zur Berechnung der Ausfalldiagramme in den nun folgenden Abschnitten für die Gruppenantenne und die Multimodeantenne dargestellt. Da bei den räumlich auflösenden Systemen der Zielwinkel  $\vartheta_t$  als direktes Merkmal zur Unterscheidung zwischen Füllstand und parasitärem Reflektor verwendet werden soll, bestimmt die Zuverlässigkeit der Winkelbestimmung in Form der Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  direkt die

Ausfallwahrscheinlichkeit. Bei der Gruppenantenne kann eine statistische Untergrenze der Schätzung des Zielwinkels  $\vartheta_t$  angegeben werden, die mit Hilfe eines Projektionsbeamformers erreicht werden kann. Je nach Anzahl und Art der durchgeführten Reflexions- und Transmissionsmessungen können Impulsantworten mehrerer, virtueller Antennen ermittelt werden, die jeweils zu einer Verringerung von  $\vartheta_\sigma$  beitragen. Bei der Multimodeantenne trägt nicht die räumliche Diversität der Antennen zur Winkelschätzung bei, sondern die unterschiedliche Gestalt der Richtcharakteristiken des  $H_{11}$ - und des  $E_{01}$ -Modes. Durch Annäherung der Quotienten beider Richtcharakteristiken als Gerade und weiteren Vereinfachungen kann eine Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  angegeben werden, die ab 12 dB SNR gültig ist. Mit Hilfe der Standardabweichungen können nun die gaussförmigen Einzelwahrscheinlichkeitsdichten  $p(\vartheta_m^*|\vartheta_{\sigma m})$  und  $p(\vartheta_{st}^*|\vartheta_{\sigma st})$  als Funktion des Störwinkels  $\vartheta_{st}$  und den Signal- zu Rauschabständen  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$  des Mediums und des Störers ermittelt werden. In den nun folgenden Abschnitten wird gemäß des Blockdiagramms 4.13 die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  bestimmt und in Form eines Ausfalldiagramms dargestellt.

#### 4.1.4. Ausfalldiagramm Gruppenantenne

In diesem Abschnitt wird auf Basis der CRB der Winkelschätzung eines Ziels  $\vartheta_\sigma$  mit definierter Rückstreuamplitude bzw. SNR und Zielwinkel  $\vartheta_t$  bezüglich der Antennenachse das Ausfalldiagramm für die Antenne aus Abschnitt 4.15 ermittelt. Im Fall des Zweirefektorszenarios können gemäß der Theorie aus dem vorangegangenen Abschnitt die statistisch unabhängigen gaussischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen  $p(\vartheta_m^*|\vartheta_{\sigma m})$  für den Nutzreflektor mit  $SNR_m$  unter dem Zielwinkel  $\vartheta_m = 0^\circ$  und  $p(\vartheta_{st}^*|\vartheta_{\sigma st})$  für den Störreflektor mit  $SNR_{st}$  und Zielwinkel  $\vartheta_{st}$  ermittelt werden. Diese Einzelwahrscheinlichkeiten für die Winkelschätzungen gelten bei Verwendung des ML-Beamformers. Die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte ist eine zweidimensionale Gaussverteilung und berechnet sich gemäß Gleichung 4.24 als Produkt der Einzelwahrscheinlichkeiten.

$$p(\vartheta_m^*, \vartheta_{st}^*) = p(\vartheta_m^*|\vartheta_{\sigma m}) \cdot p(\vartheta_{st}^*|\vartheta_{\sigma st}) \quad (4.24)$$

Abbildung 4.22 zeigt exemplarisch die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte für den Fall, dass die Medienreflexion mit  $SNR_m = 10$  dB gemessen wird und sich gleichzeitig ein Störreflektor bei  $\vartheta_{st} = 3.5^\circ$  befindet und mit einem  $SNR_{st} = 0$  dB im Messsignal einer der Impulsantworten auftritt. Die Funktion

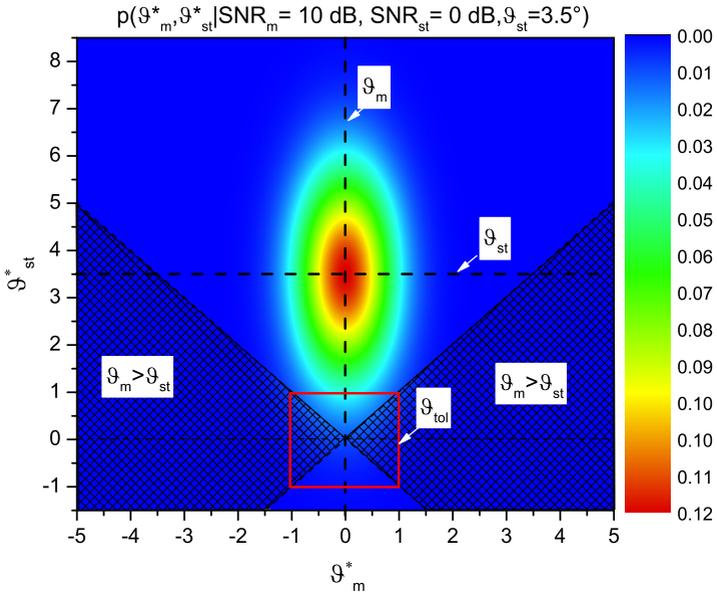


Abbildung 4.22. Verbundwahrscheinlichkeitsdichte der geschätzten Winkel  $\vartheta_m$  und  $\vartheta_{st}$

hat ihr Maximum bei  $\vartheta_{st}^* = 3.5^\circ$  und  $\vartheta_m^* = 0^\circ$  korrespondierend zu den wahren Zielpositionen. Das geringere  $SNR$  des Störreflektors sowie der Zielwinkel  $> 0^\circ$  erhöhen die Standardabweichung des geschätzten Winkels  $\vartheta_{st}^*$  gegenüber dem Nutzreflektor  $\vartheta_m^*$ , was durch die unterschiedliche Aufweitung der Funktion in die beiden Winkelrichtungen deutlich wird. Für dieses spezielle Szenario kann nun angegeben werden, mit welcher Wahrscheinlichkeit  $P_{out}$  der Winkel  $\vartheta_{st}^*$  kleiner ist als der Winkel  $\vartheta_m^*$ , denn genau in diesem Fall verwechselt der Algorithmus die beiden Reflektoren und führt so zu einem Ausfall des Systems. Die entsprechenden Bereiche, in denen ein Ausfall des Systems entsteht, sind in der Abbildung schraffiert eingezeichnet. Je größer der Winkel  $\vartheta_{st}$  ist, desto weiter entfernt sich das Maximum der Funktion von den schraffierten Flächen, umso unwahrscheinlicher ist also eine Verwechslung mit dem Füllstand. Je höher  $SNR_{st}$  ist, desto stärker konzentriert sich die Funktion um den wahren Wert des Zielwinkels  $\vartheta_{st}$ , so dass auch in diesem Fall die Wahrscheinlichkeit

für einen Ausfall sinkt. Dieser Effekt ist bei der SISO-Messung nicht zu beobachten, da eine mit dem höheren  $SNR_{st}$  einhergehende höhere Pulsamplitude unmittelbar die Verwechslungsgefahr mit dem Puls des Mediums erhöht. Ein bildgebendes System weist daher grundsätzlich eine niedrige Ausfallwahrscheinlichkeit auf, wenn alle Reflektoren im Szenario mit ausreichend hohem  $SNR$  in der Impulsantwort auftreten. Eine weitere Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit ist möglich, wenn ein Toleranzwinkel  $\vartheta_{tol}$  definiert wird, indem gültige Messungen des Füllstands erwartet werden. Jegliche Detektion außerhalb dieses Winkelbereichs würde das System ignorieren. Die Bereiche der Wahrscheinlichkeitsdichte, in denen ein Ausfall auftreten würde, begrenzen sich nun auf die schraffierten Flächen, die durch den roten Rahmen, in diesem Beispiel für den Wert  $\vartheta_{tol} = 1^\circ$ , eingeschlossen sind. Die Eingrenzung des Winkelbereichs hat allerdings zur Folge, dass in vielen Realisierungen keine Entscheidung über den Füllstand getroffen werden kann, da alle Bereiche außerhalb der Grenze nicht ausgewertet werden. Da zur Vergleichbarkeit aller untersuchten Radarsysteme für jede Realisierung auch ein Füllstand bestimmt werden soll, wird bei der Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit die Winkelgrenze  $\vartheta_{tol}$  ignoriert, sei hier aber der Vollständigkeit halber erwähnt. Für jedes Szenario kann nun die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}(SNR_m, SNR_{st}, \vartheta_{st})$  allgemein entsprechend Gleichung 4.25 berechnet werden.

$$P_{out}(SNR_m, SNR_{st}, \vartheta_{st}) = \int_{\vartheta_m > \vartheta_{st}} p(\vartheta_m^*, \vartheta_{st}^* | SNR_m, SNR_{st}, \vartheta_{st}) \quad (4.25)$$

Für die Gruppenantenne kann die Varianz der Winkelschätzung über die Bestimmung der virtuellen Antennen ermittelt werden. Zur Vergleichbarkeit zum SISO-Fall mit  $H_{11}$ -Referenzantenne muss die veränderte Winkelabhängigkeit und der Gewinn der Richtcharakteristik der dielektrischen Antenne berücksichtigt werden. Auch Art und Anzahl der gemessenen Übertragungsfunktionen pro Messung verändern die effektiven Gewinne der Gruppenantennen und müssen daher für jede Betriebsart der Antenne separat berücksichtigt werden. Das Ausfalldiagramm soll für zwei Betriebsarten des Radarsystems gezeigt werden. Dabei handelt es sich um einen Betriebsmodus mit geringem Schaltungsaufwand, indem lediglich die Reflexionsinformationen der Einzelantennen ausgewertet werden und ein zweiten Modus, der neben den Reflexionsmessungen gleichzeitig die Transmissionen misst. Der reine Reflexionsmodus wird im Folgenden als Mode 1 bezeichnet, der zweite Modus erhält die Bezeichnung Mode 2. In Mode 1 werden insgesamt drei Impulsantworten gemessen, in Mode 2 dagegen neun. Unter der Annahme, dass die dielektrischen Antennen nähe-

rungsweise eine rein lineare Polarisierung aufweisen, ergibt sich zunächst ohne Berücksichtigung des räumlichen Versatzes der Antennen aus dem Koordinatenursprung für jede der gemessenen Impulsantworten mit der vollen Sendeleistung  $E_s$  für ein Ziel im Abstand  $r_t$  die Impulsantwort  $\tilde{h}_{t,p,diel}(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  gemäß Gleichung 4.26.

$$\tilde{h}_{t,p,diel}(r - r_t, \vartheta_t) = \frac{\lambda_c e^{-2j\omega_c r_t}}{8r_t^2 \pi \sqrt{\pi}} (c_{diel,\vartheta}^2(r - r_t, \vartheta_t, \varphi_t)) \gamma_0 \quad (4.26)$$

Dabei wurde die Richtcharakteristik  $c_{diel,\vartheta}$  des unverkoppelten Einzelstrahlers angesetzt, was aufgrund der geringen Wechselwirkung zwischen den Antennen hier als Näherung zulässig ist. Der Gewinn einer solchen Einzelmessung im Zeitbereich und in Hauptstrahlrichtung ergibt sich zu  $g_{diel}(0,0) = |c_{diel,\vartheta}^2(0,0,0)|$ . Im Gegensatz zur SISO-Messung mit dem Gewinn  $g_{H11}(0,0) = |c_{H11,\vartheta}^2(0,0,0)|$  würde sich nun der Wert der minimalen Reflektivität  $\gamma_{min}$  aus Gleichung 4.2 ändern, der als Bezugswert für  $SNR = 0$  dB im Ausfalldiagramm gewählt wurde. Da der Wert  $\gamma_{min}$  jedoch zur Vergleichbarkeit der Ausfalldiagramme konstant sein soll, muss der Einfluss der Differenz der Gewinne  $\Delta g(0,0) = g_{H11}(0,0) - g_{diel}(0,0) = 4.2$  dB auf das  $SNR$  der Messungen berücksichtigt werden. Durch die Bidirektionalität des Kanals muss eine Reduktion des  $SNR$  um den doppelten Wert von 8.4 dB erfolgen. Zusätzlich reduziert sich das  $SNR$  um weitere 4.77 dB durch die reduzierte Sendeleistung bei der sequentiellen Messung der Impulsantworten (Faktor 1/3 bei drei Antennen), so dass sich insgesamt eine Verringerung des  $SNR$  gegenüber der Einzelantenne von 13.17 dB ergibt. Dieser Nachteil gegenüber der Referenzantenne kann teilweise durch die Verwendung aller zur Verfügung stehender virtueller Antennen kompensiert werden, denn je mehr Impulsantworten ermittelt werden, desto größer wird der Summenterm im Nenner von Gleichung 4.15. Der Einfluss der virtuellen Antenne auf die gemessenen Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  ist um so größer, je weiter sie aus dem Schwerpunkt der Gruppenantenne geometrisch entfernt ist. Die Summation erinnert an die Funktion des passiven Beamforming-Netzwerks gemäß Abbildung 2.3 aus Abschnitt 2.1.2 zur Berechnung des effektiven Gewinns einer Mehrtorantenne, in dem ebenfalls die einzelnen Übertragungsfunktionen aufsummiert werden. Es ist daher zu erwarten, dass auch die Standardabweichung der Winkelschätzung durch einen höheren effektiven Gewinn geringer wird. Für das Beispiel eines Störreflektors, der unter dem Winkel  $\vartheta_{st} = 3.5^\circ$  angeordnet ist, ist die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  für beide Betriebsmodi in Abbildung 4.23 dargestellt. Dabei wird für alle Variationen des  $SNR$  des

Störreflektors und des Nutzreflektors die Ausfallwahrscheinlichkeit berechnet. Bei beiden Diagrammen ist erkennbar, dass eine Erhöhung des  $SNR_m$  der

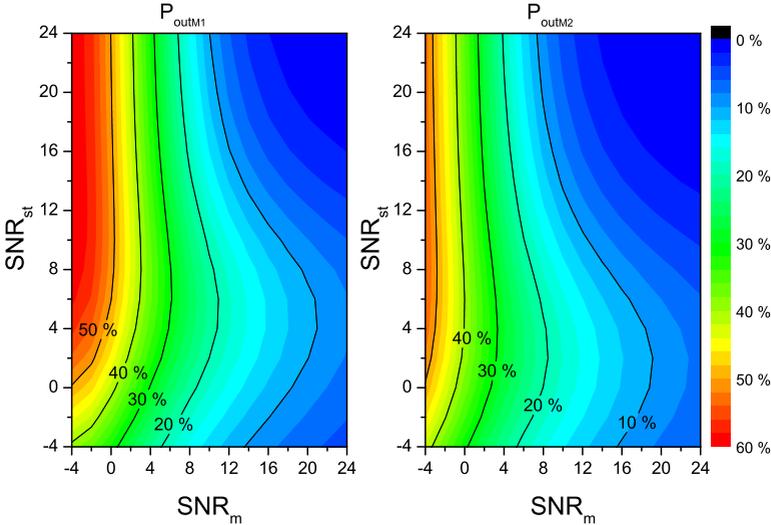


Abbildung 4.23. Ausfallwahrscheinlichkeiten  $P_{outM1}$  und  $P_{outM2}$  für beide Betriebsmodi der Gruppenantenne für einen Störreflektorwinkel  $\vartheta_{st} = 3.5^\circ$  in der E-Ebene des dielektrischen Einzelstrahlers

Medienreflexion zu einer geringeren Ausfallwahrscheinlichkeit führt. Im Gegensatz zur SISO-Ausfallwahrscheinlichkeit führt nun auch eine Erhöhung des  $SNR_{st}$  zu einer Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit. Die Bildgebung hat hier den Vorteil, dass ein hohes  $SNR$  der Messung zu einer geringen Varianz der Winkelschätzung und damit die Wahrscheinlichkeit einer Verwechslung von Nutz- und Störreflektor sinkt. Bei sehr geringen  $SNR_m$  in Mode 1 jedoch steigt die Ausfallwahrscheinlichkeit mit steigendem  $SNR_{st}$  zunächst an und fällt dann bei einem Maximalwert von  $SNR_{st} \approx 5$  dB wieder ab. Bei Mode 2 ist dieser Effekt bei  $SNR_{st} \approx 2$  dB sichtbar, da durch die größere Anzahl an virtuellen Antennen bzw. indirekt durch den höheren effektiven Gewinn das Diagramm gegenüber Mode 1 nach unten links verschoben ist. Der Grund dieses Verhaltens liegt darin, dass die zweidimensionale Gaussfunktion aus Abbildung 4.22 bei hohem  $SNR_{st}$ , also sehr geringer Standardabweichung,

zunächst wenig Anteile in den schraffierten Gebieten aufweist, in denen  $\vartheta_m^* > \vartheta_{st}^*$  gilt. Mit geringer werdendem  $SNR_{st}$  weitet sich die Funktion auf und erschließt mehr und mehr auch die schraffierten Gebiete bis die Standardabweichung sehr hohe Werte erreicht und sich über die schraffierten Gebiete hinaus in den Bereich negativer  $\vartheta_{st}$  erstreckt, in denen ein nicht schraffierter Bereich erschlossen wird. Die in diesen Bereich fallenden Funktionswerte wirken sich als Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit aus. Es gibt demnach ein lokales Maximum der Ausfallwahrscheinlichkeit als Funktion des  $SNR_{st}$ . Bevor im letzten Schritt dieses Abschnitts das Ausfalldiagramm für variable Zielwinkel  $\vartheta_{st}$  in der E-Ebene für  $P_{out} = 10\%$  dargestellt wird, muss noch ein weiterer Aspekt betrachtet werden. Bisher wurde die Ausfallwahrscheinlichkeit lediglich aus der CRB hergeleitet, jedoch wurde dabei noch nicht berücksichtigt, dass durch den Abstand der Einzelantennen in der Gruppenantenne von ungefähr  $2\lambda$  das Problem der Winkelschätzung mehrdeutig wird. Insbesondere in den kritischen Ebenen  $\varphi = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ$  zeigt sich am Beispiel der reinen Gruppencharakteristik  $C_{g0^\circ, Model1}(\vartheta, \varphi = 90^\circ)$  der Antenne in Blickrichtung  $\vartheta = 0^\circ$  eine Vielzahl an Gitterkeulen in Mode 1, da in diesem Fall die einfallende Wellenfront räumlich mit nur zwei Phasenzentren in einem Abstand von  $d = 4.5$  cm, also  $1.875\lambda_c$  Entfernung abgetastet wird. Durch den Sende- und Empfangsbetrieb verdoppelt sich der Abstand der virtuellen Antennen gegenüber dem geometrischen Abstand, so dass bereits bei  $\vartheta \approx 15^\circ$  eine Gitterkeule in der Gruppencharakteristik entsteht. Unter der Annahme idealer Antennen mit identischen Amplitudenverläufen der Einzelcharakteristiken ist nur die räumliche Änderung der Phase, also die reine Gruppencharakteristik ohne Amplitudenmaskierung für die Winkelschätzung ausschlaggebend. Da die Phaseninformation jedoch bei mehreren möglichen Zielwinkeln  $\vartheta_t$  identisch ist, entsteht in der realen Messung an jeder Position einer Gitterkeule ein lokales Maximum in der räumlichen Intensitätsverteilung. Für den speziellen Fall eines Ziels bei  $\vartheta_t = 0^\circ$  und  $\varphi_t = 90^\circ$  mit  $SNR_t = 10$  dB ist die normierte Gruppencharakteristik  $C_{g0^\circ, Model1, norm}(\vartheta, \varphi = 90^\circ)$  bei Mittenfrequenz in Abbildung 4.24 dargestellt, sowie die einzelnen Wahrscheinlichkeitsdichten der Winkelschätzung  $p_x(\vartheta_t^* | \vartheta_t = 0^\circ)$ , wobei der Index  $x$  den Eindeutigkeitsbereich indiziert. Aus Symmetriegründen sind die gespiegelten Funktionen an den negativen Indizes  $x$  nicht dargestellt. Index  $x = 0$  markiert das Winkelintervall um die Hauptstrahlrichtung. An jedem lokalen Maximum der Gruppencharakteristik entsteht gleichzeitig ein Mittelwert der Winkelschätzung des ML-Beamformers mit unterschiedlichen Varianzen, die mit steigendem Winkel größer werden. Es ist nicht möglich, den wahren

Winkel  $\vartheta_t$  zu ermitteln, alle Ziele würden durch lokale Maximumssuche in einer Messung gefunden. Der Eindeutigkeitsbereich der räumlichen Füllstandsmessung beschränkt sich daher im Worst Case im Fall  $\varphi_t = 90^\circ$  auf  $-7.5^\circ < \vartheta_t < 7.5^\circ$ . Das bedeutet ebenfalls, dass ein Störreflektor, der sich

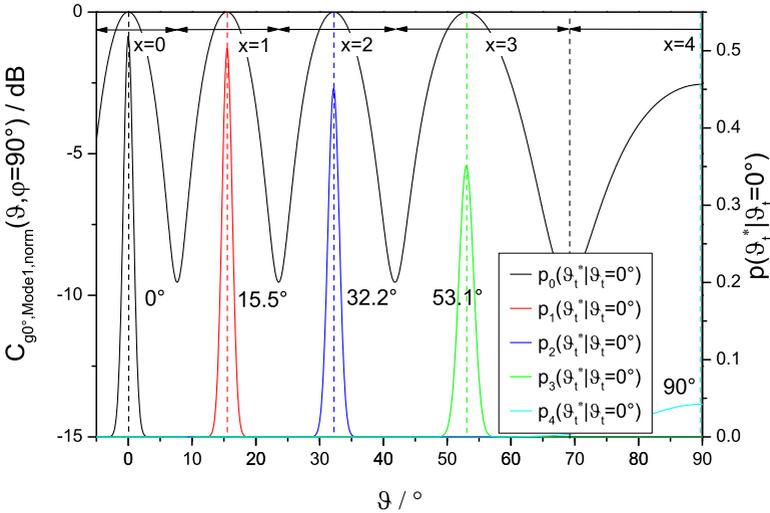


Abbildung 4.24. Mehrdeutigkeit der Schätzung des Winkels  $\vartheta_t$  in Mode 1 der Gruppenantenne bei  $\varphi_t = 90^\circ$

bei den entsprechenden Zielwinkeln  $\vartheta_t = \pm 15.5^\circ, \pm 32.2^\circ, \pm 53.1^\circ, \pm 90^\circ$  befindet als Füllstand bei  $\vartheta_t = 0^\circ$  erkannt werden kann. Ein Ziel in einer Gitterkeule mit  $x \neq 0$  wird also in das interessierende Winkelintervall  $x = 0$  um die Hauptstrahlrichtung um  $\vartheta_t = 0^\circ$  abgebildet. Die einem Zielwinkel  $\vartheta_{t0}$  im Intervall  $x = 0$  entsprechenden Winkel  $\vartheta_{tx}$  in den Intervallen  $x \neq 0$  können für ein äquidistantes Array mit dem Interelementabstand  $d$  gemäß Gleichung 4.27 berechnet werden.

$$\vartheta_{tx} = \arcsin(\sin(\vartheta_{t0}) + \frac{\lambda \cdot x}{d}) \tag{4.27}$$

Die normierten Gruppencharakteristiken für Mode 1 und Mode 2 bei  $\varphi_t = 90^\circ$  sind in Abbildung 4.25 dargestellt. In Mode 2 halbiert sich der Abstand der Einzelstrahler gegenüber Mode 1 durch Hinzunahme der virtuellen Antennen

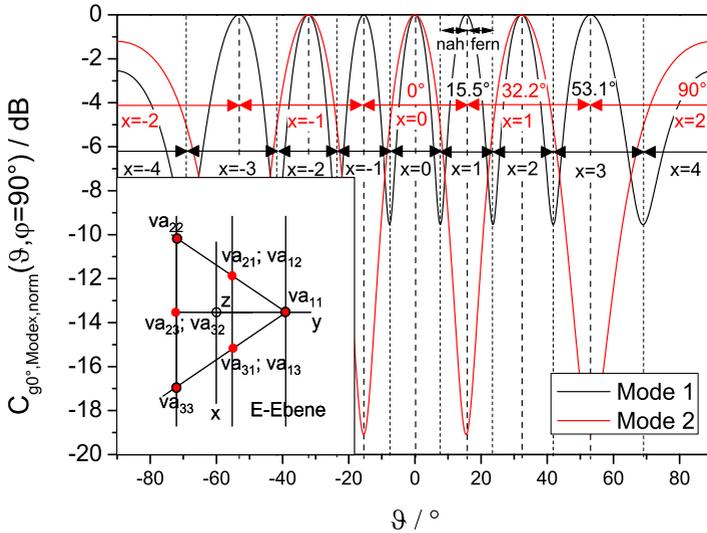


Abbildung 4.25. Normierte Gruppencharakteristiken der Arrayantenne für  $\varphi_1 = 90^\circ$  für Mode 1 und Mode 2

der Transmission  $va_{12}$ ,  $va_{21}$ ,  $va_{13}$  und  $va_{31}$ , wie in der Grafik dargestellt. Dadurch verdoppelt sich der Winkel  $\vartheta_{11}$  der ersten Gitterkeule auf  $32^\circ$ . Gleichzeitig verdoppelt sich das Winkelintervall, indem die Gitterkeule geschwenkt werden kann. In Mode 2 gibt es dementsprechend weniger Gitterkeulen bis zum Grenzwinkel  $\vartheta = 90^\circ$  als bei Mode 1, wodurch die Gefahr der Entstehung von mehrdeutigen Zielen um die Hauptkeule verringert wird. Für die Ausfallwahrscheinlichkeit bedingt durch Ziele in der Gitterkeule ist für Indizes  $x \neq 0$  zusätzlich wichtig, ob sich das Ziel im linken oder rechten Teil der Gitterkeule für Schwenkrichtung  $\vartheta = 0^\circ$  befindet. Da das SNR von der Amplitudenmaskierung des Einzelstrahlers abhängt, das bei den Winkeln der Gitterkeulen in der Regel nicht wie bei  $x = 0$  symmetrisch ist, muss die Ausfallwahrscheinlichkeit für die Winkel näher zur Hauptstrahlrichtung oder ferner der Hauptstrahlrichtung gesondert berechnet werden. Für den Fall Mode 1 und  $x = 1$  sind die nahen (Index  $n$ ) und fernen (Index  $f$ ) Winkelintervalle in Abbildung 4.25 markiert. In den nun folgenden Ausfalldiagrammen sind die entsprechenden Winkelintervalle durch Angabe des Index  $x$  der Gitterkeule

gefolgt vom Index  $n$  oder  $f$  eindeutig zugeordnet.

Für Mode 1 wird nun das Ausfalldiagramm für  $P_{out} = 10\%$  dargestellt. Zur Vergleichbarkeit mit den Ausfalldiagrammen der Multimodeantenne und der Referenzantenne, die für die E-Ebenen des  $H_{11}$ -Modes ermittelt wurden, erfolgt die Darstellung für einen Zielwinkel  $\varphi = 90^\circ$  in der E-Ebene der dielektrischen Antennen. Bei den Ausfalldiagrammen fällt zunächst auf, dass im Gegensatz zu den SISO-Diagrammen keine grünen Bereiche eingezeichnet sind, in denen kein Ausfall des Systems auftritt. Das rührt daher, dass zunächst alle Winkel  $\vartheta_{st}$  des Störreflektors, auch derjenige in Hauptstrahlrichtung, berücksichtigt wird. Da als Merkmal der Medienreflexion der Zielwinkel verwendet wird, führt ein Störreflektor bei  $\vartheta_{st} = 0^\circ$  im hier betrachteten  $SNR$ -Bereich immer zu einem Ausfall des Systems. Bereits für einen Winkel  $\vartheta_{st} = 0.5^\circ$  kann für sehr hohe  $SNR_m$  und gleichzeitig kleine  $SNR_{st}$  ein Ausfall verhindert werden. Ab  $\vartheta_{st} = 2^\circ$  würde ein  $SNR_m$  von 30 dB ausreichen, um einen Ausfall zu verhindern. Für größere Störwinkel verringert sich der Wert des minimal erforderlichen  $SNR_m$  weiter bis bei  $\vartheta_{st} = 7.5^\circ$  das nächste Winkelintervall  $x = 1n$  anfängt. Für jeden Zielwinkel nähert sich die Grenze der Ausfallwahrscheinlichkeit für hohe  $SNR_{st}$  asymptotisch gegen einen Wert  $SNR_m$ . Bei einem Zielwinkel von  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  liegt der asymptotische Wert bei etwa  $SNR_m = 3$  dB. Dieses Verhalten kann anhand von Abbildung 4.22 interpretiert werden. Für hohe  $SNR_{st}$  wird eine schmale Gaussfunktion in vertikaler Richtung erhalten. Bei abnehmenden  $SNR_m$  verbreitert sich die Funktion in horizontaler Richtung, so dass das Integral der Funktionsanteile im schraffierten Bereich und damit die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  zunimmt. Bei sehr hohen  $SNR_{st}$  liegt sogar näherungsweise eine eindimensionale Gaussfunktion vor. Je nach Zielwinkel verschiebt sich der Mittelwert der Gaussfunktion und damit der Abstand zu den Grenzen der schraffierten Bereiche, so dass für  $P_{out} = 10\%$  der notwendige Grenzwert  $SNR_m$  mit zunehmendem Zielwinkel  $\vartheta_{st}$  fällt. Durch die Mehrdeutigkeit der Gruppencharakteristik rückt der Mittelwert der Gaussfunktion bei der ersten Gitterkeule bei  $\vartheta = 15.5^\circ$  wieder in den Ursprung. Hier kann eine Medienreflexion nicht mehr von einer Störreflexion unterschieden werden. Für den Fall  $x = 1n$  im Winkelintervall  $7.5^\circ < \vartheta_{st} < 15.5^\circ$  und den Fall  $x = 1f$  im Winkelintervall  $15.5^\circ < \vartheta_{st} < 32.2^\circ$  ergeben sich weitere Ausfalldiagramme. Sie unterscheiden sich vom Fall  $x = 0$  dadurch, dass die Amplitudencharakteristik des Einzelstrahlers sich verändert. Um zum Beispiel das gleiche Verhalten der Ausfallwahrscheinlichkeit im Fall  $x = 1n$  wie im Fall  $x = 0$  bei gleicher Winkelablage bezüglich der ersten

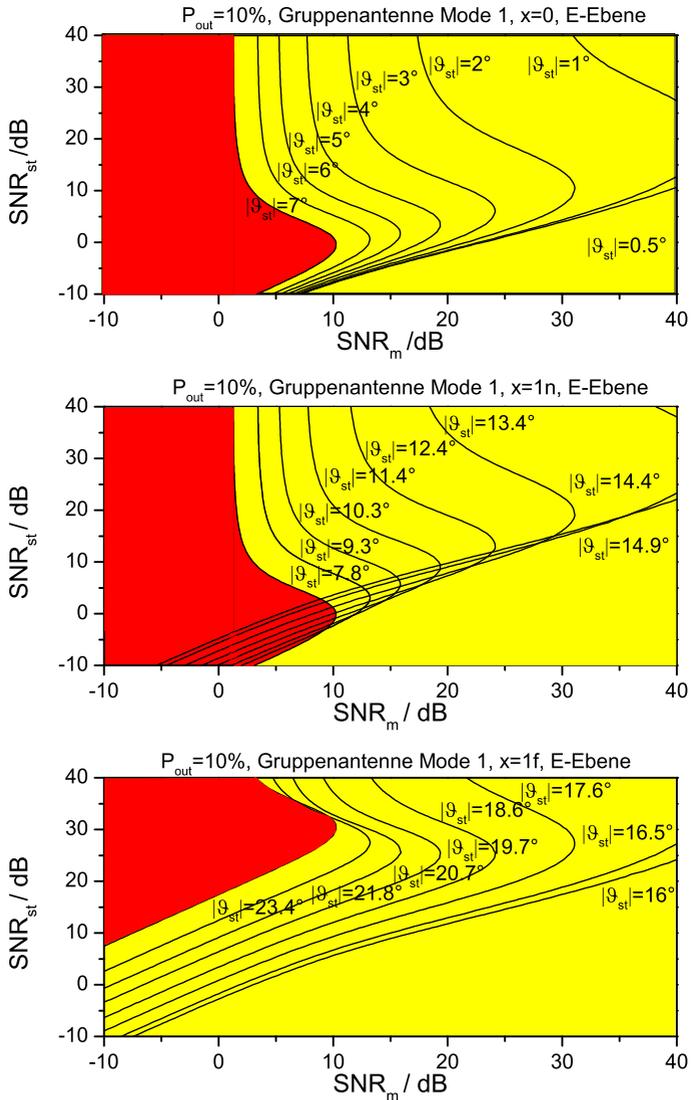


Abbildung 4.26. Ausfalldiagramm für die Gruppenantenne in Mode 1 für die Hauptkeule und die erste Gitterkeule

Gitterkeule statt der Hauptstrahlrichtung zu erzielen, muss die Reflektivität durch die höhere Dämpfung im Bereich  $x = 1n$  kompensiert werden, das  $SNR_{st}$  muss also angehoben werden. Daher sind die Kurven für die verschiedenen Eindeutigkeitsbereiche vertikal gegeneinander verschoben. Eine horizontale Verschiebung der Kurven erfolgt nicht, da der Nutzreflektor weiterhin bei  $\vartheta_m = 0^\circ$  positioniert ist. Tendenziell wirkt sich die Amplitudendämpfung des Einzelrichtdiagramms in den Bereichen  $x = 1n$  und  $x = 1f$  positiv auf die Grenze  $P_{out} = 10\%$  aus. Im dargestellten  $SNR$ -Bereich verringert sich die Fläche der rot gefärbten Bereiche.

Die Ausfalldiagramme für Mode 2 sind in Abbildung 4.27 dargestellt. Zu beachten ist, dass die Eindeutigkeitsbereiche  $x = 0$ ,  $x = 1n$  und  $x = 1f$  nun einen weiteren Winkelbereich als in Mode 1 überstreichen. Die Hinzunahme der Transmissionen bewirkt weiterhin eine Steigerung des  $SNR$  im Vergleich zu Mode 1. Dadurch verschieben sich einerseits die Kurven horizontal nach links, da die gleiche Ausfallwahrscheinlichkeiten bereits bei geringeren Reflektivitäten des Nutzreflektors auftritt. Die Gitterkeule befindet sich nun bei  $\vartheta = 32.2^\circ$ . Durch die starke Dämpfung des Einzelrichtdiagramms rücken die Kurven gegenüber Mode 1 nach oben, wodurch auch noch bei höheren  $SNR_{st}$  ein Ausfall des Systems verhindert wird.

Zu beachten ist, dass bei den Ausfalldiagrammen lediglich die Winkelinformation zur Unterscheidung von Medien- und Störreflexion verwendet wurde. Dementsprechend reagiert die Auswertung empfindlich auf Reflektoren in den Winkelbereichen um die Gitterkeulen der Summengruppencharakteristik. Bei geringen Winkelablagen ist jedoch bereits gewährleistet, dass ein Radarsystem über weite  $SNR$ -Bereiche von Medien- und Störreflexion  $P_{out} = 10\%$  unterschreitet. Im Gegensatz zum SISO-Fall können Bereiche unterhalb  $SNR_m = 5$  dB und hohe  $SNR_{st}$  erschlossen werden. Im nächsten Abschnitt wird das Ausfalldiagramm der Multimodeantenne entwickelt.

#### 4.1.5. Ausfalldiagramm Multimodeantenne

In diesem Abschnitt wird das Ausfalldiagramm für Radarmessungen mit der Multimodeantenne entwickelt. Für eine Bestimmung der Reflektorposition in den zwei Raumwinkeln  $\vartheta$  und  $\varphi$  ist gemäß Kapitel 3.2 die Messung der Übertragungsfunktion der Reflexion mindestens einer der Grundmoden  $\tilde{H}_{HxHx}(\omega, \vartheta, \varphi)$  oder  $\tilde{H}_{HyHy}(\omega, \vartheta, \varphi)$  erforderlich, sowie die beiden Transmis-

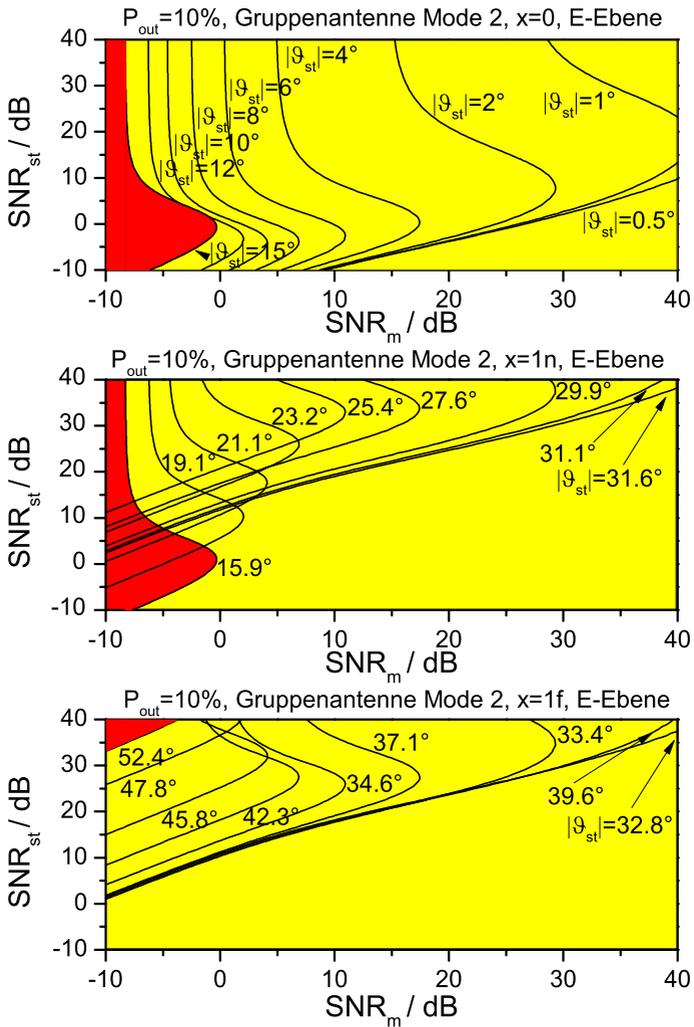


Abbildung 4.27. Ausfalldiagramm für die Gruppenantenne in Mode 2 für die Hauptkeule und die erste Gitterkeule

sionen  $\tilde{H}_{EHx}(\omega, \vartheta, \varphi)$  und  $\tilde{H}_{EHy}(\omega, \vartheta, \varphi)$ . Wenn die richtungsabhängigen Übertragungsfunktionen oder Impulsantworten bekannt sind, kann mittels Projektionsbeamformer eine Bestimmung der Reflektorwinkel durchgeführt werden. Unter der Annahme von Rotationssymmetrie der Richtcharakteristiken kann die Schätzung des Winkels  $\vartheta_t$  unabhängig vom Winkel  $\varphi_t$  durchgeführt werden. Eine weitere Voraussetzung ist, dass die Reflektoren keine Nebendiagonalelemente in der Streumatrix enthalten. In diesem Fall lässt sich das Problem der Winkelschätzung  $\vartheta_t$  in der E-Ebene des Grundmodes auf eine Reflexionsmessung, hier  $\tilde{H}_{HxHx}(\omega, \vartheta, \varphi)$ , und eine Transmissionsmessung  $\tilde{H}_{EHx}(\omega, \vartheta, \varphi)$  reduzieren. Nun können die Ergebnisse der Standardabweichung der Winkelschätzung aus Abschnitt 4.1.3 in Gleichung 4.23 angesetzt werden. Die Gleichung gilt in etwa für Zielwinkel bis  $|\vartheta_t| = 10^\circ$ , da hier die Funktion  $U$  als Gerade angenähert werden kann und gilt für  $SNR$  der Reflexionsmessung des Grundmodes ab 12 dB. Das Ausfalldiagramm ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Durch das hohe  $SNR$  der Messungen entstehen bei der Multimodeanten-

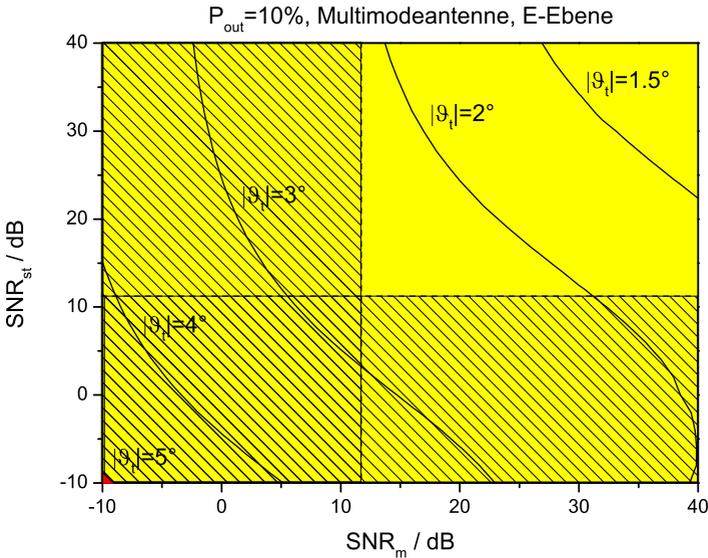


Abbildung 4.28. Ausfalldiagramm für die Multimodeantenne bis  $|\vartheta_t| = 10^\circ$

ne im dargestellten Bereich keine Bereiche, in denen die Wahrscheinlichkeit  $P_{out} = 10\%$  dadurch erreicht wird, dass die Standardabweichung der Winkel-

schätzung des Störreflektors  $\vartheta_{st}$  so hoch ist, dass die zweidimensionale Gausfunktion sich über die schraffierten Bereiche in Abbildung 4.22 ausweitet. Dies führte bei der Gruppenantenne dazu, dass ein Ausfall selbst bei geringer Reflektivität des Störreflektors verhindert werden kann. Da dieser Effekt bei der Gruppenantenne im Intervall  $x = 0$  für  $SNR < 12$  dB auftritt und die Standardabweichung nach [52] für kleine  $SNR$  gemäß Abbildung 4.21 unterschätzt wird, könnte im realen Fall wieder ein solches Verhalten entstehen. Es fällt weiterhin auf, dass im dargestellten  $SNR$ -Bereich erst für einen Winkel  $\vartheta_{st} = 1.5^\circ$  das System unter  $P_{out} = 10\%$  fällt. Trotz des hohen  $SNR$  in diesem Bereich scheinen die Standardabweichungen der Winkelschätzungen bei der Multimodeantenne höher zu sein als bei der Gruppenantenne, die in beiden Betriebsmodi bereits bei  $\vartheta_{st} = 1^\circ$  bei hohen  $SNR$  die Grenzwahrscheinlichkeit unterschreitet. Offenbar ist Empfindlichkeit der Messdaten, hier vorwiegend die Amplitudenempfindlichkeit, gegenüber Winkeländerungen des Ziels nicht so hoch wie bei der Gruppenantenne. Durch die eingeschränkte analytische Beschreibungsmöglichkeit der Standardabweichungen der Winkelschätzung kann kein Ausfalldiagramm erzeugt werden, das alle weiteren Übertragungsfunktionen in die Untersuchung mit einbezieht. Durch die insgesamt drei Antennenports können auch hier maximal 9 Impulsantworten gemessen werden. Die wichtigsten Signale zur Winkelschätzung in der E-Ebene sind zwar berücksichtigt worden, jedoch ist eine weitere Steigerung der Signalqualität durch Hinzunahme der anderen Informationen zu erwarten. Hierzu werden im folgenden Abschnitt praktische Ergebnisse gezeigt, die das theoretisch vorhergesagte Verhalten der Bildgebung der Gruppenantenne und der Multimodeantenne aus Messdaten verifizieren und durch die Auswertung aller verfügbaren Messdaten der Multimodeantenne erweitern.

## 4.2. Messtechnische Untersuchungen

In diesem Abschnitt werden die elektronisch schwenkbaren Radarantennen aus Abschnitt 3.1 und 3.2 zunächst hinsichtlich ihrer Eignung zur Rekonstruktion der Lage von Punktstreuern im dreidimensionalen Raum messtechnisch untersucht. Hierzu wird in Abschnitt 4.2.1 die Messanordnung beschrieben, die aus einer automatisierten Positioniervorrichtung der Reflektoren und einem Vierport-Netzwerkanalysator zur Messung der Übertragungsfunktionen besteht. In Abschnitt 4.2.2 wird die genaue Messprozedur beschrieben sowie die Auswertung der Messdaten mittels Beamformer nach dem Maximum-Likelihood-Verfahren nach Abschnitt 2.2.2 beschrieben und das Messsystem

mittels Referenzmessungen evaluiert. Anschließend werden in Abschnitt 4.2.3 die in Abschnitt 4.1 abgeleiteten, statistischen Eigenschaften der Bildgebung untersucht. Aus automatisierten Messungen wurde dabei eine große Stichprobe an Daten gewonnen um die Unabhängigkeit der Winkelschätzung des Zielwinkels  $\varphi_t$ , die Veränderung der Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  des Zielwinkels  $\vartheta_t$  bezüglich des SNR und der absoluten Winkelposition  $\vartheta_t$  nachzuweisen. Der Abschnitt endet mit der Bestimmung der Ausfalldiagramme für den SISO-Fall und die beiden bildgebenden MIMO-Systemkonzepte.

### 4.2.1. Messaufbau

In diesem Abschnitt wird der mechanische Aufbau und die hochfrequenztechnischen Parameter des verwendeten Messplatzes zur bildgebenden Radarmessung vorgestellt. Die Messungen werden in einer reflexionsarmen Antennenmesskammer für Antennenmessungen bis 40 GHz durchgeführt. Neben den beiden drehbaren Messtürmen wurde eine Anordnung zur Positionierung von Reflektoren in die Messkammer eingebracht. Abbildung 4.29 zeigt ein Modell der Messtürme und der Positioniereinrichtung. Für die bildgebende Messung

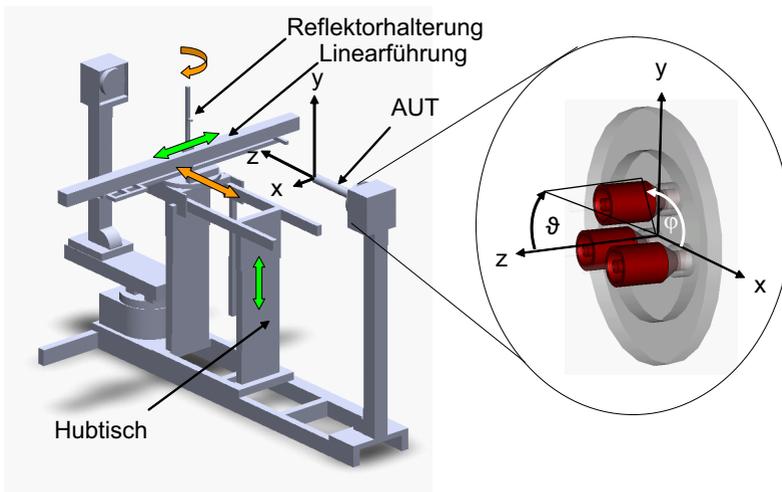


Abbildung 4.29. Automatische Positioniereinrichtung zur Anordnung von Reflektoren in einer reflexionsfreien Messkammer

wird der linke Messturm nicht verwendet. Die Antenna-Under-Test (AUT) wird zusammen mit einem DN-80 Flansch an den rechten Antennenturm montiert und strahlt in Richtung des linken Messturms. Am rechten Turm befindet sich der Koordinatenursprung für die bildgebende Messung. Bezüglich dieses Referenzpunktes, der zusammen mit der Gruppenantenne in dem vergrößerten Ausschnitt abgebildet ist, sind die Raumwinkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  definiert. Der Abstand zwischen Ursprung und dem linken Antennenturm beträgt  $d_{\text{turm}} = 1.6$  m. Mit Hilfe der Messeinrichtung zwischen den Messtürmen bestehend aus einem Hubtisch, mechanischen Positioniereinrichtungen und einer Linearführung kann die Position eines Reflektors, der auf einem Gestänge auf der Linearführung fixiert ist, entlang allen drei Raumdimensionen verschoben werden. Die orangefarbenen Pfeile markieren manuelle Positionierungsmöglichkeiten, die grünen Pfeile markieren die elektronischen und damit automatisierbaren Positionierungsmöglichkeiten. Für die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen wird die Linearführung in der Regel entsprechend der Abbildung zur Messung in einem Positionsraaster quer zur Antennenhauptstrahlrichtung in unterschiedlichen Abständen von der Antenne positioniert. Nur für die Aufnahme der Ausfalldiagramme wird die Linearführung längs zur Hauptstrahlrichtung verwendet. Die AUT wird über koaxiale Leitungen mit den Messports des Viertornetzwerkanalysators (NWA) Rhode und Schwarz ZVA24 verbunden. Die jeweilige Zuordnung der Messports zu den Antennenports der Gruppen- und der Multimodeantenne sind in Abbildung 4.30 dargestellt. Es werden die Messports 1, 2 und 4 des NWA verwendet. Der NWA konnte bezüglich seiner maximalen Messfrequenz von 24 GHz auf 26 GHz erweitert werden, um das gesamte nutzbare Band abzudecken. Der NWA befindet sich außerhalb der Messkammer, so dass die koaxialen Zuleitungen über Durchführungen mit den Antennenports verbunden werden müssen. Für die Messung wurden neben der bereits vorhandenen Zuleitung zum rechten Messturm der Zugang über zwei separate an einer Seitenwand der Messkammer befindlichen Durchführungen verwendet, so dass die Zuleitungslängen für jeden Antennenport variieren. Dies hat zur Folge, dass auch die *SNR* für die jeweiligen Messungen unterschiedlich sind und separat aus den Messungen ermittelt werden müssen. Für die Messungen wurde eine *TOSM*-Kalibrierung aller Ports an den Antennenports ([53]) durchgeführt, so dass die Zuleitungen keinen Einfluss auf die Antenneneigenschaften haben. Die wichtigsten Messeinstellungen des NWA sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Alle Einstellungen des Netzwerkanalysators bis auf die Sendeleistung sind für alle Messungen identisch. Für die Referenzmessungen, in denen die Steuervektoren der Antennen ermittelt werden, wird die höchste

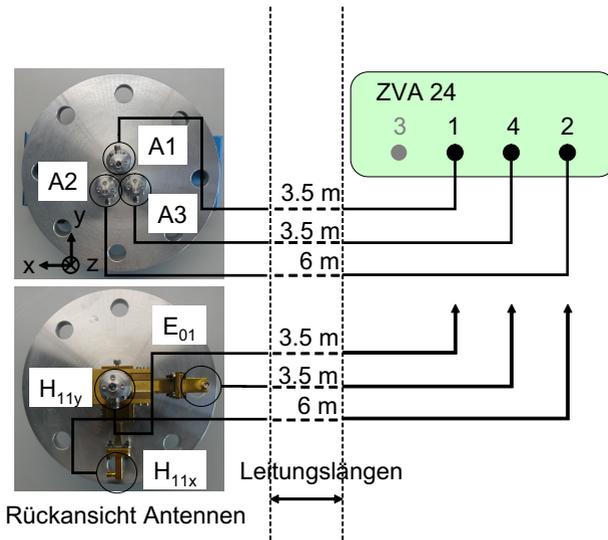


Abbildung 4.30. Zuordnung der Messports des Netzwerkanalysators zu den koaxialen Antennenports der Gruppen- und der Multimodeantenne unter Angabe der Zuleitungslängen

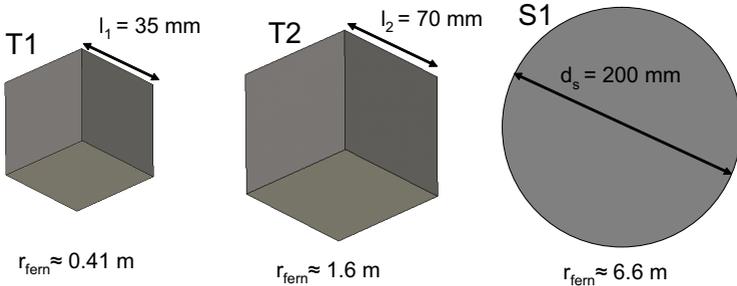
Sendeleistung von  $P_{gen} = 20$  dBm verwendet, um möglichst rauscharme Messwerte zu erhalten. Für die statistischen Untersuchungen wird die Sendeleistung  $P_{gen}$  verändert, um unterschiedliche SNR der Messung von Reflektoren zu ermöglichen. Eine weitere Möglichkeit, das SNR der Messung zu verändern, ist die Variation der Reflektorabstände von der Antenne. Die Rekonstruktion basiert auf Algorithmen, die für Fernfeldanwendungen konzipiert sind, daher müssen Fernfeldbedingungen eingehalten werden. Es muss sichergestellt werden, dass sich die Reflektoren im Fernfeld der Antenne befinden. Andererseits muss die Ausdehnung der Reflektoren klein genug sein, damit die Definition des Radarrückstreuquerschnitts im Fernfeld nach Gleichung 2.46 anwendbar ist und sich die Reflektoren damit näherungsweise als Punktstreuer beschreiben lassen. Der Fraunhofer-Abstand  $r_{fern}$  [[1],S.34] gemäß Gleichung 4.28 hat sich in den Messungen als ausreichend erwiesen.

$$r_{fern} = \frac{2 \cdot d^2}{\lambda} \tag{4.28}$$

Tabelle 4.3. Messeinstellungen des NWA

Parameter	Einstellung
Frequenzbereich	24 - 26 GHz
Messpunkte	201
ZF-Bandbreite	1 kHz
Sendeleistung	-70 dBm - +20 dBm
Anzahl Ports	3
Kalibrierung	TOSM

Die Variable  $d$  entspricht dabei der größten Ausdehnung der Antenne und für die folgenden Betrachtungen wird als Wellenlänge  $\lambda$  die Wellenlänge bei Mittelfrequenz  $\lambda_c$  verwendet. Wird die gesamte zur Verfügung stehende, kreisrunde Aperturfläche mit  $d = 50$  mm angesetzt, so ergibt sich ein Mindestabstand eines Reflektors von der Antenne zu  $r_{fern} \approx 0.42$  m. Für die Messung stehen drei unterschiedliche Reflektoren zur Verfügung, die in Abbildung 4.31 abgebildet sind. Der kleinere Tripelspiegel  $T1$  wird in der Referenzmessung ver-

Abbildung 4.31. Reflektoren und ihre Fernfeldabstände  $r_{fern}$  nach der Fraunhofernäherung

wendet, der große Tripelspiegel  $T2$  ermöglicht bei der Ermittlung des Ausfall-diagramms hohe  $SNR$  bei Reflektorpositionen abseits der Hauptstrahlrichtung. Die Rückstreuquerschnitte berechnen sich gemäß [10] zu  $\sigma_{T1} \approx -10\text{dBm}^2$ ,  $\sigma_{T2} \approx 2\text{dBm}^2$  und  $\sigma_{S1} \approx 19\text{dBm}^2$ . Die beiden Reflektoren  $T2$  und  $S1$  erfüllen nicht die Fernfeldbedingung. Die Scheibe  $S1$  entspricht dem Nahfeldreflektor, dessen Verhalten theoretisch in Abschnitt 2.3.2 untersucht wurde. Es wird untersucht, wie sich die Reflektoren in der bildgebenden Messung und der anschließenden Rekonstruktion verhalten. Der genaue Ablauf einer Messung, die

Auswertung im Zeitbereich und die Erzeugung der Referenzdaten für die Bildgebung wird im nächsten Abschnitt untersucht.

### 4.2.2. Referenzmessungen

Mit der Beschreibung des Hardware-Setups im vorherigen Abschnitt wird in diesem Abschnitt zunächst erläutert, welche Bearbeitungsschritte für eine bildgebende Messung durchgeführt werden müssen, um eine räumliche Intensitätsverteilung zu erlangen. Anschließend werden mit den unterschiedlichen Reflektoren Referenzmessungen zur Ermittlung der Steuervektoren der Antenne sowie Ergebnisse der Bildgebung präsentiert und deren Eigenschaften erläutert. Der Ablauf einer vollständigen Messung ist in Abbildung 4.32 dargestellt. Zunächst werden mittels NWA die Streuparameter des aktuellen Reflexions-

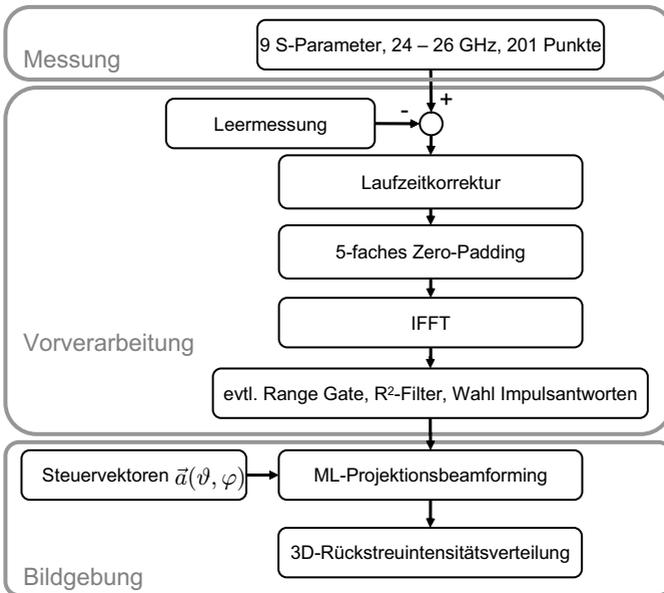


Abbildung 4.32. Durchführung einer bildgebenden Messung zur Ermittlung der räumlichen Intensitätsverteilung

zenarios über die drei Ports der Antenne gemessen. Der Netzwerkanalysator speist die Ports sequentiell und bestimmt bei jedem Frequenzsweep die Streu-

parameter einer Reflexion und zweier Transmissionen. Diese Messung entspricht der eines Radarsystems mit maximaler Systemkomplexität, welches an jedem Port gleichzeitig die hin- und rücklaufenden Wellen messen kann. Dadurch stehen pro Frequenzpunkt 9 komplexe Streuparameter zur Verfügung. Um das zeitliche Abklingen der Eingangsreflexion der Einzelantennen zu reduzieren und um Reflexionen an den statischen Teilen der Messaufbauten zu verringern wird für jedes Messzenario im Vorfeld eine Leermessung durchgeführt, in der die Radarszene ohne Reflektoren vermessen wird und von den Messdaten subtrahiert wird. In einem nachfolgenden Schritt wird eine Laufzeitkorrektur der Messdaten durchgeführt, um die unterschiedlichen Laufzeiten der Signale innerhalb der Antenne auszugleichen. Dieser Schritt wird lediglich bei der Multimodeantenne angewendet, da hier die Speiseports eine unterschiedliche Entfernung zum Phasenzentrum der Antenne besitzen und der Wert der Phasenkonstanten des  $E_{01}$ -Modes bei Mittenfrequenz  $\beta_{E_{01}}$  um etwa 35% geringer ist als  $\beta_{H_{11}}$  des Grundmodes. Nach der Laufzeitkorrektur erscheinen alle zur den Reflektoren korrespondierenden Maxima in den Impulsantworten der einzelnen Messungen auf demselben Zeitsample. Das Zero-Padding bewirkt eine Interpolation der Daten im Zeitbereich, im Vergleich zum Signal mit lediglich 201 Frequenzpunkten erscheinen nun 5 interpolierte Zwischenwerte im Zeitbereich, um eine genauere Amplitudenschätzung des Signals an seinem lokalen Maximum zu erzielen. Nun erfolgt die Rücktransformation der Streuparameter in den Zeitbereich mittels schneller inverser Fouriertransformation (IFFT). Die erhaltenen komplexen Impulsantworten können nun durch ein Range-Gate auf den zeitlichen Bereich beschränkt werden, in dem Reflexionen zu erwarten sind. Im diesem Fall beträgt die durch den Abstand der Frequenzstützstellen bedingte, maximale Reflektorentfernung  $r_{\text{eind}} \approx 15$  m. Die Reflektoren befinden sich maximal bei dem Abstand  $d_{\text{turm}} = 1.6$  m, wodurch der größte Teil des Zeitsignals entfernt werden kann. Durch die langen Zuleitungen und Ungenauigkeiten in der Kalibrierung ist es jedoch notwendig, den Eindeutigkeitsbereich groß zu wählen, damit starke Reflexionen im negativen Zeitbereich bedingt durch koaxiale Konnektoren vor der Kalibrierebene sich durch die Periodizität der Impulsantwort nicht in den Messbereich der Reflektoren erstrecken. Falls die Freiraumdämpfung eliminiert werden soll, kann optional ein  $R^2$ -Filter, also ein räumliches Filter gemäß [47] verwendet werden, um die entfernungsabhängige Freiraumdämpfung zu kompensieren. In einem Radarsystem nach dem FMCW-Prinzip erfolgt diese Filterung meist analog, in diesem Fall erfolgt sie in der digitalen Nachverarbeitung. An dieser Stelle kann weiterhin ausgewählt werden, welche Impulsantworten für die Bildgebung berück-

sichtigt werden sollen. Für eine Bildgebung bei beiden Antennentypen sind minimal 3 Impulsantworten erforderlich, so dass an dieser Stelle unterschiedliche Messtopologien durch die gezielte Auswahl von Impulsantworten untersucht werden können. Beispielsweise kann für eine einfache Hardware mit einem Reflektometer nur die Reflexionsinformation ausgewertet werden, mit erhöhtem Aufwand können die weiteren Impulsantworten zur Verbesserung der Bildgebung beitragen. Je nach ausgewählten Impulsantworten kann nun mittels Projektionsbeamforming mit zuvor ermittelten Steuervektoren  $\vec{a}(\vartheta, \varphi)$  eine Intensitätsverteilung  $A_{PB}(r, \vartheta, \varphi)$  ermittelt werden. Die Steuervektoren enthalten die komplexen Pulsamplituden der Impulsantwort an dem Zeitsample des Reflektors und müssen in einem diskreten Winkelraster entweder durch Simulation oder durch Messung ermittelt werden. In einem ersten Schritt wird eine messtechnische Bestimmung der komplexen Pulsamplituden in den Impulsantworten durchgeführt. Die Messanordnung zur Bestimmung der Steuervektoren für die Gruppenantenne ist in Abbildung 4.33 dargestellt. In einem Abstand

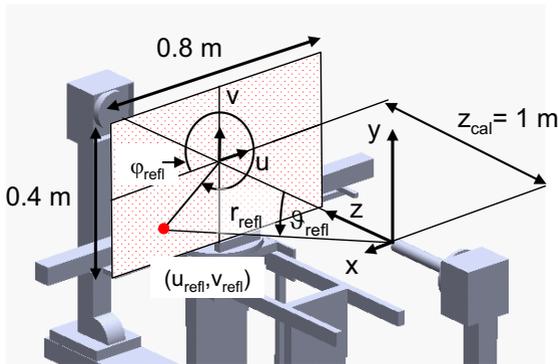


Abbildung 4.33. Messanordnung zur Ermittlung der Steuervektoren für die Gruppenantenne

von  $z_{cal} = 1$  m wird Reflektor *T1* auf der Linearführung befestigt und kann somit elektronisch horizontal und vertikal in einem kartesischen Raster der Koordinaten  $u$  und  $v$  verschoben werden. Der Ursprung des Koordinatensystems befindet sich auf der  $z$ -Achse des Antennenkoordinatensystems und entspricht damit der Hauptstrahlrichtung der Antenne. Der Reflektor wird horizontal im Bereich  $-0.4 \text{ m} < u < 0.4 \text{ m}$  und vertikal im Bereich  $-0.2 \text{ m} < v < 0.2 \text{ m}$  in 101 Schritten entsprechend 8 mm bzw. 4 mm verschoben. An jedem Rasterpunkt erfolgt die Messung aller 9 Impulsantworten. Die Impulsantworten bei

Positionierung der Reflektoren in Hauptstrahlrichtung sind für den Fall der Gruppenantenne in Abbildung 4.34 dargestellt. In der Abbildung sind die Be-

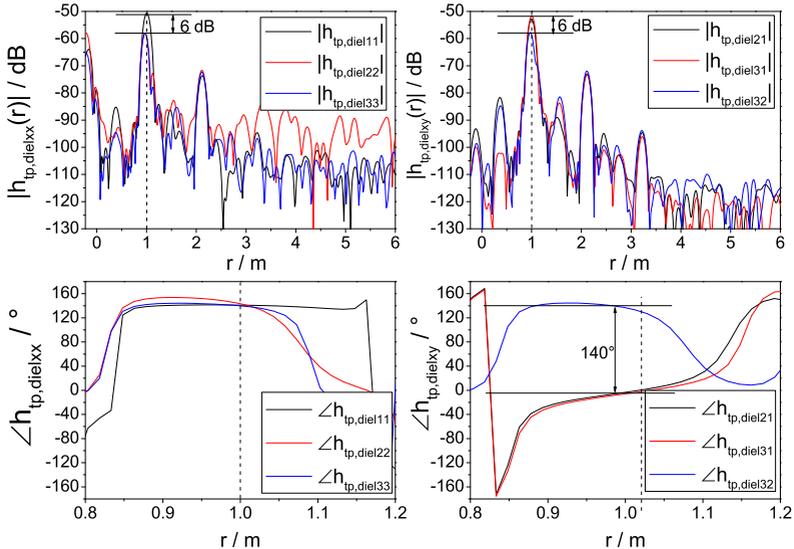


Abbildung 4.34. Impulsantworten der Gruppenantenne bei Reflektorposition in Hauptstrahlrichtung

träge und Phasen der Impulsantworten dargestellt. Die Reflexionen werden als  $\tilde{h}_{tp,dielexx}$  gekennzeichnet, wobei  $x$  ein Platzhalter für den Antennenindex 1 bis 3 ist, die Transmissionen werden als  $\tilde{h}_{tp,dielexy}$  gekennzeichnet, wobei  $y$  den Index der Sendeantenne und  $x$  den Index der Empfangsantenne darstellt. Im linken oberen Diagramm sind die Reflexionen dargestellt. Nahe  $r = 0$  sind noch Amplituden um  $-60$  dB vorhanden, die durch die Eingangsreflexion der Antenne entstehen. Diese Werte sind durch die Subtraktion der Leermessung wesentlich geringer als im Fall der Impulsantworten ohne Anwendung der Subtraktion. Hier liegen die Amplituden in der Größenordnung von  $-20$  dB. Hierdurch wird sichergestellt, dass bereits bei sehr geringen Antennenabständen keine Maskierung der Radarziele entsteht. Die erste Reflexion am Tripelspiegel befindet sich ungefähr bei  $r = 1$  m. Durch Kalibrierfehler, die aufgrund der Kabellänge schwer vermeidbar sind, entstehen leichte Variationen im zeitlichen Auftreten der Reflexion sowie bei Antenne A1 eine um 6 dB höhere Reflexi-

onsamplitude als bei den anderen Antennen. Da die nachfolgenden Messungen mit der gleichen Kalibrierung des NWA durchgeführt werden, tauchen die Ungleichmäßigkeiten in jeder Messung auf und werden auch im Steuervektor berücksichtigt. Neben der ersten Reflexion tritt durch die Reflexion der reflektierenden Freiraumwelle am Metallflansch der Antenne ein Mehrfachecho im doppelten Abstand bei etwa  $r = 2$  m auf. Bei Antenne A1 und A3 kann eine weitere Mehrfachreflexion bei etwa  $r = 3$  m beobachtet werden. Da die Messungen an Antenne A2 durch die höhere Leitungslänge und mehrerer koaxialer Steckverbinder sehr empfindlich gegenüber Veränderungen der Zuleitungen durch Bewegung vor allem nahe des Netzwerkanalysatorports sind, ist die Messdynamik durch Streubeiträge hinter der Kalibrierebene begrenzt. Im Vergleich zu den Reflexionen weisen die Transmissionen eine höhere Messdynamik auf. Dies ist eine inhärente Eigenschaft des NWA. Das Problem der unterschiedlichen Messdynamiken wirkt sich in den späteren Messungen auf den Vergleich der Winkelschätzungen zwischen Theorie und Messung aus, da die Theorie bei der Gruppenantenne von einem einheitlichen  $SNR$  für jede virtuelle Antenne ausgeht. Die unteren Diagramme in Abbildung 4.34 zeigen in einem Ausschnitt um die erste Reflexion die Phasen der Impulsantworten. Die Phasen der Reflexionen weisen am Zielsample näherungsweise den gleichen Wert auf, die Laufzeiten zum Reflektor sind demnach identisch, was aufgrund der Positionierung des Reflektors auf der  $z$ -Achse zu erwarten ist. Bei der Transmission weist die blaue Kurve  $\tilde{h}_{tp,diel42}$  einen ähnlichen Verlauf wie die Kurven der Reflexionen auf, jedoch sind die von der Antenne A1 aus gemessenen Transmissionen in Antenne A2 und A3 dagegen um  $140^\circ$  verschoben. Da der koaxiale Speiseport der Antenne A1 gegenüber den Ports der anderen Antennen um  $180^\circ$  gedreht ist, wird eine Änderung des Vorzeichens des elektrischen Feldes der abgestrahlten Welle bewirkt. Hierdurch sind die gemessenen Transmissionen, an denen Antenne A1 beteiligt ist ebenfalls invertiert. Durch die doppelte Inversion bei der Reflexionsmessung tritt der Effekt bei  $\tilde{h}_{tp,diel11}$  nicht auf. Die Inversion hat keine Auswirkungen auf die Bildgebung. Aufgrund der Redundanz sind die Transmissionen mit den Indizes 12, 13 und 23 nicht dargestellt. Um die Steuervektoren zu erzeugen, werden für jeden Punkt  $(u,v)$  die Impulsantworten aufgenommen, die komplexen Pulsamplituden extrahiert und eine Normierung durchgeführt. Es ergibt sich eine Schaar von Steuervektoren  $\vec{a}_{d9}(u,v)$  für alle 9 Impulsantworten gemäß Gleichung 4.29.

$$\vec{a}_{d9}(u,v) = \frac{(\tilde{h}_{11} \tilde{h}_{22} \tilde{h}_{33} \tilde{h}_{21} \tilde{h}_{31} \tilde{h}_{32} \tilde{h}_{12} \tilde{h}_{31} \tilde{h}_{23})^T}{\sqrt{|\tilde{h}_{11}|^2 + |\tilde{h}_{22}|^2 + |\tilde{h}_{33}|^2 + |\tilde{h}_{21}|^2 + |\tilde{h}_{31}|^2 + |\tilde{h}_{32}|^2 + |\tilde{h}_{12}|^2 + |\tilde{h}_{31}|^2 + |\tilde{h}_{23}|^2}} \quad (4.29)$$

Zur besseren Übersicht werden die Indizes „*tpdiel*“ und die Abhängigkeiten von  $u$  und  $v$  weggelassen. Durch Koordinatentransformation können die Steuervektoren bezüglich der Winkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  des sphärischen Antennenkoordinatensystems als  $\vec{a}_{d9}(\vartheta, \varphi)$  umdefiniert werden. Alternativ zu den Steuervektoren  $\vec{a}_{d9}$  werden auch die Steuervektoren  $\vec{a}_{d6}$  mit die nur 6 Elementen untersucht. Dabei werden alle virtuellen Antennen verwendet, jedoch werden die redundanten Elemente  $\tilde{h}_{32}$ ,  $\tilde{h}_{12}$  und  $\tilde{h}_{31}$  nicht berücksichtigt. Weiterhin wird der Fall  $\vec{a}_{d3}$  untersucht, in dem nur die drei Reflexionsinformationen als Elemente  $a_1$ ,  $a_2$  und  $a_3$  im Steuervektor verfügbar sind. Der räumliche Phasenverlauf des ersten Elements  $a_1$  des Steuervektors  $\vec{a}_{d9}$  ist in Abbildung 4.35 dargestellt. Die

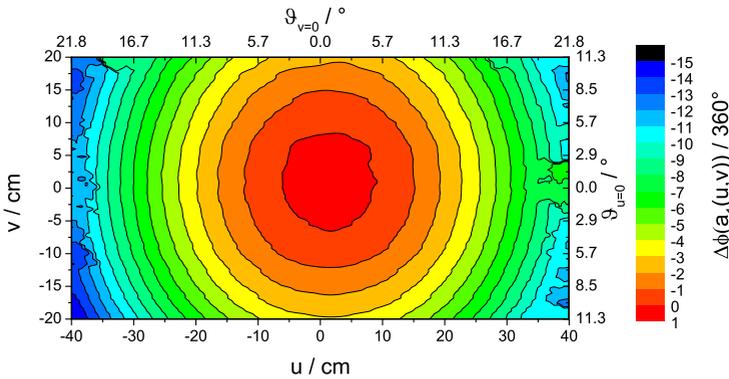


Abbildung 4.35. Phase des ersten Elements  $a_1(u, v)$  des Steuervektors  $\vec{a}_{d9}$  der Gruppenantenne

Phase ist entfaltet und in Vielfachen einer vollständigen  $360^\circ$ -Drehung der Phase  $\Delta\Phi$  über die Koordinaten  $u$  und  $v$  beziehungsweise über die Winkel  $\vartheta_{v=0}$  in horizontalen und  $\vartheta_{u=0}$  in vertikaler Richtung dargestellt. Durch die geringe Veränderung des Reflektorabstands ändert sich die Phase der Impulsantwort. Nach der Entfaltung entsteht ein stetiger Phasenverlauf, dessen Steigung mit größer werdendem  $\vartheta$  zunimmt. Entlang der Linie  $v = 0$  gilt für den Phasenhub  $\Delta\Phi$  mit der Schrittweite  $\Delta u$  der Ausdruck in Gleichung 4.30.

$$\Delta\Phi = \Delta u \cdot \sin(\vartheta_{v=0}) \quad (4.30)$$

Die Schrittweite  $\Delta u$  wurde hier so gewählt, dass im betrachteten Winkelbereich kein Phasenhub über  $180^\circ$  auftritt, um einen stetigen Phasenverlauf zu erhalten. Dies ist für die Bildgebung nicht notwendig, da lediglich die relativen Phasen

zwischen den Impulsantworten betrachtet werden, jedoch können auftretende Kalibrierfehler im stetigen Phasenverlauf besser erkannt werden. Mit den Steuervektoren kann nun für jede Zielentfernung  $r_t$  eine Intensitätsverteilung  $A_{PB}(r_t, \vartheta, \varphi)$  berechnet werden. Um die Bildgebung zu verifizieren, wird zunächst die Rekonstruktion eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung in der Ebene der Kalibrierung durchgeführt. In der Zielentfernung  $r_t$  kann so die auf 0 dB normierte Intensitätsverteilung  $A_{PBnorm}(r_t, u, v)$  berechnet werden. In Abbildung 4.36 ist die Intensitätsverteilung  $A_{PBnorm3}(r_t, u, v)$  unter Verwendung der Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$ ,  $A_{PBnorm6}(r_t, u, v)$  mit  $\vec{a}_{d6}$  und  $A_{PBnorm9}(r_t, u, v)$  mit  $\vec{a}_{d9}$  dargestellt. Die obere Abbildung zeigt das Rekonstruktionsergebnis,

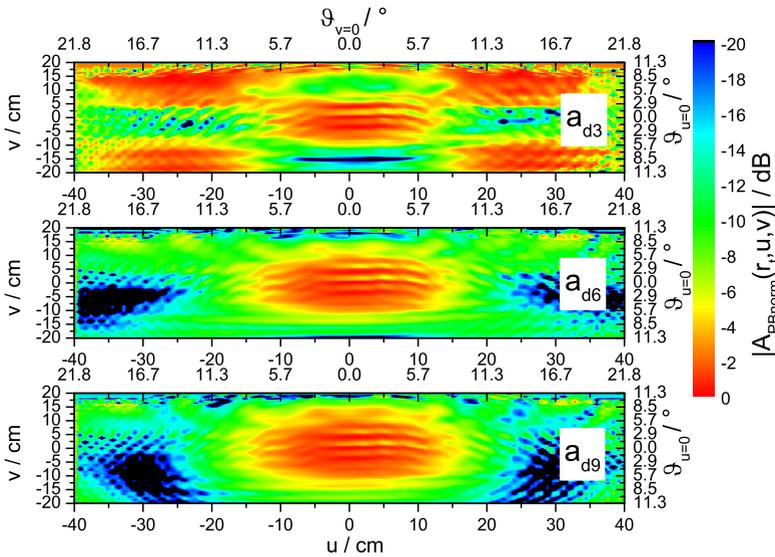


Abbildung 4.36. Bildgebung in der  $uv$ -Ebene eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$ ,  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$

wenn nur die Reflexionen zur Verfügung stehen. Deutlich erkennbar sind die Gitterkeulen bei  $\varphi = 30^\circ$  und  $\varphi = 120^\circ$ , die bei etwa  $\vartheta = 15^\circ$  auftreten. Das Maximum um die Hauptstrahlrichtung ist von einer Welligkeit überlagert, die durch Fehler in der Messung entstanden sind. Entweder handelt es sich um eine Überlagerung der Nutzreflexion mit einer Reflexion am Messtisch, die nicht durch die Leermessung eliminiert wurde oder durch die Überlagerung

mit einem Pulsausläufer der Mehrfachreflexion zwischen Antennenflansch und Reflektor. Durch die vertikale Bewegung des Messtisches verändern sich die Positionen der dortigen Reflexionsstellen, die für die horizontalen Streifen im Bild verantwortlich sein könnten. Hinzu kommt eine konzentrische Welligkeit, die auf eine Überlagerung des Nutzechos mit einem weiteren Echo hindeutet. Die dargestellte Dynamik beträgt 20 dB, die schärfste Nullstelle liegt bei  $\vartheta_{u=0} \approx 8.5^\circ$  und beträgt  $-28$  dB. Die mittlere Darstellung berücksichtigt zusätzlich die Transmissionsinformationen, so dass die Gitterkeulen außerhalb des Bildbereichs liegen. Das Maximum weist ebenfalls eine Welligkeit auf, jedoch ist die tatsächliche Zielposition hier eindeutig zuzuordnen, die Amplitude fällt in alle Richtungen stark ab. In der untersten Darstellung wurden die redundanten Transmissionen ebenfalls zur Rekonstruktion verwendet. Die zusätzlichen virtuellen Antennen der Transmission bewirken eine Amplitudenfensterung der Aperturfeldbelegung, was eine Verbreiterung der Gruppencharakteristik bewirkt. Beide Rekonstruktionen mit  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$  erzielen im dargestellten Bereich eine maximale Dynamik von etwa 34 dB. Um die Welligkeit der Bildgebung zu reduzieren oder ganz zu entfernen, kann neben der messtechnischen, durch die hohe Anzahl an Stützstellen aufwändigen Bestimmung der Steuervektoren auch eine simulatorische oder analytische Bestimmung der Steuervektoren durchgeführt werden. Im Fall der Simulation wird die Kalibrierung mittels Tripelspiegel im Radarsystemsimulator durchgeführt. Hierbei werden die Fernfelder der Gruppenantenne zunächst mittels CST Microwave Studio berechnet und die Übertragungsfunktion einer Radarstrecke für verschiedene Reflektorpositionen ermittelt. In Abbildung 4.37 ist das Ergebnis der Rekonstruktion des gemessenen Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit den simulierten Daten dargestellt. Es fällt auf, dass die Verläufe keine Welligkeit aufweisen. Die linke Abbildung weist erneut die erwarteten Gitterkeulen auf. Das lokale Maximum der simulatorischen Rekonstruktion der Messdaten liegt bei  $v = -2.4$  mm und  $u = 0$  mm, also leicht unterhalb der wahren Position des Reflektors. Es fällt auf, dass die oberen Gitterkeulen näher am Hauptmaximum liegen als die unteren Gitterkeulen. Dieser Effekt kann auch in der messtechnischen Rekonstruktion beobachtet werden. Die ideale Symmetrie bezüglich  $\varphi = 30^\circ$ ,  $90^\circ$  und  $120^\circ$  ist durch die nicht rotationssymmetrischen Einzelrichtdiagramme gestört. Das Simulationsmodell weist im gewählten Bildausschnitt eine Dynamik von 40 dB auf und ist damit leicht höher als in der messtechnischen Rekonstruktion. Die Rekonstruktionen mit 6 und 9 Elementen des Steuervektors weisen glatte Verläufe auf und sind mit den Rekonstruktionen auf Basis gemessener

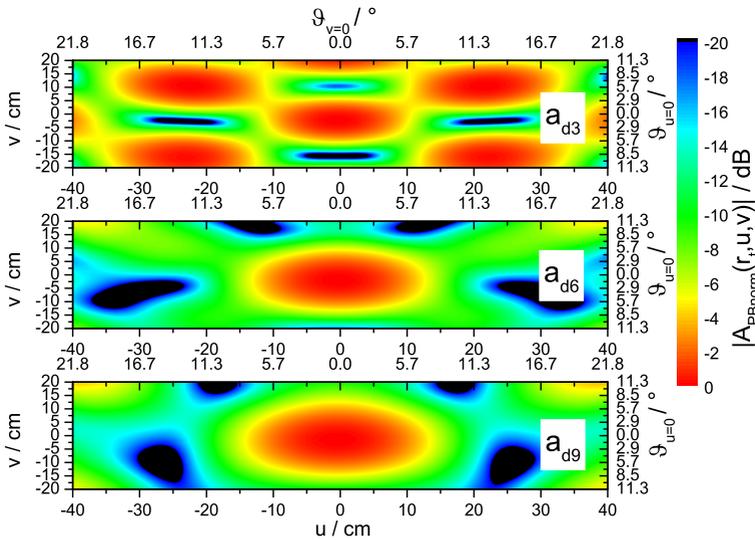


Abbildung 4.37. Bildgebung in der  $uv$ -Ebene eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit simulatorisch ermittelten Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$ ,  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$  aus CST

Steuervektoren vergleichbar. Eine weitere Möglichkeit der Rekonstruktion bietet die analytische Beschreibung der Steuervektoren durch die Annahme von isotropen Einzelstrahlern mit den entsprechenden Positionen der Einzelstrahler. Die winkelabhängige Phase der Übertragungsfunktion ist die einzige Information, die bei der Rekonstruktion verwendet wird. Das Ergebnis der Rekonstruktion des Reflektors in Hauptstrahlrichtung ist in Abbildung 4.38 dargestellt. Alle Rekonstruktionen weisen einen glatten Verlauf auf und weisen nur geringe Unterschiede zur simulatorischen Rekonstruktion auf. Durch die Annahme isotroper Strahler tritt die Unsymmetrie in den Nebenkeulen wie in den anderen Fällen nicht auf. Die Ergebnisse zeigen, dass mit der Gruppenantenne eine bildgebende Rekonstruktion gemessener Daten sowohl mit messtechnisch, simulatorisch und analytisch ermittelten Steuervektoren möglich ist.

Die Bildgebung bei der Multimodeantenne erfolgt auf die gleiche Weise wie bei der Gruppenantenne mittels ML-Beamformer über die Projektion von Steu-

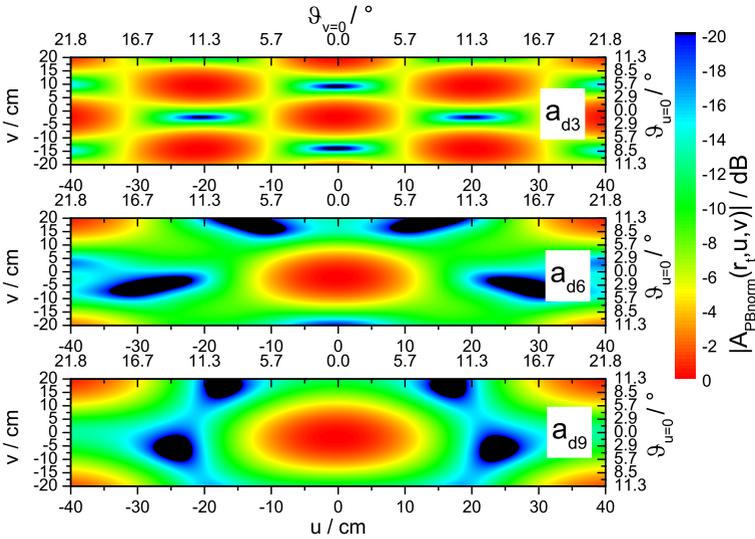


Abbildung 4.38. Bildgebung in der  $uv$ -Ebene eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit analytisch bestimmten Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$ ,  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$

ervektoren auf den Messvektor. Auch hier ist es notwendig, in einer vorherigen Messung für jeden Raumwinkel einen Steuervektoren zu ermitteln. Die Multimodeantenne kann wie auch die Gruppenantenne eine unterschiedliche Anzahl von Impulsantworten zur Auswertung verwenden. Durch die 3 Antennenports stehen maximal 9 Impulsantworten zur Verfügung. Der zugehörige Steuervektor berechnet sich gemäß Gleichung 4.31.

$$\vec{a}_{m\vartheta}(u,v) = \frac{(\tilde{h}_{HvHv} \tilde{h}_{HhHh} \tilde{h}_{EHh} \tilde{h}_{EHh} \tilde{h}_{HvHh} \tilde{h}_{EE} \tilde{h}_{HvE} \tilde{h}_{HhHv} \tilde{h}_{HhE})^T}{\sqrt{|\tilde{h}_{HvHv}|^2 + |\tilde{h}_{HhHh}|^2 + |\tilde{h}_{EE}|^2 + 2|\tilde{h}_{EHv}|^2 + 2|\tilde{h}_{EHh}|^2 + 2|\tilde{h}_{HvHh}|^2}} \quad (4.31)$$

Die Indizes „ $Hh$ “ und „ $Hv$ “ stehen dabei für den Grundmode mit horizontaler oder vertikaler Position, der Index  $E$  steht für den  $E_{01}$ -Mode. Für eine 3D-Bildgebung ist es minimal erforderlich, eine Reflexionsmessung eines der beiden Grundmoden durchzuführen, um entweder  $\tilde{h}_{HvHv}$  oder  $\tilde{h}_{HhHh}$  zu bestimmen sowie die beiden Transmissionsinformationen  $\tilde{h}_{EHh}$  und  $\tilde{h}_{EHv}$  zu bestimmen, um eine horizontale Schwenkung längs der  $u$ -Koordinate oder und eine

vertikale Schwenkung längs der  $v$ -Koordinate durchzuführen. Der Steuervektor  $\vec{a}_{m3}$  enthält die Informationen  $\tilde{h}_{HVHV}$ ,  $\tilde{h}_{EHh}$  und  $\tilde{h}_{EHv}$ . Analog zur Gruppenantenne wird der Steuervektor  $\vec{a}_{m6}$  eingeführt, der alle Informationen ohne die redundanten Messungen enthält. Als Zusatzinformationen stehen nun die zweite Reflexionsinformation  $\tilde{h}_{HVHV}$ , die Reflexionsinformation des  $E_{01}$ -Modes  $\tilde{h}_{EE}$  sowie die Transmission zwischen den Polarisierungen  $\tilde{h}_{HVHh}$  zur Verfügung. Durch Aufnahme des Elements  $\tilde{h}_{HVHV}$  in den Steuervektor wird erwartet, dass sich eventuelle Unsymmetrien in den rekonstruierten Intensitätsverteilungen hervorgerufen durch Unterschiede der Richtdiagramme der Grundmoden in  $E$ - und  $H$ -Ebene ausgleichen. Die Information  $\tilde{h}_{EE}$  ist rotationssymmetrisch und verändert sich je nach Zielwinkel  $\vartheta$ , so dass hier eine weiterer Freiheitsgrad zur Bildgebung verfügbar ist. Da die Reflektoren nur ein geringes Polarisationsübersprechen aufweisen, ist  $\tilde{h}_{HVHh}$  zu vernachlässigen. In der Messung besitzt dieser Parameter daher nur einen geringen Einfluss. An einigen Raumpunkten jedoch ist eine kreuzpolare Komponente im Signal enthalten. Für den Fall des Steuervektors  $\vec{a}_{m9}$  sind die Elemente  $a_2$  und  $a_4$  entsprechend der Reflexion des horizontalen Grundmodes  $\tilde{h}_{HHHh}$  und der Transmission in den  $E_{01}$ -Mode  $\tilde{h}_{EHh}$  dargestellt. Die genannten Elemente des Steuervektors ermöglichen maßgeb-

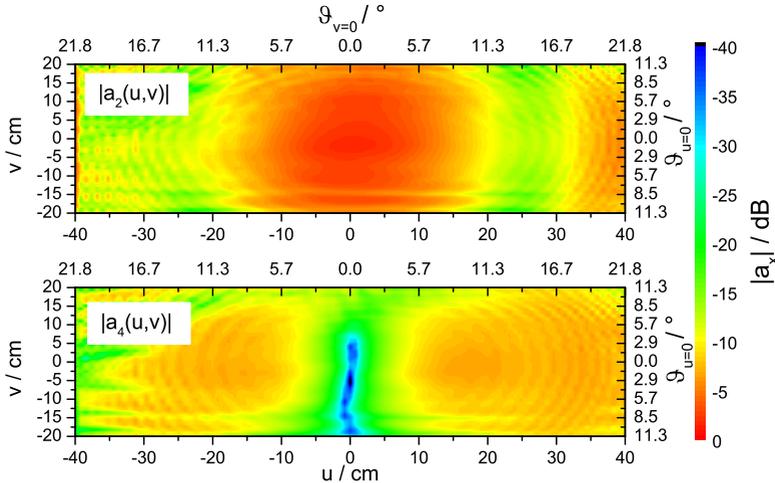


Abbildung 4.39. Beträge der Elemente  $a_2$  und  $a_4$  aus dem Steuervektor  $\vec{a}_{m9}$  entsprechend der Impulsantworten  $\tilde{h}_{HHHh}$  und  $\tilde{h}_{EHh}$

lich die Schwenkung in horizontaler Richtung. Dies wird durch die Symmetrie der Messung bezüglich der  $v$ -Achse ersichtlich. Bei  $u = 0$  ist nur eine geringe Transmission messbar, mit größerem  $u$  erhöht sich der Betrag der Richtcharakteristik des  $E_{01}$ -Modes. Im Gegensatz dazu ist keine Veränderung der Transmission mit Variation von  $v$  erkennbar, da trotz erhöhtem Betrag der Richtcharakteristik des  $E_{01}$ -Modes das E-Feld orthogonal zur Polarisation des Grundmodes steht. Das Element  $a_2$  bildet grob den Amplitudengang der bidirektionalen Richtcharakteristik  $C_{H11,\vartheta}^2$  aus Abbildung 4.5 in der  $E$ -Ebene ab. Der Betrag des Elements  $a_2$  ist bei  $|u| = 0.1$  m und  $v = 0$  m um 3 dB abgefallen, was einem Winkel von  $\vartheta = 5.7^\circ$  entspricht und näherungsweise dem theoretisch erwarteten Wert von  $\vartheta = 5^\circ$  entspricht. Entlang der  $v$ -Achse ist die 3 dB Absenkung durch die breitere Charakteristik in der  $H$ -Ebene erst bei etwa  $9^\circ$  erreicht. Wie auch bei der Gruppenantenne wurde für jede Variante der Steuervektoren eine Bildgebung eines Reflektors bei  $u, v = 0$  m in Hauptstrahlrichtung der Antenne durchgeführt. In Abbildung 4.40 ist die Rekonstruktion mit den im kartesischen Raster gemessenen Steuervektoren dargestellt. Das Maximum der Intensitäts-

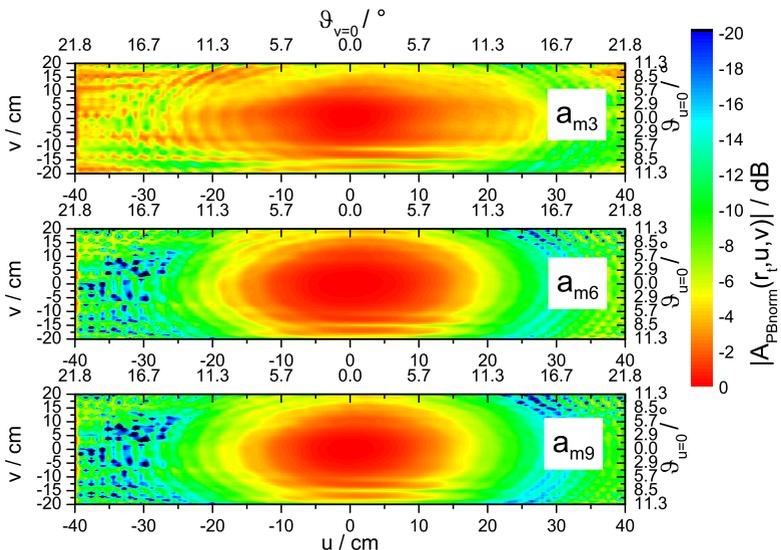


Abbildung 4.40. Bildgebung der Multimodeantenne in der  $uv$ -Ebene eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{m3}$ ,  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$

verteilung  $A_{PBnorm}(r_t, u, v)$  liegt im Koordinatenursprung. Die Funktion fällt zu größeren  $\vartheta$  ab. im Fall  $\vec{a}_{m3}$  fällt die Funktion entlang der  $u$ -Koordinate weniger stark ab als in den anderen Fällen, da hier lediglich die Funktion  $\tilde{h}_{HvHv}$  verwendet wurde, dessen  $H$ -Ebene der  $x-z$ -Ebene bzw. der  $v=0$ -Ebene entspricht. Im Gegensatz dazu wirkt sich der Einfluss des Elements  $\tilde{h}_{HvHv}$  in den Fällen  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  derart aus, dass eine vollständige Rotationssymmetrie der Intensitätsverteilung vorliegt. Die Dynamik im betrachteten Bereich liegt bei  $\vec{a}_{m3}$  bei 18 dB und in den Fällen  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  um 40 dB. Alle Verläufe zeigen erneut eine Welligkeit sowie horizontale Einzüge durch den Einfluss des Messstischs. Insgesamt wirken die Verläufe jedoch glatter als bei der Gruppenantenne. Durch die Verwendung von simulierten Steuervektoren kann auch im Fall der Multimodeantenne die Welligkeit eliminiert werden. Das Ergebnis der Rekonstruktion mit den aus dem Radarsystemsimulator gewonnenen Steuervektoren ist in Abbildung 4.41 dargestellt. Die Verläufe ähneln der Rekonstruktion

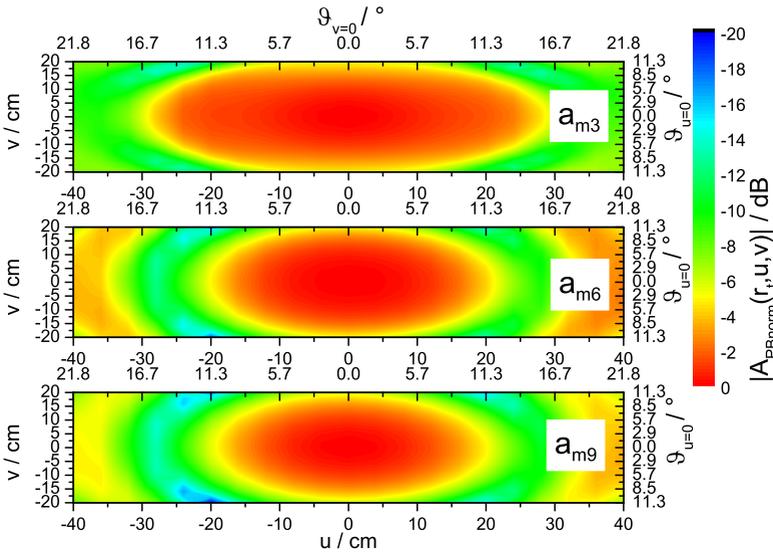


Abbildung 4.41. Bildgebung der Multimodeantenne in der  $uv$ -Ebene eines Reflektors in Hauptstrahlrichtung mit simulierten Steuervektoren  $\vec{a}_{m3}$ ,  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$

mit gemessenen Daten, die Unsymmetrie im Fall  $\vec{a}_{m3}$  ist vorhanden. Wesentlich deutlicher kündigen sich bei den Fällen  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  erste Mehrdeutig-

keiten bei hohen Beträgen  $|u|$  an, die durch eine Erhöhung der Rückstreuung gekennzeichnet sind. In einer weiteren Messung wird der Abstand der kartesischen Kalibrierebene von  $z_{cal} = 1$  m auf  $z_{cal} = 0.5$  m halbiert. Es ergibt sich ein erhöhter Winkelbereich von  $\vartheta_{v=0} = 38.7^\circ$  in horizontaler Richtung und  $\vartheta_{u=0} = 21.8^\circ$  in vertikaler Richtung. Es wurden in drei Kalibriermessungen die Steuervektoren mit den drei unterschiedlichen Reflektoren  $T1$ ,  $T2$  und  $S1$  durchgeführt. Es ergeben sich die Steuervektoren  $\vec{a}_{6mT1}$ ,  $\vec{a}_{6mT2}$  und  $\vec{a}_{6mS1}$ . Neben den Antenneneigenschaften gehen auch die Rückstreuungseigenschaften der Reflektoren in die Messung ein. Der Reflektor  $T1$  befindet sich im Fernfeld der Antenne. Diese Bedingung ist für  $T2$  und  $S1$  nicht erfüllt. Es soll nun gezeigt werden, wie sich die Bildgebung verhält, wenn die Kalibriermessung mittels Reflektor  $T1$  durchgeführt wird und zur Rekonstruktion einer Messung mit den Reflektoren  $T2$  oder  $S1$  verwendet wird, obwohl sich die Antenne im Nahfeld der Reflektoren befindet. Das Ergebnis der Rekonstruktion mit simulierten (linke Spalte) und gemessenen Steuervektoren (rechte Spalte) ist in Abbildung 4.42 dargestellt. Die beiden Diagramme der oberen Zeile repräsentieren die Rekonstruktion des Reflektors  $T1$ , der in Hauptstrahlrichtung positioniert ist mit den korrespondierenden Steuervektoren  $\vec{a}_{6mT1}$  aus Messung und Simulation. In der Messung wird deutlich, dass der obere Bereich ab  $v = 15$  cm der Rekonstruktion nicht verwendbar ist. Durch den nahen Abstand des Messaufbaus zur Antenne wird der Reflektor durch die an dem Messaufbau angebrachten Absorber bei hohen Positionen des Messtisches abgeschattet. Dieser Effekt tritt in der horizontalen Richtung nicht auf. Das System in der Lage, den Reflektor frei von Mehrdeutigkeiten in dem weiten Winkelbereich abzubilden. Die Dynamik ist niedriger als in den Messungen mit höherem Reflektorabstand. Auch treten die horizontalen Streifen durch die unterschiedliche Position des Hubtisches deutlicher hervor, da sie durch den geringeren Abstand mehr Einfluss auf die Messung haben. Werden die simulierten Steuervektoren verwendet, so ist in kleinen Winkelbereichen bis  $\vartheta \approx 15^\circ$  die Bildgebung vergleichbar mit den gemessenen Steuervektoren, jedoch treten hier Mehrdeutigkeiten in Form von konzentrischen Kreisen hoher Reflektivität bei  $\vartheta = 22^\circ$  und  $\vartheta = 36^\circ$  auf. Diese Winkel entsprechen in etwa den Winkeln der Nebenkeulenmaxima der einseitigen Charakteristik  $C_{H11,\vartheta}$  des Grundmodes in der E-Ebene bei  $\vartheta = 23^\circ$  und  $\vartheta = 39^\circ$ . Es wurde bereits in Abschnitt 3.2 in Abbildung 3.19 gezeigt, dass der Quotient  $U(r_t, \vartheta_t)$  der unidirektionalen Zeitbereichscharakteristiken des  $H_{11}$ - und des  $E_{01}$ -Modes nach Gleichung 4.19 ausschlaggebend für die Winkelbestimmung des Ziels ist. Der Verlauf der Funktion  $U(r_t, \vartheta_t)$  der Antenne ist offensichtlich periodisch und wiederholt sich in jeder Nebenkeule der

Charakteristik des Grundmodes. Die Rekonstruktionen für den Tripelspiegel  $T2$  und die Scheibe  $S1$  in den Diagrammen der zweiten Zeile sind vergleichbar mit den Rekonstruktionen von  $T1$ . Im Fall von  $T2$  ist lediglich im Fall der simulierten Steuervektoren eine leichte Verringerung der Dynamik zu beobachten. Im Fall der gemessenen Steuervektoren sind keine Veränderungen erkennbar. Die Scheibe  $S1$  ist ein Nahfeldreflektor, der durch seine Form einer Medienoberfläche entspricht. Der hier untersuchte Fall entspricht dem skalierten Fall einer Scheibe mit einem Durchmesser von 2 m in einer Entfernung von 5 m, was ein realistischer Fall eines Anwendungsszenarios darstellt. Auch in diesem Fall wird der Reflektor deutlich bei  $\vartheta = 0^\circ$  abgebildet. Die Unterschiede zu den anderen Reflektoren sind vor allem zu größeren  $\vartheta$  erkennbar. Bei der Rekonstruktion mit Messdaten sind die Reflektivitäten hier geringer als bei den Tripelspiegeln. In [54] ist der Rückstreuquerschnitt einer Metallscheibe über den Einfallswinkel berechnet worden. Es zeigt sich im Nahfeld grundsätzlich das Verhalten, dass der monostatische Rückstreuquerschnitt als Funktion des Einfallswinkels zunächst etwa konstant ist und ab einem bestimmten Winkel stark abfällt. Im Gegensatz dazu ist der Rückstreuquerschnitt eines Tripelspiegels im betrachteten Winkelbereich konstant, wodurch die geringere Reflektivität bei hohen  $\vartheta$  erklärt werden kann.

Ein weiterer Vergleich der Bildgebung zwischen Nahfeld- und Fernfeldreflektor ist in Abbildung 4.43 dargestellt. Hier wird jeweils der Reflektor  $T1$  mit den gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{m6T1}$  und  $S1$  mit den gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{m6S1}$  für drei unterschiedliche Reflektorpositionen dargestellt. Die Reflektoren werden in negative  $u$ -Richtung bei  $v = 0$  verschoben, das Resultat der Rekonstruktion ist für die Winkel  $\vartheta = -10.9^\circ$ ,  $\vartheta = -19.4^\circ$  und  $\vartheta = -27^\circ$ . Bei diesen Darstellungen zeigt sich die Grenze der Rekonstruktion bei hohen Winkelwerten. Der Reflektor  $T1$  weist bei  $\vartheta = -10.9^\circ$  noch ein ausgeprägtes Maximum auf, wohingegen sich bei der Nahfeldmessung mit  $S1$  ein flacher Verlauf der Reflektivität einstellt und das Maximum sich nur leicht nach links verschiebt. Ab einem Winkel von etwa  $\vartheta = 20^\circ$  fällt die Reflektivitätsfunktion in alle Richtungen stark ab. Bei beiden Reflektoren ist bei einem Zielwinkel von  $\vartheta = -19.4^\circ$  ergibt sich ein verzerrtes Maximum. Die horizontalen Streifen durch den Einfluss des Messtischs treten hier deutlich hervor. Bei einem Winkel von  $\vartheta = -27^\circ$  ist die Reflektivität bei beiden Reflektoren in dem gesamten Winkelbereich oberhalb  $\vartheta = 11^\circ$  bei  $T1$  und  $\vartheta = 20^\circ$  bei  $S1$  hoch, ein Maximum tritt hier nicht mehr deutlich hervor. Die Winkelbestimmung bei diesen Winkelablagen ist störanfällig, da die Steuervektoren sich stark ähneln.

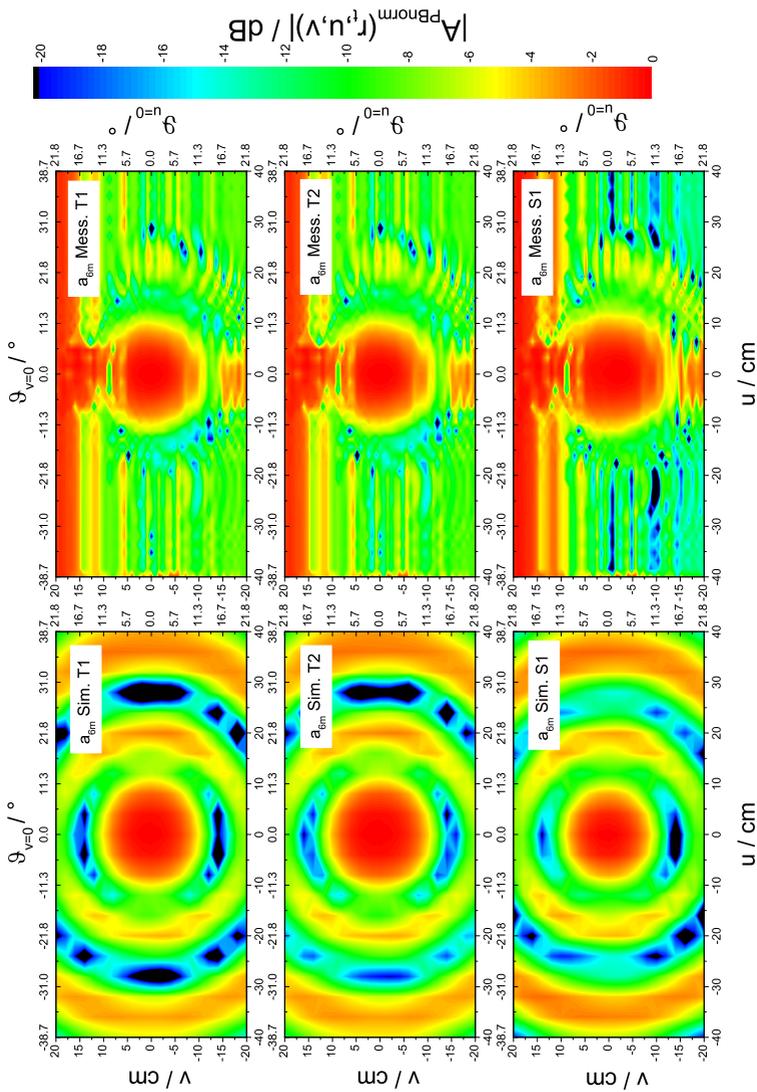


Abbildung 4.42. Bildgebung der Multimodeantenne in der  $uv$ -Ebene verschiedener Reflektoren in Hauptstrahlrichtung mit simulierten und gemessenen Steuervektoren  $\vec{a}_{\text{em}}T1$ . Linke Spalte: simulierte Steuervektoren; Rechte Spalte: gemessene Steuervektoren

Unterhalb der genannten Winkelbereiche ist die Reflektivität jedoch gering, bei  $T1$  ist jedoch ein schwaches lokales Maximum bei  $u, v = 0$  erkennbar, da der Zielwinkel nah an der Mehrdeutigkeit bei  $\vartheta_{u=0} = 21.8^\circ$  liegt. Der Vergleich offenbart, dass die stark winkelabhängige Rückstreuung der Scheibe  $S1$  eine Veränderung der Form der Intensitätsverteilung bewirkt. Statt ausgeprägter Maxima bei  $T1$  verbreitert sich die Funktion bei  $S1$  und es ergibt sich insgesamt eine diffusere Abbildung. Die Eigenschaften der Abbildung des Reflektors  $T1$  soll nun für beide Antennen an charakteristischen Reflektorpositionen verglichen werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.44 zusammengefasst. In der linken Spalte der Abbildungen sind die Ergebnisse der Gruppenantenne dargestellt, in der rechten Spalte befinden sich die Ergebnisse der Multimodeantenne. Der Abstand  $z_{cal}$  beträgt nun 1 m. Die Reflektorpositionen sind mit einem schwarzen Kreuz gekennzeichnet. Die obigen Abbildungen zeigen die Rekonstruktion mittels gemessener Steuervektoren für die Position  $u = -40$  cm und  $v = -20$  cm. Dies entspricht einem Winkel  $\vartheta = 24^\circ$  und einem Winkel  $\varphi = 210^\circ$ , also einem der kritischen Schnittebenen der Gruppenantenne, in denen sich die Gitterkeule im Fall der Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{d\vartheta}$  bei  $\vartheta = 32.2^\circ$  befindet. Bei einem Zielwinkel von  $\vartheta = 24^\circ$  würde die Gitterkeule daher bei  $\vartheta = 8.8^\circ$  und  $\varphi = 30^\circ$  erwartet werden, so dass die Entfernung der Keulen wieder  $\vartheta = 32.2^\circ$  beträgt. In der Abbildung ist zu erkennen, dass sich in der Messung ein Winkelabstand zwischen Hauptkeule und erster Gitterkeule von  $\vartheta = 35^\circ$  einstellt. Eine weitere Erhöhung des Winkels  $\vartheta$  würde dazu führen, dass sich die Gitterkeule in Hauptstrahlrichtung befände und somit die Eindeutigkeit der Bildgebung gefährden könnte. Bei gleicher Reflektorposition weist die Multimodeantenne keine Mehrdeutigkeit auf. Bei Winkeln  $\vartheta \approx 15^\circ$  ist zu erwarten, dass sich bei Rekonstruktion mittels Multimodeantenne eine besonders geringe Rückstreuintensität in Hauptstrahlrichtung ergibt, da gemäß Abbildung 4.42 vor allem bei den simulierten Steuervektoren bei diesem Winkel eine deutliche Nullstelle der Reflektivität auftritt. In der mittleren Zeile aus Abbildung 4.44 wurde der Reflektor in diese Nullstelle bei  $u = 26$  cm und  $v = 0$  cm platziert. Bei der Rekonstruktion mittels Multimodeantenne ist nahe der Hauptstrahlrichtung die erwartete Nullstelle zu sehen. Die Gruppenantenne weist bei der gleichen Reflektorposition eine ähnlich geringe Reflektivität in Hauptstrahlrichtung auf. In der letzten Zeile der Abbildungen ist der Reflektor am Rand des Bildbereich bei  $u = -20$  cm und  $v = 0$  cm positioniert. Dies entspricht einem Winkel  $\vartheta \approx 22^\circ$ . Dieser Winkel entspricht einem lokalen Maximum in Form der konzentrischen Kreise in Abbildung 4.42. Hier ist eine Mehrdeutigkeit in Hauptstrahlrichtung bei der Multimodeantenne zu er-

warten. Im unteren rechten Diagramm aus Abbildung 4.44 ist im Rekonstruktionsergebnis erkennbar, dass neben hohen Reflektivitätswerten am Rand sich ein deutliches Maximum nahe der Hauptstrahlrichtung ausbildet. Hiermit ist bewiesen, dass auch die Multimodeantenne wie die Gruppenantenne Mehrdeutigkeiten aufweist. Die gleiche Zielposition wird mit der Gruppenantenne ohne Mehrdeutigkeit erkannt. In diesem Abschnitt wurden die notwendigen Schritte erläutert, die für eine bildgebende Messung notwendig sind. Es wurde gezeigt, dass bei Anwendung eines ML-Beamformers unterschiedliche Möglichkeiten bestehen, die notwendigen Steuervektoren zu bestimmen. Die messtechnisch bestimmten Vektoren weisen durch parasitäre Reflexion an den sich bewegenden Teilen des Messaufbaus und durch Mehrfachreflexionen Welligkeiten in der Bildgebung auf. Weiterhin ist eine Messung vieler räumlicher Stützstellen notwendig. Alternativ können die Steuervektoren aus einem Simulationsmodell oder, falls vorhanden, aus einem analytischen Modell der Richtcharakteristiken bestimmt werden. Die Welligkeiten können dadurch beseitigt werden. Es wurde weiterhin verifiziert, dass die Gitterkeulen der Gruppenantenne zu Mehrdeutigkeiten an den theoretisch erwarteten Zielpositionen auftreten. Auch bei der Multimodeantenne konnten Mehrdeutigkeiten beobachtet werden. Es wurde anhand der Messung einer Metallscheibe im Nahfeld gezeigt, dass die Bildgebung prinzipiell auch auf Nahfeldreflektoren anwendbar ist. Im nächsten Abschnitt werden nun die statistischen Eigenschaften der Winkelschätzung untersucht.

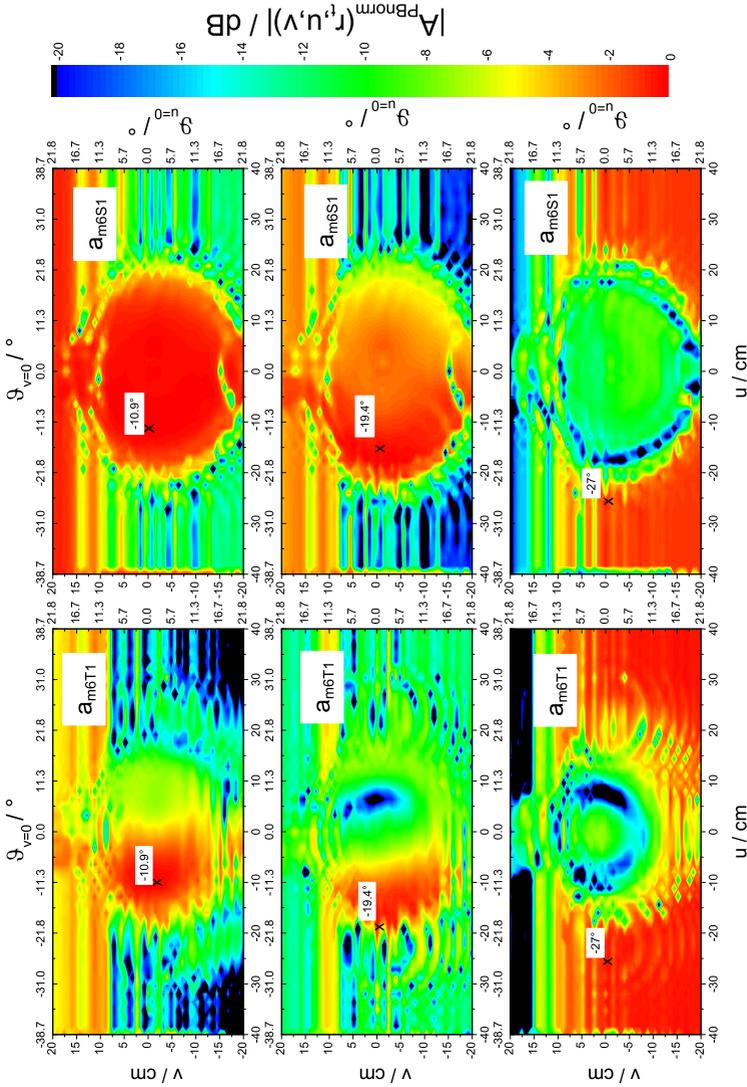


Abbildung 4.43. Vergleich der Bildgebung für verschiedene Positionen  $u$  bei  $v = 0$  und unterschiedlicher Reflektoren T1 und S1 mit deren gemessenen Steuervektoren.

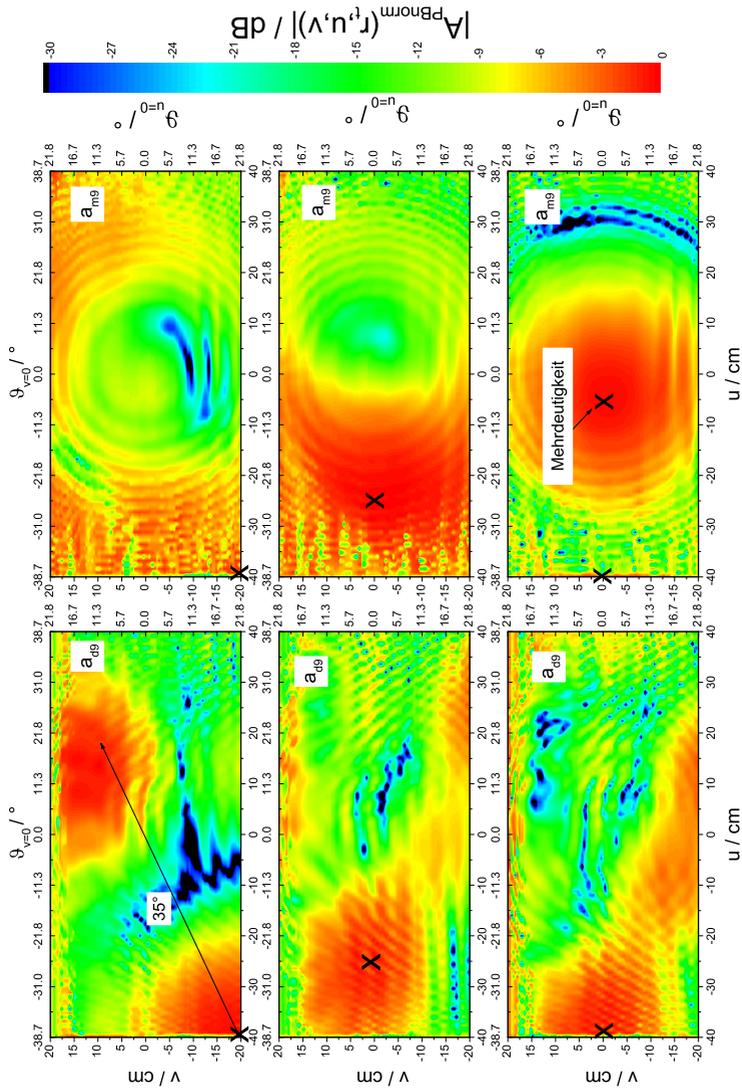


Abbildung 4.44. Vergleich der Bildgebung mit Reflektor  $\vartheta_{v=0} = 35^\circ$  in  $z_{\text{ref}} = 1$  m für charakteristische Reflektorpositionen mit der Gruppenantenne (linke Spalte) sowie der Multimodeantenne (rechte Spalte)

### 4.2.3. Verifikation der Ausfallwahrscheinlichkeit

Die Ausfallwahrscheinlichkeit wurde in Abschnitt 4.1.2 für die beiden bildgebenden Antennenkonzepte theoretisch anhand der Bestimmung der Standardabweichung des geschätzten Zielwinkels  $\vartheta_i^*$  in Abhängigkeit des  $SNR$  hergeleitet. Gemäß der Herleitung ist die Winkelschätzung  $\vartheta_i^*$  bei beiden Konzepten näherungsweise unabhängig vom Zielwinkel  $\varphi_i^*$ . Diese statistischen Eigenschaften werden nun messtechnisch verifiziert und abschließend in einer Testmessung das Ausfalldiagramm für einen weiten  $SNR$ -Bereich ermittelt.

Zunächst soll untersucht werden, dass bei beiden Antennenkonzepten die Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  des gemessenen Zielwinkels  $\vartheta_i$  unabhängig vom Parameter  $\varphi_i$  ist. Der entsprechende Messaufbau zur Verifikation ist in Abbildung 4.45 skizziert. In einem Bereich zwischen  $-10 \text{ cm} < u < 0 \text{ cm}$  in 101 Schrit-

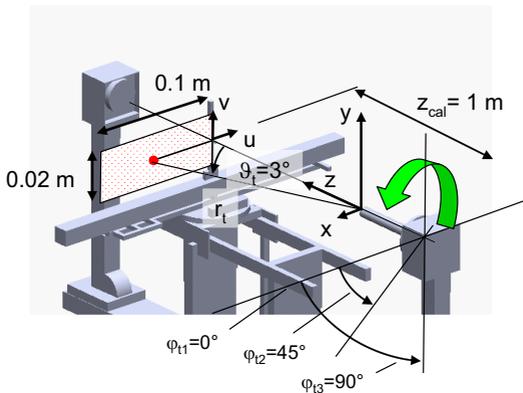


Abbildung 4.45. Messanordnung zur Bestimmung der Unabhängigkeit der Winkelschätzung des Parameters  $\vartheta_i$  vom Winkel  $\varphi_i$ .

ten und  $-1 \text{ cm} < v < 1 \text{ cm}$  in 5 Schritten werden die Steuervektoren  $\vec{a}_{m3}$  für die Multimodeantenne und  $\vec{a}_{d3}$  für die Gruppenantenne mit maximaler Leistung des NWA ermittelt. Daraufhin werden für einen konstanten Zielwinkel  $\vartheta_i = 3^\circ$  bei mehreren Sendeleistungen des NWA jeweils  $N = 1000$  Messungen durchgeführt und für jede Messung der geschätzte Winkel  $\vartheta_i^\circ$  ausgewertet. Um den Einfluss des Winkels  $\varphi_i$  auf die Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  zu bestimmen, wird die Kalibrierung sowie die Messung der Stichprobe für drei Winkel  $\varphi_i = 0^\circ, 45^\circ$  und  $90^\circ$  durchgeführt. Neben der Unabhängigkeit von  $\varphi_i$  soll die

Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  mit der CRB für die Gruppenantenne gemäß Gleichung 4.15 verglichen werden. Für die Multimodeantenne werden die empirischen Daten mit den theoretischen Werten aus Gleichung 4.23 verglichen. Um die gemessenen von den theoretischen Standardabweichungen zu unterscheiden wird für gemessene Werte die Variable  $\vartheta_{\sigma_s}$  eingeführt, die Variable  $\vartheta_\sigma$  entspricht weiterhin der theoretischen Standardabweichung. Zur Bestimmung der theoretischen Werte  $\vartheta_\sigma$  ist die Bestimmung des *SNR* aus der Messung erforderlich. Statt direkt die Leistung der Wellengrößen zu bestimmen, wird die Schätzung indirekt in den Impulsantworten  $\tilde{h}_{tp}(r, \vartheta, \varphi)$  durchgeführt, die durch inverse Fouriertransformation aus den Streuparametern ermittelt wird. Die Amplitude der Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp}(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)$  wird für aus jeder der 1000 Messungen extrahiert. Dabei wird stellvertretend für alle Antennen der Gruppenantenne die Amplitude aus der Impulsantwort  $\tilde{h}_{tp,diel}$  der Antenne *A2* ermittelt, bei der Multimodemessung wird die Amplitude aus  $\tilde{h}_{tp,HvHv}$  extrahiert. Die zur Empfangsleistung proportionale Größe  $P_{Snorm}$  wird über den quadratischen Mittelwert der Amplituden über die Stichprobe gemäß Gleichung 4.32 ermittelt.

$$P_{Snorm} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\tilde{h}_{tp,n}(r_t, \vartheta_t, \varphi_t)|^2 \quad (4.32)$$

Die Rauschleistung wird ebenfalls aus den Impulsantworten ermittelt. Hierzu wird in der Impulsantwort ein Intervall von etwa  $M = 400$  Samples (5-faches Zero-Padding) entsprechend einem Entfernungsbereich von etwa 4 m extrahiert, in dem sich kein Ziel befindet und der quadratische Mittelwert über die Samples bestimmt. Dieser wird über die Stichprobe gemittelt, so dass sich insgesamt ein Ausdruck  $P_{Nnorm}$  gemäß Gleichung 4.33 ergibt. Die Variable  $K$  entspricht dabei dem Index des ersten der 400 Samples des Intervalls, in dem die Rauschleistung ermittelt wird.

$$P_{Nnorm} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{K+M} \sum_{m=K}^M |\tilde{h}_{tp,n}(r(M), \vartheta_t, \varphi_t)|^2 \quad (4.33)$$

Die Rauschleistung ist nicht für alle Impulsantworten identisch. Einerseits ist die Dynamik des NWA bei einer Transmissionsmessung höher als bei einer Reflexionsmessung und andererseits wirken sich Kalibrierfehler auf die Amplituden in den Impulsantworten aus. Daher werden für die Berechnung der Standardabweichungen  $\vartheta_\sigma$  unterschiedliche *SNR* zugrunde gelegt und als Toleranzschlauch in den Abbildungen dargestellt. Die größte Standardabweichung ergibt sich mit der größten Rauschleistung, also dem geringsten *SNR* zu  $\vartheta_{\sigma+}$ ,

Tabelle 4.4. Zusammenfassung der verwendeten statistischen Parameter

$\vartheta_{\sigma}$	Standardabweichung theoretisch mit mittlerem <i>SNR</i>
$\vartheta_{\sigma_s}$	Standardabweichung messtechnisch
$\vartheta_{\sigma_l}$	untere Grenze des 99%-Konfidenzintervalls
$\vartheta_{\sigma_h}$	obere Grenze des 99%-Konfidenzintervalls
$\vartheta_{\sigma+}$	Standardabweichung theoretisch mit größtem <i>SNR</i>
$\vartheta_{\sigma-}$	Standardabweichung theoretisch mit geringstem <i>SNR</i>

wobei die geringste Standardabweichung für die geringste Rauschleistung zu  $\vartheta_{\sigma-}$  führt. Zusätzlich wird durch eine weitere Mittelwertbildung über alle Rauschleistungen aus allen Impulsantworten letztlich der Wert  $\vartheta_{\sigma}$  berechnet. Das sich ergebende *SNR* entspricht gleichzeitig den in den Diagrammen angebrachten Werten. Durch die begrenzte Stichprobe der Messung kann der Parameter  $\vartheta_{\sigma_s}$  nur mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit innerhalb eines so genannten Konfidenzintervalls gemessen werden. Das Konfidenzintervall mit einem Konfidenzniveau von 99% ergibt sich gemäß [55] zu Gleichung 4.34.

$$\vartheta_{\sigma_{l,h}} = \sigma_{\vartheta_s} \pm 2.58 \frac{\vartheta_{\sigma}}{\sqrt{2 \cdot N}} \quad (4.34)$$

Der Parameter  $\vartheta_{\sigma_l}$  entspricht dabei der unteren Grenze des Konfidenzintervalls korrespondieren zur Wahl des Minuszeichen in der Gleichung, der Parameter  $\vartheta_{\sigma_h}$  entspricht der oberen Grenze mit positivem Vorzeichen in der Gleichung. Das Konfidenzintervall ist in den Abbildungen mit eingezeichnet. Alle zur Auswertung wichtigen Parameter sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst. In Abbildung 4.46 ist das Ergebnis für die Rekonstruktion mit der Gruppenantenne unter Verwendung der Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$  dargestellt. Die oberen und die untere linke Abbildung zeigen die Ergebnisse der Standardabweichung des geschätzten Winkels  $\vartheta_t^*$  für die drei Winkel  $\varphi_t$ . Die gemessenen Werte starten bei niedrigen *SNR* um 10 dB im Bereich von  $\vartheta_{\sigma_s} = 1^\circ$  und fallen mit steigendem *SNR* auf Werte im Bereich  $\vartheta_{\sigma_s} = 0.25^\circ$ . Bei den Winkeln  $\varphi_t = 0^\circ$  und  $\varphi_t = 45^\circ$  liegt die gemessene Standardabweichung über dem theoretischen Wert  $\vartheta_{\sigma}$  für mittlere *SNR*, sie berühren die Kurve für  $\vartheta_{\sigma-}$ . Im Fall  $\varphi_t = 90^\circ$  liegen die Messwerte im Bereich der theoretischen Werte für das mittlere *SNR*. In der rechten unteren Abbildung sind alle Messkurven zusammengefasst. Die Werte liegen in einer ähnlichen Größenordnung, die Messung bei  $\varphi_t = 90^\circ$  zeigt etwas bessere Werte. Die verbleibende Abweichung kann durch die unterschiedlichen Formen der Richtcharakteristiken in E- und H-Ebene

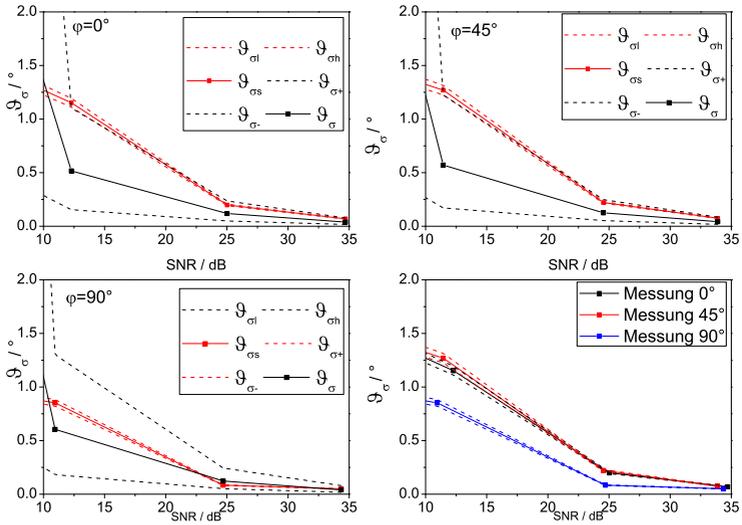


Abbildung 4.46. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Gruppenantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{d3}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\varphi$  als Funktion des  $SNR$

entstehen oder durch die unterschiedlichen  $SNR$  jeder Antenne.

Die gleiche Untersuchung wurde mit der Multimodeantenne durchgeführt, wobei die Steuervektoren  $\vec{a}_{m3}$  zur Rekonstruktion verwendet wurden. Als Eingangsgrößen wurden die Impulsantworten  $\tilde{h}_{lp,HVHV}$ ,  $\tilde{h}_{lp,EHV}$  und  $\tilde{h}_{lp,EHh}$  verwendet. Die theoretischen Werte wurden für den zweidimensionalen Fall unter Verwendung zweier Impulsantworten ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.47 dargestellt. Die gemessenen Werte  $\vartheta_{\sigma_s}$  liegen etwas unterhalb der theoretischen Werte  $\vartheta_{\sigma}$  für das gemittelte  $SNR$ . Bei der Multimodeantenne ist die Unabhängigkeit der Winkelschätzung vom Winkel  $\varphi_t$  deutlich ausgeprägt. Im unteren rechten Diagramm liegen die Werte für  $\varphi_t = 0^\circ$  und  $\varphi_t = 45^\circ$  innerhalb der Konfidenzintervalle, so dass eine präzisere Aussage über eventuelle Abweichungen nur über die Vergrößerung der Stichprobe erfolgen kann. Die gemessene Standardabweichung ist bei  $\varphi_t = 90^\circ$  erneut etwas besser als bei den anderen Winkelwerten. Sowohl die Gruppenantenne und die Multimodeantenne weisen eine E- und H-Ebene auf, so dass möglicherweise

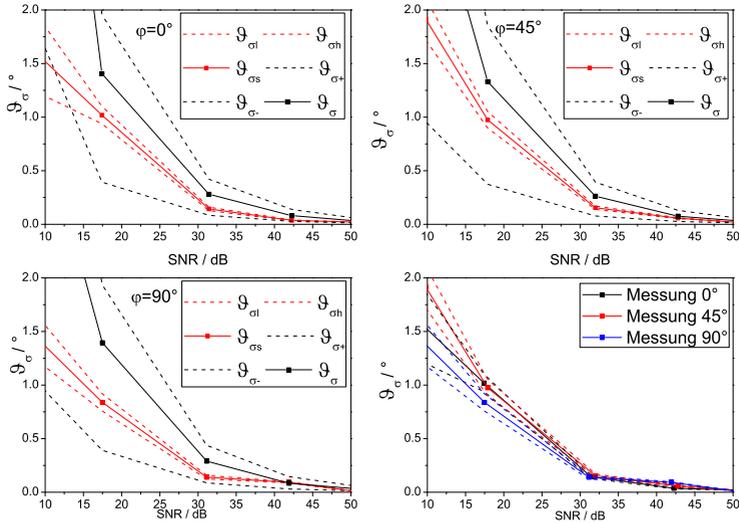


Abbildung 4.47. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Multimodeantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{m3}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\varphi$  als Funktion des SNR

eine Winkelschätzung in der H-Ebene der Antennen einen Vorteil gegenüber Messungen in der E-Ebene besitzt.

In der folgenden Untersuchung wird die gemessene und theoretische Standardabweichung des geschätzten Winkels  $\vartheta_l^*$  als Funktion des Zielwinkels  $\vartheta_l$  miteinander verglichen. Die Untersuchung erfolgt für zwei Sendeleistungen des NWA von  $P_{out1} = -30$  dBm und  $P_{out2} = 0$  dBm. Die Untersuchung wird bei einem Zielwinkel von  $\varphi_l = 0^\circ$  mit dem Messaufbau nach Abbildung 4.45 untersucht. Der Winkel  $\vartheta_l$  wird in Schritten von  $2^\circ$  zwischen  $\vartheta_l = 0^\circ$  und  $\vartheta_l = 8^\circ$  variiert und für jede Position eine Stichprobe von  $N = 1000$  Messungen durchgeführt. In diesem Abschnitt werden Ergebnisse für die Rekonstruktion mit den Steuervektoren  $\vec{a}_{d3}$  und  $\vec{a}_{m3}$  gezeigt. Die Ergebnisse für die Steuervektoren mit 6 und 9 Impulsantworten befinden sich im Anhang B. Abbildung 4.48 zeigt die Ergebnisse für die Gruppenantenne mit  $\vec{a}_{d3}$ . In der linken Abbildung ist das Ergebnis für  $P_{out1}$  dargestellt. Die Messwerte ändern sich über den Winkel  $\vartheta_l$  nur gering. Das theoretische Ergebnis  $\vartheta_\sigma$  für das gemittelte SNR bildet das Messergebnis gut nach. Die mittleren

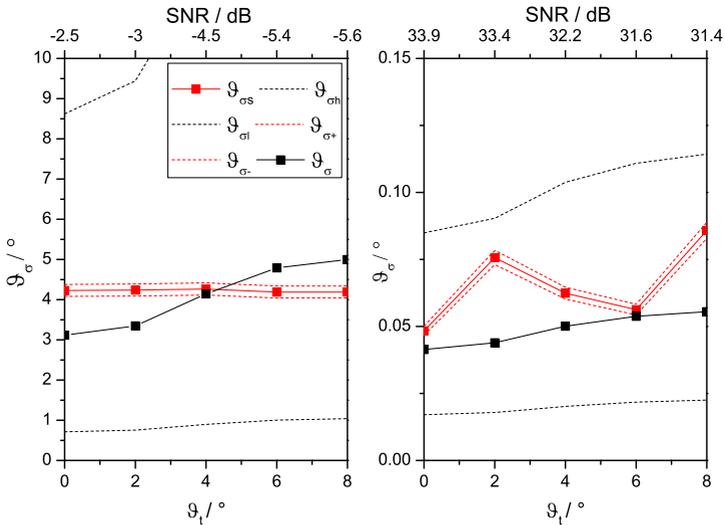


Abbildung 4.48. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Gruppenantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{d3}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA

$SNR$  sind hier leicht negativ, also unter der Rauschgrenze. Trotzdem ist eine Winkelschätzung weiterhin möglich, jedoch wurde bei der Auswertung die radiale Entfernung als bekannt vorausgesetzt, da die herkömmliche Suche nach der Reflexionsamplitude in den Impulsantworten versagt hätte. Bei Erhöhung der Sendeleistung auf  $P_{out2}$  ist eine Erhöhung des mittleren  $SNR$  um etwa 35 dB gegenüber  $P_{out1}$  erkennbar. Der gemessene Wert  $\vartheta_{\sigma_s}$  steigt mit einer Welligkeit vom Minimalwert in Hauptstrahlrichtung mit  $\vartheta_{\sigma_s} = 5/100^\circ$  auf  $\vartheta_{\sigma_s} = 8/100^\circ$  an. Die Werte liegen im Bereich der theoretischen Werte  $\vartheta_{\sigma}$  Werte, die jedoch keinen welligen Verlauf aufweisen. Vermutlich haben parasitäre Reflexionen oder Mehrfachreflexionen zwischen Reflektor und Antenne wie bereits im vorherigen Abschnitt der Referenzmessungen einen Einfluss auf die Steuervektoren, die den Verlauf der komplexen Richtcharakteristiken nicht ideal nachbilden. Trotz der Unsicherheit bezüglich der Wahl des  $SNR$  zeigt sich das mittlere  $SNR$  als ein guter Richtwert, um eine Übereinstimmung zwischen theoretisch und messtechnisch ermittelten Standardabweichungen zu erreichen. Die im Anhang B dargestellten Ergebnisse

für 6 und 9 Impulsantworten zeigen ähnliche Verläufe. Auch hier ist die Welligkeit für hohe SNR erkennbar. Das mittlere SNR steigt über die Anzahl der verwendeten Impulsantworten an, da die Transmissionen höhere SNR aufweisen als die Reflexionen. Im Folgenden wird die gleiche Untersuchung für die Multimodeantenne durchgeführt. Das Ergebnis für die Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{m3}$  ist in Abbildung 4.49 dargestellt. Die linke Abbildung entspricht

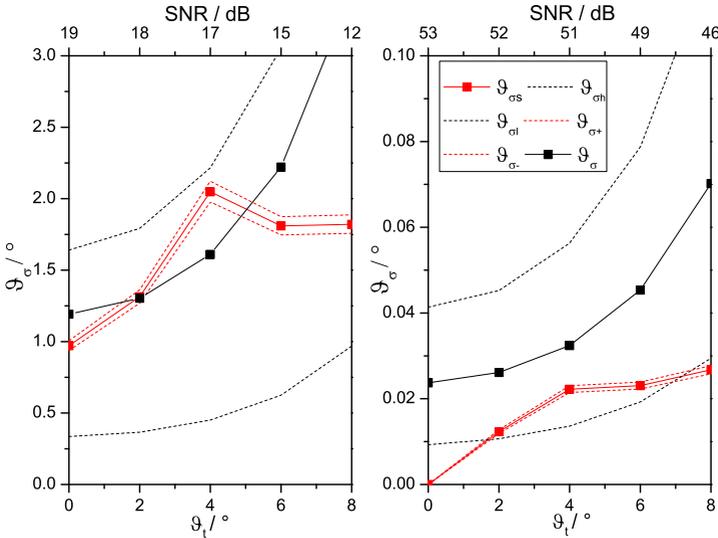


Abbildung 4.49. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Multimodeantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{m3}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA

wieder der geringen Sendeleistung  $P_{out1}$ . Im Vergleich zur Gruppenantenne liegt das mittlere SNR um etwa 20 dB höher. Durch den Unterschied der bidirektionalen Übertragungsfunktionen zwischen Grundmode  $H_{11}$  und der dielektrischen Einzelantenne ist eine Erhöhung des SNR um etwa 10 dB zu erwarten. Dieser Unterschied kann auch in den Ergebnissen für  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  im Anhang beobachtet werden. Bei Verwendung von  $\vec{a}_{m3}$  zur Rekonstruktion wird jedoch Port 2 des NWA nicht verwendet. Dieser weist durch die langen Zuleitungen ein schlechteres SNR auf. Dieser Port wird jedoch für alle Varianten von Steuervektoren bei der Gruppenantenne mit verwendet, so dass bei der Multimodeantenne mit  $\vec{a}_{m3}$  das mittlere SNR nochmals höher ist. Für die

geringe Sendeleistung ergeben sich Standardabweichungen  $\vartheta_{\sigma_s}$  zwischen  $1^\circ$  und  $2^\circ$ . Erwartungsgemäß steigen die Werte zu höheren Winkeln  $\vartheta_l$  an. Auch hier ist eine Welligkeit des Verlaufs erkennbar. Die Werte liegen im Bereich der theoretischen Werte  $\vartheta_\sigma$  für mittlere  $SNR$ . Bei  $\vartheta = 8^\circ$  steigt der theoretische Wert stark an. Hier liegt jedoch in etwa die Grenze des Modells, da das  $SNR$  bei 12 dB liegt. Da das Modell nur für die Schwenkung in einer Ebene gilt, in der Messung jedoch eine dreidimensionale Rekonstruktion erfolgt, ist eine Abweichung zwischen Theorie und Messung zu erwarten. Eine Abweichung kann bei der höheren Sendeleistung  $P_{out2}$  beobachtet werden. Hier steigt die gemessene Standardabweichung zu größeren  $\vartheta_l$  an, liegt jedoch weit unterhalb der theoretischen Werte für das mittlere  $SNR$ . Dies könnte einerseits durch die eingeschränkte Gültigkeit des Modells oder durch die Diskretisierung der Steuervektoren bedingt sein, da hier bereits sehr geringe Standardabweichungen unterhalb der Winkelschrittweite in der Kalibrierung erreicht werden. Dies führt bei  $\vartheta_l = 0^\circ$  dazu, dass bei jeder Messung in der Stichprobe auf den Steuervektor bei  $\vartheta_l = 0^\circ$  entschieden wird. Bei Erhöhung des Winkels  $\vartheta_l$  und der damit einhergehenden Abnahme des  $SNR$  steigt die gemessene Standardabweichung an. Insgesamt kann mit Berücksichtigung der Ergebnisse im Anhang in Abbildung B.3 und B.4 für die Steuervektoren  $\vec{a}_{m6}$  und  $\vec{a}_{m9}$  gefolgert werden, dass die gemessenen Standardabweichungen in der Regel unterhalb der theoretischen Werte für das mittlere  $SNR$  liegen.

Insgesamt weist die Multimodeantenne im Gegensatz zur Gruppenantenne eine geringere Standardabweichung  $\vartheta_{\sigma_s}$  auf. Bei niedriger Sendeleistung liegen die Werte  $\vartheta_{\sigma_s}$  bei der Gruppenantenne im Bereich von  $3 - 4^\circ$ , wobei die Multimodeantenne Ergebnisse im Bereich von  $1 - 2^\circ$  aufweist. Bei hoher Sendeleistung liegen die Werte  $\vartheta_{\sigma_s}$  bei der Gruppenantenne im Bereich von  $3/100 - 8/100^\circ$ , die Multimodeantenne erzielt Werte zwischen  $0^\circ$  und  $5/100^\circ$ . Die letzte Untersuchung dieses Abschnitts befasst sich mit der messtechnischen Bestimmung der Ausfalldiagramme für die Referenzantenne und die beiden bildgebenden Antennenkonzepte. Als Referenzmessung wird hier die Reflexionsinformation eines der Antennenports für den  $H_{11}$ -Mode verwendet. Ausgangspunkt ist die empirische Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeiten  $P_{out}$  für unterschiedliche  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$  und Zielwinkel  $\vartheta_{st}$ . Die Untersuchung ist aufgrund der Messung in der Antennenmesskammer einigen Einschränkungen unterworfen, die anhand des Messaufbaus in Abbildung 4.50 erläutert werden. Für die Messung ist es erforderlich, zwei Reflektoren gleichzeitig in die Radarstrecke einzubringen. Hierzu wird eine weitere Halterung

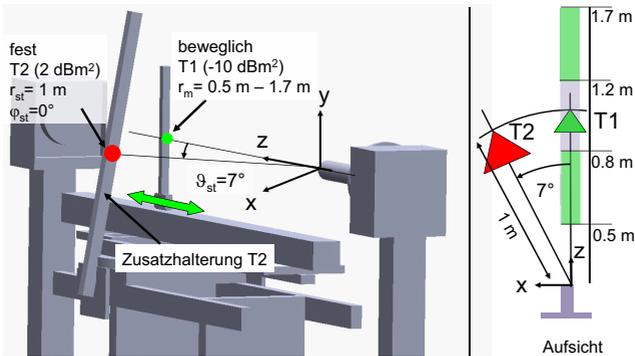


Abbildung 4.50. Messanordnung zur Bestimmung des Ausfallwahrscheinlichkeiten  $P_{out}$  für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$

verwendet, die den Tripelspiegel  $T2$  bei  $\varphi_{st} = 0^\circ$  in Position hält, der als Störreflektor verwendet werden soll. Die Medienreflexion wird durch den Tripelspiegel  $T1$  nachgebildet, der auf der nun längs zur Antennenachse orientierten Linearführung angebracht ist und automatisch in verschiedenen Abständen  $0.5\text{ m} < r_m < 1.7\text{ m}$  positioniert werden kann. Durch die Verschmelzung der Pulsamplituden beider Reflektoren in den Impulsantworten wird der Bereich  $0.8\text{ m} < r_m < 1.2\text{ m}$  ausgespart. Um die Vorteile der bildgebenden Verfahren zu zeigen, wird der Winkel des Störreflektors  $\vartheta_{st}$  möglichst gering gewählt. Durch die Wahl von  $T2$  als Störreflektor, dessen Rückstreuquerschnitt um 12 dB größer ist als  $T1$  entstehen in der 1D-Messung Fälle, in denen die Pulsamplitude der Störreflexion höher ist als die der Nutzreflexion. Durch Variation der Position von  $T1$  kann die Pulsamplitude des Nutzreflektors verändert werden, so dass die Ausfallwahrscheinlichkeit für unterschiedliche Amplitudendifferenzen untersucht werden kann. Durch die Geometrie der Tripelspiegel beträgt der minimale Winkel  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  in einem Abstand von  $r_{st} = 1\text{ m}$ . Die Untersuchung wurde auf diesen Winkel beschränkt. Zusätzlich zur Position des Nutzreflektors  $r_m$  ermöglicht die Variation der Sendeleistung  $P_{gen}$  des NWA in einem Bereich von  $-70\text{ dBm} < P_{gen} < 20\text{ dBm}$  eine Veränderung des SNR der Messungen. Durch die beiden Variationsmöglichkeiten wird im Ausfalldiagramm ein Bereich entsprechend Abbildung 4.51 aufgespannt. Der Mittelpunkt des Diagramms wird durch den Punkt  $SNR_m = x\text{ dB}$  und  $SNR_{st} = x + 12\text{ dB}$  gekennzeichnet. An diesem Punkt befinden sich beide Reflektoren in einem

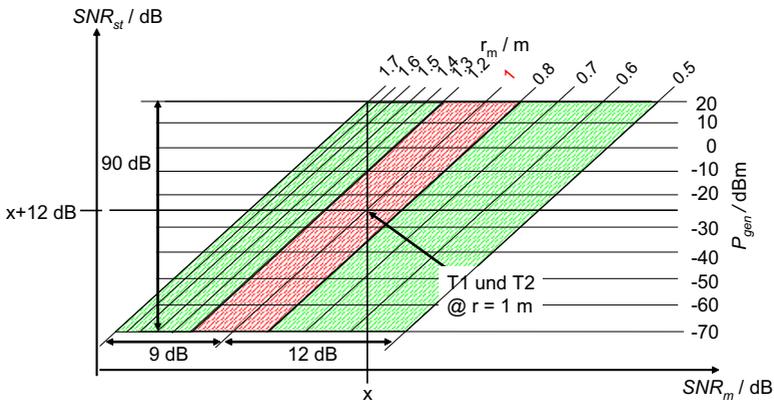


Abbildung 4.51.  $SNR$ -Bereiche des Ausfalldiagramms, die durch den Messaufbau berücksichtigt werden können.

Abstand von  $r = 1$  m, daher bewirkt der um 12 dB größere Rückstreuquerschnitt von  $T2$  eine Verschiebung der  $y$ -Achse. Der Bezugswert  $x$  dB wird später bestimmt. Wird der Nutzreflektor bewegt, so ändert sich  $SNR_m$ , da sich die Entfernung zur Antenne und damit auch die Pulsamplitude ändert. Das  $SNR_{st}$  des Störreflektors bleibt in diesem Fall unverändert, so dass das Ausfalldiagramm in horizontaler Richtung durchlaufen wird. Die Abstandsvariation erfolgt in Schritten zu 10 cm und bewirkt im Fall  $r_m = 1.7$  m eine Absenkung des  $SNR_m$  um 9 dB oder bei  $r_m = 0.5$  m eine Erhöhung um 12 dB gegenüber  $r_m = 1$  m. Durch die Variation der Sendeleistung  $P_{gen}$  ändern sich  $SNR_m$  und  $SNR_{st}$  gleichermaßen, da hier die Dynamik des Messsystems verändert wird. Die Leistung wird in Schritten von 10 dB verändert und bewirkt eine diagonale Verschiebung im Ausfalldiagramm. Alle Kombinationen aus  $r_m$  und  $P_{gen}$  ergeben 100 Rasterpunkte, die sich zu den Schnittpunkten der Gitternetzlinien ergeben. An jedem Punkt im Diagramm wird sowohl mit der Gruppenantenne und der Multimodeantenne mit einer Stichprobe von  $N = 1000$  die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  bestimmt. Der Bezugswert  $x$  dB entspricht dem Unterschied des  $SNR$ , mit dem Reflektor  $T1$  gegenüber dem in Gleichung 4.2 aus Abschnitt 4.1 definierten Referenzreflektor gemessen wird. Der Rückstreuquerschnitt  $\sigma_{min} = |\gamma_{min}|^2$  ist vom maximalen  $SNR_{max}$  der Messung abhängig. Da als Referenzpunkt die Mitte des Ausfalldiagramms gewählt wurde, muss hier das  $SNR_{max}$  bei einer Sendeleistung von  $P_{gen} = -25$  dBm angesetzt wer-

den. Aus den Messungen konnte eine Dynamik<sup>7</sup> von etwa 70 dB ermittelt werden. Somit ergibt sich für  $SNR = 0$  dB ein minimaler Rückstreuquerschnitt zu  $\sigma_{min} \approx -38$  dBm<sup>2</sup>. Der Reflektor  $T1$  erreicht mit  $\sigma_{T1} = -10$  dBm<sup>2</sup> somit ein  $SNR$  von  $x = 28$  dB. Für die SISO-Messung wird der Antennenport des Grundmodes  $H_{11}$  in vertikaler Polarisation verwendet. Die Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  für das Szenario im SISO-Fall ist in Abbildung 4.52 dargestellt. Die Posi-

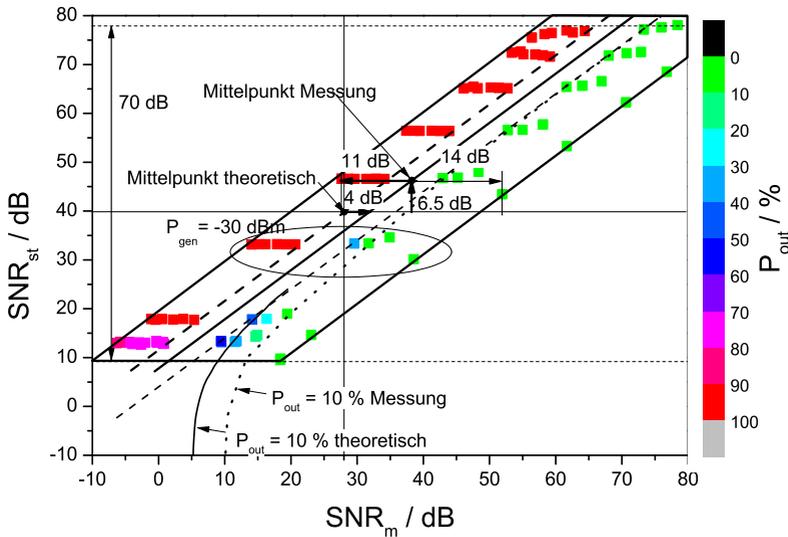


Abbildung 4.52. SISO-Ausfallwahrscheinlichkeit der Referenzantenne für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$

tionen der quadratischen Marker werden anhand der aus der Messung geschätzten  $SNR$  für die Reflektoren ermittelt. Es wird erwartet, dass die Marker auf den Rasterpunkten in Abbildung 4.51 liegen. Der Mittelpunkt des Rasters ist in der SISO-Messung um 4 dB in Richtung positiver  $SNR_m$  verschoben. Da die Berechnung des Mittelpunktes auf Grundlage der mittleren Dynamik über alle Streuparameter erfolgt ist, hier jedoch nur die Reflexionsinformation des Port 1 des NWA verwendet wird, ist diese Abweichung zu erwarten. Bei den bild-

<sup>7</sup>Die Dynamik ist hier als die Spanne zwischen maximalen Wert in der Impulsantwort von 0 dB entsprechend einer maximalen, passiven Reflexion bzw. Transmission und dem mittleren Wert der Impulsantwort in Bereichen, in denen sich nur Rauschsignale befinden. Die Rauschsignale werden über alle Streuparameter gemittelt, um eine mittlere Dynamik zu erhalten.

gebenden Verfahren tritt dieser Versatz nicht auf. Weiterhin ist der Mittelpunkt um 6.5 dB in Richtung  $SNR_{st}$  verschoben. Dieser Wert ist durch die Sendeleistung  $P_{gen}$  bedingt. Der gesamte Einstellbereich von 90 dB wird praktisch nicht erreicht, hier sind nur 70 dB Unterschied im  $SNR$  über die Verstellung der Sendeleistung erreichbar. Für die Leistung  $P_{gen} = -30$  dBm sind die Marker, die für die 10 verschiedenen Positionen von  $T1$  bestimmt wurden, in der Abbildung markiert. Sie bilden eine horizontale Linie im Diagramm. Durch Veränderung der Sendeleistung entstehen mit einem vertikalen Versatz weitere Gruppen von Markern. Am oberen Ende des Diagramms ist der Abstand von  $P_{gen} = 10$  dBm zu  $P_{gen} = 20$  dBm gegenüber den anderen Abständen etwas gestaucht, da die Maximalleistung nicht ganz erreicht wird. Im unteren Bereich gibt es ebenfalls eine Stauchung. Hier fallen die Marker bei  $P_{gen} = -70, -60$  und  $-50$  dBm auf eine Linie. In einer Leistungsmessung stellte sich heraus, dass der NWA in allen drei Einstellungen die gleiche Leistung von  $-50$  dBm abgibt, so dass der über die Sendeleistung zu variierende  $SNR$ -Bereich eingeschränkt ist. In vertikaler Richtung ist daher der Mittelpunkt des Diagramms um 6.5 dB verschoben. Bezüglich dieses gemessenen Mittelpunktes ist eine durchgezogene Gerade eingezeichnet, die dem gemessenen  $SNR$  der Reflektoren bei  $r_t = 1$  m entspricht. In den Markern für  $P_{gen} = \text{const.}$  ist die Lücke zwischen  $r_t = 0.8$  m und  $r_t = 1.2$  m deutlich erkennbar. Für  $P_{gen} = -30$  dBm ergibt sich bei Änderung des Reflektorabstands von  $r_t = 1$  m zu  $r_t = 1.7$  m eine Verringerung des  $SNR_m$  von 11 dB, eine Änderung auf  $r_t = 0.5$  m bewirkt eine Veränderung von 14 dB, was nah an den theoretischen Werten von 9 dB bzw. 12 dB liegt. Bei den Markern für konstante  $P_{gen}$  fällt auf, dass der äußere Marker für  $r_t = 0.5$  m gegenüber den anderen Markern in der Linie leicht vertikal in Richtung kleinerer  $SNR_{st}$  verschoben ist. Dies wird durch die Abschätzung des nah an der Antenne befindlichen Tripelspiegels  $T1$  verursacht. Die Farbe der Marker kodiert die über die Stichprobe ermittelte Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  zwischen 0% und 100% in Schritten zu 10%. Die für den Winkel  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  erwartete, theoretische Grenzlinie für  $P_{out} = 10\%$  im SISO-Fall ist als schwarze Linie eingezeichnet, die gestrichelte Linie entspricht der Asymptote für hohe  $SNR$ . Für hohe  $SNR$  verhält sich die Ausfallwahrscheinlichkeit wie theoretisch erwartet. Genau an der Asymptote ist noch eine Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out} < 10\%$  erreichbar. Zu großen Abständen des Reflektors  $T1$  dominiert die Reflexionsamplitude von  $T2$  und  $P_{out}$  erreicht 100%. Bei hohen  $SNR$  ist ein Schwellwertverhalten zu erwarten, da der Einfluss des Rauschens gering ist uns somit entscheidend ist, welcher Reflektor die größere Reflektivität aufweist. Diese ist deterministisch über den Abstand zwischen dem Reflek-

tor  $T1$  und der Antenne einstellbar. Bei niedrigen  $SNR$  ergeben sich entlang der theoretischen Kurven gemessene  $P_{out}$  bis zu 40%. Die gepunktete Kurve ist eine Schätzung des Kurvenverlaufs aus den Messdaten. Die Kurve startet mit einem Abstand von 5 dB bezüglich  $SNR_m$  und schmiegt sich mit steigendem  $SNR_m$  an die Asymptote an. Bis auf niedrige  $SNR$  stimmen Theorie und Messung gut überein, die Abweichungen sind möglicherweise durch eine fehlerbehaftete Schätzung der  $SNR$  bedingt.

Die Auswertung der Messdaten aus der Multimodeantenne ist in Abbildung 4.53 dargestellt. Zur Rekonstruktion wurden die simulierten Steuervektoren  $\vec{a}_{m9}$  aus Abschnitt 4.2.2 verwendet, die in einem kartesischen Raster in der Entfernung  $z_{cal} = 1$  m mit dem Reflektor  $T1$  ermittelt wurden. Die Rekonstruktion mit gemessenen Steuervektoren ergibt ähnliche Werte für  $P_{out}$ . Die mittlere Abweichung von  $P_{out}$  über alle Szenarien zwischen Rekonstruktion mit simulierten und gemessenen Steuervektoren liegt bei nur 3.7%. Der Wertebereich der

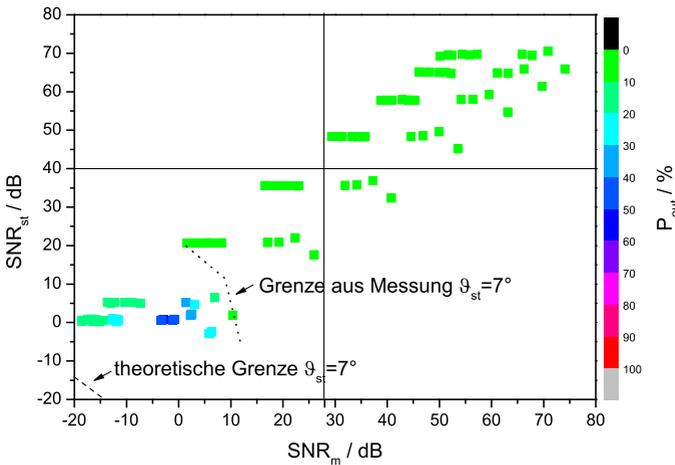


Abbildung 4.53. MIMO-Ausfallwahrscheinlichkeit der Multimodeantenne für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$

$SNR$  entspricht in etwa dem der Referenzantenne, jedoch ergeben sich durch die Mittelung der  $SNR$  über mehrere Impulsantworten niedrigere Werte des  $SNR$ . Der Mittelpunkt des Diagramms liegt nun auf dem theoretisch erwarteten Punkt ( $SNR_{st} = 40$  dB,  $SNR_m = 28$  dB), da die Dynamik für diesen Fall berechnet wurde. Die Linie für  $P_{out} = 10\%$  für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  wurde aus Abschnitt 4.1.2 übernommen. Da die Theorie nur für  $SNR > 12$  dB gilt, ist dieser Wert nur ein

Richtwert. Es wird erwartet, dass die gemessene Kurve  $P_{out} = 10\%$  in der Messung oberhalb der theoretischen Kurve liegt, da die Standardabweichung  $\vartheta_\sigma$  unterhalb 12 dB SNR in der Theorie stark unterschätzt wird. Im Diagramm ist eine Kurve für  $P_{out} = 10\%$  eingezeichnet, die aus den Messdaten angenähert wurde. Ab einer Sendeleistung von  $P_{gen} = -30$  dBm liegen alle Messwerte unterhalb von  $P_{out} = 10\%$ . Durch die Auswertung der Reflektorwinkel sind im Vergleich zur SISO-Messung geringe  $P_{out}$  nun auch bei starken Reflektivitäten des Störreflektors zu erzielen. Bei niedrigem SNR ergibt sich in den Zeilen konstanter Sendeleistung ein sich wiederholender Effekt der Verringerung von  $P_{out}$  hin zu geringeren  $SNR_m$ . In den Ergebnissen der geschätzten Winkel  $\vartheta_m^*$  des Nutzreflektors tritt bei den Positionen, in denen beide Reflektoren einen geringen Abstand zueinander haben, eine Häufung der Schätzungen um  $\vartheta_m^* = 3^\circ$  auf. Möglicherweise tritt hier eine gegenseitige Beeinflussung der Reflektoren auf, da die Impulsantworten der Einzelreflektoren sich gegenseitig überlagern. Dadurch entsteht eine statistische Abhängigkeit zwischen der Winkelschätzung beider Reflektoren. Bei hohen SNR fällt dieser Effekt nicht auf, da die geschätzten Winkel zwar auch hier verfälscht werden, jedoch die Standardabweichung der Winkelschätzung so gering ist, dass  $\vartheta_m < \vartheta_{st}$  immer erfüllt ist.

Im Folgenden wird die Ausfallwahrscheinlichkeit für die Gruppenantenne bestimmt. In Abbildung 4.54 ist das Ergebnis für eine Rekonstruktion mit analytisch ermittelten Steuervektoren  $\vec{a}_{d9}$  dargestellt. Das Resultat ist für hohe SNR mit dem der Multimodeantenne vergleichbar. Der Mittelpunkt des Diagramms liegt wieder bei dem erwarteten Mittelpunkt. Bei niedrigen SNR ergeben sich zwischen Multimodeantenne und Gruppenantenne leichte Unterschiede in der geschätzten Position der Marker. Bei der geringsten Sendeleistung des NWA ergibt sich ein minimales  $SNR_m$  von  $-10$  dB gegenüber  $-20$  dB bei der Multimodemessung. Dies ist durch parasitäre Reflektoren in den Bereichen in der Impulsantwort bedingt, in denen die Rauschleistung geschätzt wird. Entweder existieren in diesen radialen Entfernungen von der Antenne Teile des Messaufbaus, die reflektieren oder die Anteile sind durch Imperfektionen der Kalibrierung bei der Unterdrückung von Reflexionen innerhalb der Zuleitungen entstanden. Bei niedrigen SNR ist die Ausfallwahrscheinlichkeit der Multimodeantenne geringer als bei der Gruppenantenne. Die mittlere Abweichung zwischen den ermittelten  $P_{out}$  zwischen der Rekonstruktion mit analytisch bestimmten und messtechnisch bestimmten Steuervektoren beträgt 11.1%. Die analytische Rekonstruktion wurde hier bevorzugt, da sie bei hohen SNR eine geringere Ausfallwahrscheinlichkeit erzielt als die Rekonstruktion mit gemessenen Steuervektoren. In der Abbildung ist die theoretische Grenze für  $P_{out} = 10\%$  bei

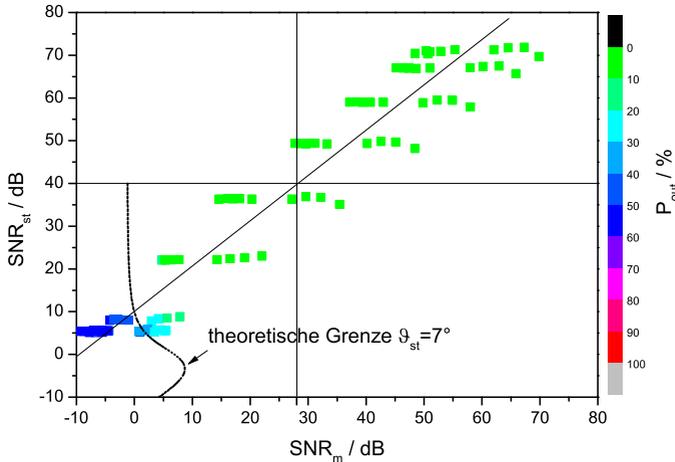


Abbildung 4.54. MIMO-Ausfallwahrscheinlichkeit der Gruppenantenne für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$

dem eingestellten Winkel  $\vartheta_{sc} = 7^\circ$  dargestellt. Im Bereich der Kurve weichen die gemessenen Werte mit etwa  $P_{out} = 20\%$  leicht vom theoretischen Wert  $P_{out} = 10\%$  ab, was ebenfalls durch die Imperfektionen in der Messung bedingt sein kann.

Abschließend wird das Ausfalldiagramm aller drei untersuchter Radarkonzepte verglichen. Dazu werden alle Marker in ein Diagramm übertragen und rot für den Fall  $P_{out} \geq 10\%$  oder grün für  $P_{out} < 10\%$  eingefärbt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.55 dargestellt. In dem Vergleich wird deutlich, dass bei bildgebenden Konzepten in einem weiten Bereich des Diagramms für  $SNR_m < SNR_{st}$  im Gegensatz zum SISO-Konzept kein Ausfall des Systems festzustellen ist. Hier gilt im gesamten Gebiet  $5 \text{ dB} < SNR_m < 80 \text{ dB}$  und  $22 \text{ dB} < SNR_{st} < 80 \text{ dB}$  bei beiden Verfahren  $P_{out} < 10\%$ . Im unteren SNR-Bereich sind die beiden bildgebenden Verfahren vergleichbar. Unterhalb  $SNR_{st} = 20 \text{ dB}$  ist für  $P_{out} < 10\%$  eine begrenzende Gerade eingezeichnet, die für einen Betrieb ohne Ausfall nicht unterschritten werden sollte. Die Gerade ist etwas steiler als eine Winkelhalbierende, so dass geringe  $SNR_{st}$  durch ein sehr hohes  $SNR_m$  kompensiert werden müssen. Für den Anwendungsfall bedeutet dies, dass bei parasitären Reflexionen mit nur geringer Reflektivität weiterhin wie beim SISO-Fall die Reflektivität der Medienreflexion höher sein muss. Zwar wird bei dem bildgebenden Konzepten nicht die höhere Reflexionsamplitude für die Detektion der

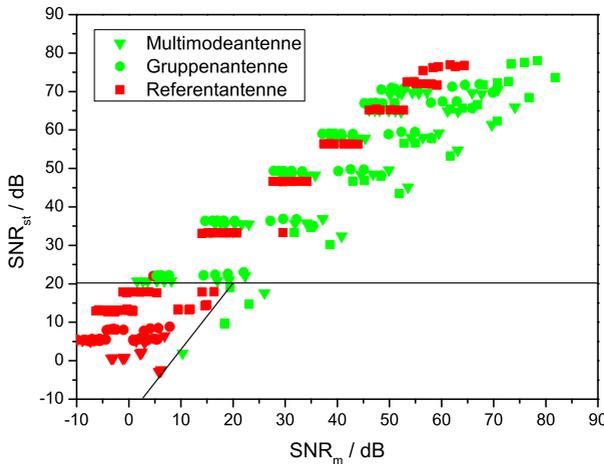


Abbildung 4.55. Vergleich aller Ausfalldiagramme für  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  und  $P_{out} = 10^\circ$

Medienreflexion herangezogen, jedoch treten durch die hohe Standardabweichung der Winkelschätzung von  $\vartheta_{st}$  durch Rauschen häufiger Fälle auf, in denen der Störreflektor nahe  $\vartheta_{st}^* = 0^\circ$  geschätzt wird. Dieser Effekt muss durch eine entsprechend geringe Standardabweichung des Nutzreflektors mit einer höheren Reflektivität kompensiert werden. Ab  $SNR_{st} = 20$  dB ist die Standardabweichung des Störreflektors so gering, dass kaum Anteile nahe  $\vartheta_{st}^* = 0^\circ$  gemessen werden. Hier reicht bereits ein  $SNR_m$  von 0 dB aus, also ein Pegel, der der Rauschamplitude in den Impulsantworten entspricht. Natürlich kann hier nicht ein auf Maximumssuche basierendes Verfahren angewendet werden, da auch Rauschsignale fälschlicherweise als Reflektoren erkannt würden. Allerdings wird das System bis zu einer eingestellten Schwellwertamplitude, die einem  $SNR$  von 20 dB entspricht, bei Anwesenheit einer Störreflexion bei  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  frei von Ausfällen sein.

### 4.3. Diskussion verschiedener Systemkonzepte

In diesem Abschnitt wird auf Grundlage der theoretischen und praktischen Untersuchungen zu den statistischen Eigenschaften der Füllstandsmessung eine Bewertung unterschiedlicher Radarsysteme durchgeführt. Neben der Untersu-

chung an unterschiedlichen Messkonfigurationen der Gruppen- und der Multimodeantenne wird die herkömmliche SISO-Messung mit idealer Richtcharakteristik des abstrahlenden Grundmodes  $H_{11}$  als Referenzsystem betrachtet. In Tabelle 4.5 sind die Eigenschaften für jeweils zwei Konfigurationen der Gruppen- und der Multimodeantenne sowie der Referenzantenne dargestellt. Bei den bildgebenden Konfiguration wird eine minimale Konfiguration  $a_{x3}$  betrachtet, die durch die Auswertung von drei Impulsantworten die Mindestanforderung einer dreidimensionalen Rekonstruktion der Reflektoren erfüllt. Weiterhin werden die Konfigurationen  $a_{x9}$  betrachtet, bei denen jegliche Reflexionen und Transmissionen zwischen den Antennenports für die Rekonstruktion berücksichtigt werden können. Die Ergebnisse gelten für simulatorisch bestimmte Steuervektoren. In der ersten Spalte sind die Ergebnisse des SISO-Referenzsystems aufgeführt, in den nächsten beiden Spalten sind die Eigenschaften für beide Konfigurationen der Gruppenantenne dargestellt. Die letzten Spalten enthalten die Ergebnisse für die Multimodesysteme.

Hinsichtlich der theoretischen Empfindlichkeit der Systeme über  $\sigma_{rel}$  ist erkennbar, dass sich bis auf die Gruppenantenne mit  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion Empfindlichkeiten von kleiner oder gleich 0 dB ergeben. Durch die Ausnutzung der kompletten Aperturfläche beim Senden und Empfangen ist das Referenzsystem im Vorteil. Bei der  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion wird die Empfangsleistung an den jeweils unbenutzten Antennenports nicht ausgewertet, der effektive Gewinn beschränkt sich somit auf den der dielektrischen Einzelantenne. Bei Ausnutzung aller Impulsantworten weist die Gruppenantenne einen effektiven Gewinn von 19.7 dB auf. Die Grenzemfindlichkeit ist in diesem Fall lediglich 3.6 dB geringer als bei der Referenzmessung. Bei der Multimodeantenne mit  $\vec{a}_{m3}$ -Rekonstruktion erfolgt nur eine Reflexionsmessung mit einem der beiden  $H_{11}$ -Grundmoden. Dadurch fällt die Empfindlichkeit dieses Systems um 3 dB geringer aus. Aus den theoretischen Untersuchungen hat sich ergeben, dass durch den großen Interelementabstand der dielektrischen Einzelantennen Mehrdeutigkeiten durch die Ausprägung von Gitterkeulen entstehen. Es existieren somit ähnliche Steuervektoren für unterschiedliche Zielwinkel. Insbesondere in der E-Ebene, in der die Interelementabstände am größten sind, treten die Gitterkeulen bei geringen  $\vartheta_t$  auf. Bei der  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion wird keine Transmissionsinformation verwendet, so dass die virtuellen Antennen einen hohen Abstand zueinander aufweisen, so dass bereits bei  $\vartheta = \pm 15.5^\circ$  die erste Mehrdeutigkeit entsteht. Bei der  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion wird der Interelementabstand der virtuellen Antennen durch die Transmissionsinformation halbiert, so dass hier erst bei  $\vartheta = \pm 32.2^\circ$  die erste Mehrdeutigkeit entsteht. Bei höheren

Winkeln entstehen weitere Mehrdeutigkeiten. Ein in einer Gitterkeule befindliches Ziel erscheint in der Rekonstruktion bei  $\vartheta = 0^\circ$ , allerdings erscheint es um die bidirektionale Charakteristik der Einzelstrahler gedämpft. Bei der  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion ist die Dämpfung bei der ersten Mehrdeutigkeit am geringsten und beträgt 12.5 dB. Die weiteren Mehrdeutigkeiten werden bereits mit 28 dB und 56 dB gut gedämpft. Auch die Multimodeantenne weist Mehrdeutigkeiten bei der Bildgebung auf. Die Bildgebung beruht auf den für jede Raumrichtung unterschiedlichen Quotienten zwischen den Amplituden der zu den Impulsantworten korrespondierenden Richtcharakteristiken. Zu höheren Winkeln  $\vartheta$  treten weitere Nullstellen in der  $E_{01}$ -Richtcharakteristik sowie weitere lokale Maxima in der  $H_{11}$ -Richtcharakteristik auf, so dass ähnliche Amplitudenquotienten bei höheren Winkeln entstehen. Wie bei der Gruppenantenne bewirkt ein Abfall der Richtcharakteristiken zu höheren Winkeln eine Dämpfung von Zielen an den Winkeln der Mehrdeutigkeiten. Die erste Mehrdeutigkeit befindet sich gemäß Abbildung 4.42 bei  $\vartheta = 22^\circ$ . Bei Bestimmung der Intensität  $A_{PB}$  in Hauptstrahlrichtung bei Anwesenheit eines Reflektors an der Winkelposition  $\vartheta = 22^\circ$  wird dieser gemäß der zweiseitigen Richtcharakteristik  $c_{H11,\vartheta}^2$  gemäß Abbildung 4.6 um 36 dB gedämpft gegenüber einer Positionierung in Hauptstrahlrichtung. Eine weitere Mehrdeutigkeit entsteht bei  $\vartheta = 22^\circ$ , hier wird eine Dämpfung von 54 dB erreicht.

Für die bildgebenden Konzepte wurde messtechnisch untersucht, wie groß die Standardabweichung  $\vartheta_{\sigma_s}$  einer Stichprobe von  $N = 1000$  Messungen für verschiedene  $\vartheta$  ist. In Hauptstrahlrichtung bei hohem SNR konnte ermittelt werden, dass beide Rekonstruktionen mit der Multimodeantenne eine geringeres  $\vartheta_{\sigma_s}$  aufweisen als die Rekonstruktionen mit der Gruppenantenne. Bei der  $\vec{a}_{m3}$ -Rekonstruktion konnte vom nicht verwendeten Port 2 des NWA und der damit verbundenen, höheren Dynamik profitiert werden. Bei beiden Antennen jedoch ist die Rekonstruktion mit allen neun Impulsantworten vergleichbar, hier zeigt sich ebenfalls eine geringere Standardabweichung bei der Multimodeantenne. Die Bildgebung ist hier durch die scharfe Nullstelle der Richtcharakteristik des  $E_{01}$ -Modes besonders empfindlich gegenüber Zielwinkeländerungen. Für alle Konzepte konnte zudem gezeigt werden, dass die Winkelschätzung nahezu unabhängig vom Zielwinkel  $\varphi$  ist.

Der in der Schaltungstechnik zu erwartende Aufwand wird hier durch die Anzahl der notwendigen Messungen für die unterschiedlichen Konzepte dargestellt. Das Referenzsystem benötigt lediglich ein Reflektometer und weist somit den geringsten Schaltungsaufwand auf. Für die  $\vec{a}_{d3}$ -Rekonstruktion müssen bereits 3 Reflexionen gemessen werden, hier könnte ein Reflektometer über

einen 1 – 3-Schalter die Impulsantworten für jede Antenne sequentiell bestimmen. Für die  $\vec{a}_{d9}$ -Rekonstruktion müssen zudem bei jeder Reflexionsmessung zusätzlich die Transmissionen in die jeweils anderen beiden Antennen gemessen werden, so dass hier eine Erhöhung des Schaltungsaufwands zu erwarten ist. Im Fall der Multimodeantenne muss bei  $\vec{a}_{m3}$ -Rekonstruktion bereits eine Möglichkeit zur Messung von 2 Transmissionen vorgesehen werden. Bei  $\vec{a}_{m9}$ -Rekonstruktion müssen wieder alle Tore gleichzeitig gemessen werden.

Bei einem SISO-System wird in der Regel eine Leermessung durchgeführt, um statische Reflexionen im Tank zu unterdrücken. Dieser Schritt kann bei den bildgebenden Systemen entfallen. Allerdings müssen die unterschiedlichen Lauflängen der Signale in den Antennenzuleitungen kompensiert werden. Idealerweise liegt die Referenzebene im Phasenzentrum der jeweiligen Antenne. Weiterhin müssen die Steuervektoren bestimmt werden. Dies kann in einer Kalibrierung in einem feinen Winkelraster erfolgen oder aus einer Simulation gewonnen werden. Es hat sich gezeigt, dass mit den simulierten Steuervektoren glattere Verläufe in der Bildgebung erzielt werden als mit den in der Messkammer messtechnisch ermittelten Steuervektoren. Die Ergebnisse mit simulierten Steuervektoren sind trotz der Fertigungstoleranzen gut auf die Messungen anwendbar. Die messtechnisch ermittelten Ausfalldiagramme in dieser Arbeit basieren auf der Rekonstruktion mit simulierten Steuervektoren.

Zur messtechnischen Bestimmung der Ausfalldiagramme wurden 100 verschiedene Szenarien mit  $\vartheta_{st} = 7^\circ$  hinsichtlich der Ausfallwahrscheinlichkeit  $P_{out}$  untersucht. In der letzten Zeile der Tabelle ist aufgeführt, in wie vielen der Szenarien  $P_{out} > 10\%$  gilt. Hier zeigt sich, dass das Referenzsystem in 54% aller Szenarien ausfällt. Die MIMO-Konzepte sind hier deutlich im Vorteil. Besonders in den Szenarien, in denen der Störreflektor eine höhere Reflektivität aufweist als der Nutzreflektor, liefert ein MIMO-System gute Ergebnisse. Je nachdem, wie viele Impulsantworten zur Rekonstruktion verwendet werden, verringert sich die Ausfallwahrscheinlichkeit. Dies ist vor allem auf den höheren effektiven Gewinn der Anordnungen zurückzuführen. Es ergeben sich für beide Antennenkonzepte ähnliche Werte für den Ausfall. Die Multimodeantenne weist die etwas geringere Anzahl an Ausfällen auf.

Abschließend kann aus den theoretischen Untersuchungen zur Ausfallwahrscheinlichkeit und den Messergebnissen gefolgert werden, dass ein bildgebendes Radarsystem Vorteile gegenüber der herkömmlichen SISO-Radarmessung aufweist. Es ist nicht mehr erforderlich, dass die Pulsamplituden in den Impulsantworten der Medienreflexion höher sein müssen als die der Störreflexion, es wird nur die Winkelposition ausgewertet. Sofern sich alle Reflektoren

der Radarstrecke innerhalb des Winkelbereichs der eindeutigen Rekonstruktion befinden, bietet das bildgebende System bei hoher Reflektivität von Medien- und Störreflexion Vorteile gegenüber einem SISO-System. Erst bei niedrigen Reflektivitäten beider Reflektoren ist durch die hohe Standardabweichung in der Winkelschätzung eine höhere Reflektivität der Mediengrenzschicht im Vergleich zur Störreflexion erforderlich, um eine geringe Ausfallwahrscheinlichkeit zu erreichen. Auch in dem Bereich niedriger Reflektivitäten zeigte sich in der Messung eine deutlich geringere Ausfallwahrscheinlichkeit als beim SISO-System. Mit steigendem Zielwinkel des Störreflektors aus der Hauptstrahlrichtung heraus ist eine bessere Trennung zwischen Nutz- und Störreflexion möglich, so dass die Ausfallwahrscheinlichkeit auch immer vom Zielwinkel des Störers abhängt. Ist in einem Tank die Position eines Störreflektors bereits im Vorfeld bekannt, so lässt sich aus seiner Winkelposition und seiner Reflektivität anhand des Ausfalldiagramms sein Einfluss auf die Ausfallwahrscheinlichkeit bestimmen. Es wurde anhand der Rekonstruktion des Streuzentrums einer Metallscheibe gezeigt, dass die Bildgebung für einen rotationssymmetrischen Nahfeldreflektor gute Ergebnisse liefert, so dass auch für die große Oberfläche einer Mediengrenzschicht eine Winkelschätzung erfolgen kann. Anhand der Ausfalldiagramme der Gruppenantenne und den Rekonstruktionsergebnisse der Multimodeantenne konnte gezeigt werden, dass bei Platzierung von Reflektoren an die Winkelpositionen, in denen Mehrdeutigkeiten erwartet werden, keine Unterscheidungsmöglichkeit von Medien- und Störreflexion über eine Winkelschätzung erfolgen kann. Die kritischen Winkelpositionen unterscheiden sich je nach verwendeter Antenne und ausgewerteten Impulsantworten. Die Anwesenheit von Reflektoren an diesen Winkelpositionen ist wie ein Ziel in Hauptstrahlrichtung zu betrachten, welches sich je nach Antennenkonzept und Reflektivität des Störreflektors nur durch die Standardabweichung der Winkelschätzung von der Medienreflexion unterscheidet. Die Gruppenantenne mit  $\vec{a}_{09}$ -Rekonstruktion verspricht hier den größten Eindeutigkeitsbereich der Winkelschätzung, hier liegt die erste Mehrdeutigkeit bei  $\pm 32^\circ$ , bei der Multimodeantenne bereits bei  $\pm 22^\circ$ . In der Anwendung müssten diese Störreflektoren durch eine Leermessung unterdrückt werden.

Tabelle 4.5. Vergleich der herkömmlichen Radarmessung mit den untersuchten bildgebenden Verfahren

	$H_{11}$ Referenz	Gruppe $\vec{a}_{d3}$	Gruppe $\vec{a}_{d9}$	M-Mode $\vec{a}_{m3}$	M-Mode $\vec{a}_{m9}$
effektiver Gewinn $g_{eff}$	21.5 dBi	17.3 dBi	19.7 dBi	20 dBi	21.5 dBi
min. rel. RCS $\sigma_{rel}^a$	0 dB	8.4 dB	3.6 dB	3 dB	0 dB
Mehrdeut. E-Ebene <sup>b</sup>	-	$\pm 15.5^\circ, \pm 32.2^\circ, \pm 53.1^\circ$	$\pm 32.2^\circ$	$\pm 22^\circ, \pm 36^\circ$	$\pm 22^\circ, \pm 36^\circ$
Dämpfung Mehrdeut.	-	12.5 dB, 28 dB, 56 dB	28 dB	36 dB, 54 dB	36 dB, 54 dB
$\vartheta_{\sigma_s}$ für $\vartheta = 0^\circ$ <sup>c</sup>	-	4/100°	3/100°	0° <sup>d</sup>	1/100°
Anzahl Messungen <sup>e</sup>	1 R	3 R	3 R, 6 T	1 R, 2 T	3 R, 6 T
Kalibrierung	Leermessung	Steuervektoren über Simulation oder Messung			
Ausfälle <sup>f</sup>	54 %	26 %	21 %	25 %	19 %

<sup>a</sup>Die Größe  $\sigma_{rel} = \sigma_{min} / \sigma_{min_{ref}}$  gibt an, in welchem Verhältnis sich die Empfindlichkeit des Systems bezüglich des Referenzsystems verändert. <sup>b</sup>Gilt nicht für analytische  $\vec{a}_{d3}$ ,  $\vec{a}_{d9}$ . Für M-Mode erfolgte die Messung nur bis  $\vartheta = 38^\circ$ , weitere Mehrdeutigkeiten bei größeren Winkeln sind wahrscheinlich

<sup>c</sup>Gemessen bei  $P_{gen} = 0$  dBm und Reflektor T1 im Abstand von 1 m

<sup>d</sup>unterhalb des Diskretisierungsrastrers

<sup>e</sup>R: Reflexion, T: Transmission

<sup>f</sup>Anzahl der in Abschnitt 4.2.3 gemessenen Stützstellen (ohne  $P_{gen} = -60, -70$  dBm wegen Redundanz) im Ausfalldiagramm, in denen  $P_{out} > 10\%$  gemessen wurde.



Im Rahmen dieser Arbeit wurden bildgebende Konzepte für die Steigerung der Ausfallsicherheit radarbasierter, frei abstrahlender Füllstandmesssysteme untersucht. Hierfür wurden unter den gegebenen Randbedingungen des Frequenzbereichs von 24 GHz bis 26 GHz und einer Aperturfläche mit dem Durchmesser 50 mm Antennenkonzepte und Algorithmen entwickelt und hinsichtlich ihrer bildgebenden Eigenschaften und der Ausfallsicherheit theoretisch und messtechnisch untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass die Anwendung bildgebender Konzepte in einer Vielzahl von Messszenarien zu einer Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit führt.

Ausgehend von einer systematischen Untersuchung der einzelnen Komponenten eines Radarsystems wurden die theoretischen Grenzen der Bildgebung hinsichtlich des Auflösungsvermögens untersucht. Speziell für die Anwendung von Mehrtorantennensystemen für Rückstreuungen wurde die Größe des effektiven Gewinns im Zeit- und Frequenzbereich eingeführt, der einen Vergleich der MIMO-Antenneneigenschaften mit denen einer SISO-Antenne ermöglicht. Die Beschreibung schließt das Verfahren der Rekonstruktion von Punktstreuern nach dem Maximum-Likelihood-Verfahren (ML) ein und ist dadurch für bildgebende Systeme geeignet, die eine Auswertung der dreidimensionalen Zielposition sowohl auf Basis der Phase als auch des Betrags der rückgestreuten Signale durchführen. Die im Tank auftretenden Reflexionen wurden hinsichtlich ihrer Rückstreuereffekte klassifiziert. Im Speziellen wurde das Rückstreuverhalten eines elektrisch großen Reflektors im Nahfeld der Radarantenne untersucht, da dieser Reflektortyp bei der Füllstandsmessung in der Regel vorkommt.

Es wurden zwei MIMO-Antennen entwickelt, die auf unterschiedlichen Ansätzen der Bildgebung beruhen und für den Einsatz in industriellen Messumgebungen konzipiert sind. Bei der ersten Antenne handelt es sich um eine Gruppenantenne aus drei im gleichseitigen Dreieck angeordneten dielektrischen Antennen. Diese Konfiguration ermöglicht eine dreidimensionale Rekonstruktion der Rückstreuintensität im Tank bereits durch die Auswertung der drei Eingangsreflexionen der Einzelantennen und erlaubt statistisch unabhängige Schätzungen der Zielwinkel bezüglich eines sphärischen Koordinatensys-

tem. Die Interelementabstände wurden hinsichtlich einer möglichst hohen Nebenkeulenunterdrückung unter Berücksichtigung der gegenseitigen Verkopplung der Antennen optimiert. Die Hinzunahme der Transmissionen zwischen den Einzelantennen steigert den effektiven Gewinn der Antenne und erhöht die Nebenkeulenunterdrückung. Die zweite MIMO-Antenne basiert auf einer konischen Hornantenne, die mit drei Rundhohlleitungsmoden gespeist wird. Die Bildgebung erfolgt hier durch die unterschiedlichen winkelabhängigen Funktionen der Richtcharakteristiken. Das Konzept der Bildgebung mit Hohlleitermoden wurde allgemein unter Verwendung der Aperturfeldmethode theoretisch untersucht. Für eine dreidimensionale Rekonstruktion einer Zielposition ist bei dieser Antenne mindestens die Messung einer Reflexion und zweier Transmissionen erforderlich. Für eine die gesamte Apertur von 50 mm ausfüllende Hornantenne wurde eine geeignete Speisestruktur entwickelt, die eine modenreine Abstrahlung mit geringem Fertigungsaufwand ermöglicht. Beide Antennen wurden messtechnisch untersucht und lieferten eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Resultaten. Für beide Antennen wurde in einem Beispielszenario einer Füllstandsmessung auf Basis von Simulationen qualitativ gezeigt, dass die bildgebende Auswertung der rückgestreuten Signale eine Verbesserung der Ausfallsicherheit gegenüber einer reinen Abstandsmessung mit einem SISO-System bewirkt.

Neben bildgebenden Algorithmen auf Basis des ML-Beamformers wurden zwei weitere Algorithmen untersucht, die mittels adaptivem Beamforming oder der Auswertung der inkohärenten Impulsantworten den Füllstand bestimmen. Vor allem die Anwendung der inkohärenten Auswertung verspricht geringen Rechenaufwand in der Signalauswertung und somit eine gute Implementierbarkeit in der Praxis.

Der qualitativen Untersuchung folgte eine quantitative Untersuchung der Ausfallwahrscheinlichkeit eines Radarsystems für die Füllstandsmessung. Hierfür wurde ein deterministisches Rückstreumodell verwendet, das die Medienreflexion wie auch eine zusätzliche, parasitäre Reflexion aus einem beliebigen Raumwinkel mit beliebigen Rückstreuquerschnitten nachbildet. Mittels dieses Modells können eine Vielzahl von Messszenarien nachgebildet werden und für SISO- und MIMO-Messkonzepte hinsichtlich der Ausfallwahrscheinlichkeit quantitativ untersucht werden. Die Signalauswertung im SISO-System basiert auf der Auswertung der Hüllkurve der Impulsantwort. Der Einfluss von Rauschen in den Messstellen wurde statistisch untersucht. Da die bildgebenden Ansätze auf der Auswertung der geschätzten Winkelpositionen der Reflektoren basieren, wurden zunächst die analytisch berechnete

---

Cramer-Rao-Grenze der Winkelschätzung für die Gruppenantenne und eine Näherungslösung für die Multimodeantenne entwickelt. Für die Berechnung der Cramer-Rao-Grenze wurde das Prinzip der virtuellen Antennen für bidirektionale Kanäle, wie sie bei Rückstreuungen auftreten, entwickelt. Aufgrund des Rauscheinflusses auf die gemessenen Signale entstehen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der zu schätzenden Parameter, die durch Integration in einen Wert für die Ausfallwahrscheinlichkeit überführt werden können. Sowohl für die herkömmliche SISO-Messung als auch für die beiden bildgebenden Antennenkonzepte wurde eine numerische Lösung für die Ausfallwahrscheinlichkeit ermittelt. Die numerisch berechneten Ergebnisse wurden in Form eines Ausfalldiagramms für den gesamten Parameterraum dargestellt. Diese Darstellung ermöglicht einen Vergleich unterschiedlicher Messsysteme bereits in der Konzeptionsphase eines Radarsystems und zeigt, dass die MIMO-Systeme im Vergleich zu einem SISO-Referenzsystem über einen größeren Bereich des Parameterraums keinen Ausfall des Systems hervorrufen. Die numerischen Ergebnisse der Ausfallwahrscheinlichkeit wurden in zwei Schritten messtechnisch verifiziert. Zunächst wurden die Standardabweichungen der Winkelschätzung verifiziert und anschließend wurde die Ausfallwahrscheinlichkeit in einer ausgedehnten Messkampagne untersucht und mit den theoretischen Ergebnissen verglichen. Es wurden weiterhin die bildgebenden Eigenschaften beider Antennen für verschiedene Reflektoren untersucht, darunter auch ein Nahfeldreflektor in Form einer Metallscheibe, um die grundsätzliche Anwendbarkeit der Winkelschätzung auf eine kreisförmige Mediengrenzschicht zu verifizieren.



# Definition der Signal- und Rauschgrößen

Ein Radarsystem sendet mit reellen Sendesignalen  $s(t)$ , die im Spektrum ein zweiseitiges, konjugiert symmetrisches Spektrum  $S(j\omega)$  repräsentieren. Das Signal  $s(t)$  steuert die reelle Radarübertragungsfunktion  $H(j\omega)$  aus. Das Ausgangssignal der Übertragungsfunktion liegt am Antennenfußpunkt als reelles Signal  $e(t)$  an.

$$\begin{aligned} e(t) &= s(t) * h(t) \\ E(j\omega) &= S(j\omega) \cdot H(j\omega) \end{aligned} \tag{A.1}$$

Durch I/Q-Mischung von der Mittenfrequenz  $\omega_c$  wird das Signal  $e(t)$  vor der Auswertung zunächst in das komplexe Basisbandsignal  $e_{tp}(t)$  überführt. Um die Rechnung zu vereinfachen wird, wie üblich, die gesamte Systembeschreibung in das komplexe Basisband verlagert. Die äquivalenten Signale und Systeme können gemäß Gleichung A.2 aus den reellen Systemgrößen berechnet werden. Eine genaue Herleitung findet sich in [56].

$$\begin{aligned} s_{tp}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (s(t) + j \cdot \hat{s}(t)) \cdot e^{-j\omega_c t} \\ h_{tp}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (h(t) + j \cdot \hat{h}(t)) \cdot e^{-j\omega_c t} \\ e_{tp}(t) &= s_{tp}(t) * h_{tp}(t) \end{aligned} \tag{A.2}$$

Je nachdem, ob es sich um ein Signal oder ein System handelt, muss die Überführung in das komplexe Basisband mit unterschiedlichen Vorfaktoren geschehen. Die hier gewählte Darstellung gewährleistet zum einen, dass die physikalischen Signal- und Rauschleistungen denen im komplexen Basisband gleichen und dass die Systeme in beiden Darstellungen die gleiche Leistungsübertragung ermöglichen. Statt das physikalische System jeweils mit der halben Signalleistung im positiven und negativen Spektralbereich auszusteuern wird ein äquivalentes Signal verwendet, welches die Gesamtleistung in nur der rechten Hälfte des Spektrums verwendet. Das physikalische System wird wie das Signal auf sein rechtsseitiges Spektrum begrenzt, muss nun jedoch nicht

skaliert werden, da dies bereits signalseitig erfolgt ist.

In der Arbeit werden in der Regel die Wellengrößen  $a$  und  $b$  statt der Sende- und Empfangssignale  $s(t)$  und  $e(t)$  verwendet. In Abbildung A.1 ist eine einfache Ersatzanordnung aus einer Wechselspannungsquelle mit der Spitzenspannung  $\hat{U}_0$ , der Quellimpedanz  $Z_0$ , der Winkelfrequenz  $\omega_c$  sowie eine Lastimpedanz  $Z_l$  dargestellt. Die Quellimpedanz betrage  $Z_0 = 50\Omega$ .

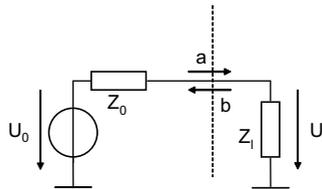


Abbildung A.1. Ersatzschaltbild einer realen Quelle mit Lastwiderstand

Bezüglich dieser Quellimpedanz ist nun zusammen mit der Quellspannung  $\hat{U}_0 \cdot \cos(\omega_c)$  die Wellengröße  $a$  als  $a = \hat{U}_0 / (2 \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0})$  definiert. Es handelt sich dabei um einen im allgemeinen komplexwertigen Effektivwertzeiger im äquivalenten Tiefpassbereich. Er besitzt die Einheit  $\sqrt{W}$  und entspricht einer Leistungswelle, die im Falle der Leistungsanpassung  $Z_l = Z_0$  im Lastwiderstand voll umgesetzt wird. Durch Quadrierung des Betrags der Welle kann diese Leistung zu  $P_l = \hat{U}_0^2 / 8Z_0$  ermittelt werden. Die physikalische Spannung  $U_l$  am Lastwiderstand  $Z_l$  kann über die Beziehung  $U_l(t) = \text{Re} \{ \sqrt{2Z_0} \cdot a \cdot e^{j\omega_c t} \}$  berechnet werden. Für dieses reelle Zeitsignal ergibt sich dann ebenfalls eine am Lastwiderstand abgegebene Leistung von  $P_l = \hat{U}_0^2 / 8Z_0$ . Konform zu obiger Signaldefinition ist die Signalleistung der Wellengröße im äquivalenten Tiefpassbereich identisch mit der physikalischen Leistung. Diese verfügbare Leistung wird nun dem System, hier dem Radarkanal bzw. aus systemtheoretischer Sicht seinem Pendant im äquivalenten Tiefpassbereich zugeführt. Nach dem Durchgang durch das System kann eine reflektierte Welle  $b$  in einer Messstelle ausgewertet werden. Das Betragsquadrat  $|b|^2$  entspricht der Empfangsleistung  $P_e$ .

Dem Nutzsignal überlagert sich ein Rauschsignal  $n(t)$ , welches dem rauschenden Strahlungswiderstand der Antenne sowie dem internen Rauschen der Bauteile im Signalpfad entspringt. Das Rauschen soll hier näherungsweise

als weiß angenommen werden. Weiterhin wird das Phasenrauschen des Oszillators bzw. der zeitliche Jitter eines Systems nicht mit berücksichtigt. Wird die Betrachtung auf den Strahlungswiderstand beschränkt, so ergibt sich innerhalb der Bandbreite  $B$  des abzutastenden Empfangssignals eine physikalische Rauschleistung am Antennenfußpunkt von  $P_n = k \cdot T \cdot B$ , wobei  $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K die Boltzmannkonstante und  $T$  der effektive Temperatur der Antenne in Kelvin entspricht. Die Rauschleistungsdichte soll als  $N_0 = k \cdot T$  bezeichnet werden. Die Überführung in das komplexen Basisband geschieht wie bei den Nutzsignalen, jedoch teilt sich die Leistung gleichmäßig in Real- und Imaginärteil auf.

Die Messungen in dieser Arbeit wurden mittels Netzwerkanalysator durchgeführt. Es wird hierbei eine Abtastung der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich mit der Leistung  $P_s$  durchgeführt und anschließend über eine IDFT in den Zeitbereich überführt. Die Leistungsbilanz für Nutz- und Rauschsignale an dem Abtastwert im Zeitbereich, an dem sich das Ziel befindet, ist in Abbildung A.2 dargestellt. In eckigen Klammern ist zusätzlich die Signal- und Rauschenergie in jedem Teilabschnitt vermerkt. Die Übertragungsfunktion eines Punktziels entspricht der eines komplexen Zeigers konstanter Amplitude und linearer Abhängigkeit der Phase von der Frequenz. Zur Vereinfachung wird angenommen, dass das Ziel sich in der Entfernung  $r_t = 0$  m befindet und die gesamte Radarübertragungsfunktion frequenzunabhängig die Amplitude  $|H_0| = 1$  aufweist. Für die Messung jedes der  $M$  komplexen Abtastwerte im Frequenzbereich wird die Sendeleistung  $P_s$  verwendet. Die Signaldauer pro Frequenzpunkt entspricht  $t_{ramp}/M$ , so dass die Signalenergie zu  $E_s = P_s \cdot t_{ramp}$  berechnet werden kann. Nach Durchlauf der Radarstrecke ergibt sich für jedes Subband die Rauschleistung  $P_{nM} = N_0 \cdot B/M$ . An dieser Stelle wurde vorausgesetzt, dass sich bei dem Empfangsfilter im Netzwerkanalysator um ein Optimalfilter handelt. Bedingung ist hier, dass die Impulsantwort der Filterstufe des Netzwerkanalysators im äquivalenten Basisband  $h(t)$  dem zeitlich gespiegelten, konjugiert komplexen Sendesignal  $s^*(T_a - t)$  entspricht [17](S.191). Die Zeit  $T_a$  entspricht dem zeitlichen Abtastintervall. Auf diese Weise wird sämtliche Signalenergie ausgenutzt und es ergibt sich ein Maximum der Signal- zu Rauschenergie bei der Abtastung. Die darauf folgende IDFT entspricht einer Filterbank mit  $M$ -Filtern. Jedes Filter entspricht einem Optimalfilter der im Frequenzbereich abgetasteten Signale mit  $M$  erwarteten Signalechos einer idealen Punktreflexion unterschiedlicher Zeitverzögerungen bzw. Zielentfernungen. Der volle Gewinn des Optimalfilters kann nur dann ausgenutzt werden, wenn die Ziel-

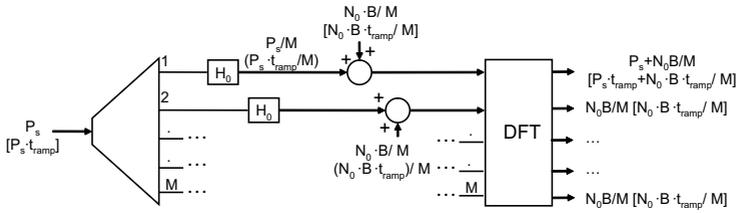


Abbildung A.2. Idealierte Darstellung des Messvorgangs einer Radarszene mittels Netzwerkanalysator

abstände genau auf dem zeitlichen Abtastraster nach der IDFT liegen und der Abstand der Ziele in der Szene mindestens so groß ist wie ein Abtastwert. Im vorliegenden Fall summiert das Filter des ersten Zeitsamples  $M = 1$  der Entfernung  $r_i = 0$  m die Signalleistung bzw. die Signalenergie für jeden abgetasteten Sample auf  $P_s \cdot M$  bzw.  $E_s = P_s \cdot t_{ramp}$  auf. Durch die Optimalfilterung ist die gesamte Sendeenergie erhalten geblieben. Die hohe Augenblicksleistung am Ausgang entsteht erst nach Berechnung der IDFT, es ist kein Signal, welches physikalisch vorliegt. Das Rauschsignal aus jedem Abtastwert im Frequenzbereich wird mit einem gaussischen Zufallsprozess mit konstanter Leistungsdichte modelliert, so dass sich die Rauschleistung konstant auf alle Zeitsamples mit der Leistung  $P_r = N_0 \cdot B/M$  aufteilt. Das Rauschsignal im komplexen Basisband enthält entsprechend für jeden Abtastwert die Teilenergie  $E_r = N_0 \cdot B \cdot t_{ramp}/M^2$ . Für das Signal- zu Rauschverhältnis der Leistungen bzw. Energien an der Stelle  $M = 1$  des Zeitsignals ergibt sich der Ausdruck gemäß Gleichung A.3.

$$SNR = \frac{E_s}{E_r} = \frac{P_s \cdot M^2}{N_0 \cdot B} \quad (\text{A.3})$$

Durch das konstante Produkt aus Bandbreite und Zeitdauer eines Filters ( $\text{Bandbreite} \cdot \text{Zeitdauer} = 1$ ) ([56] S.59) kann angesetzt werden, dass ein Filter mit der hier angesetzten, äquivalenten Rauschbandbreite von  $B/M$  eine optimale Einschwingdauer (Forderung des Optimalfilters) von  $t_{ramp}/M$  besitzt. Daraus ergibt sich das Produkt gemäß Gleichung A.4.

$$\frac{B}{M} \cdot \frac{t_{ramp}}{M} = 1 \quad (\text{A.4})$$

Durch Einsetzen in Gleichung A.3 ergibt sich eine vereinfachte Darstellung für das Signal- zu Rauschverhältnis gemäß Gleichung A.5. An diesem Ausdruck

wird deutlich, dass die Sendeenergie wiedergewonnen wurde und die thermische Rauschleistungsdichte in Form einer Rauschenergie im Nenner auftritt.

$$SNR = \frac{E_s}{E_r} = \frac{P_s \cdot t_{ramp}}{N_0} \quad (\text{A.5})$$

Die Herleitung zeigt, dass theoretisch allein die zum Senden verwendete Signalenergie und deren Wiedergewinnung mittels Optimalfilterung über das Signal- zu Rauschverhältnis entscheidet. Ein System mit Optimalfiltern ist jedoch real schwer umzusetzen, da die Impulsantwort der gesamten Radarstrecke bestehend aus den Antennen und den realen Streukörpern richtungs- und frequenzabhängig und abhängig vom Übertragungsverhalten des Streukörpers und dessen Position bezüglich des zeitlichen Abtastrasters ist. Wird darüber hinaus noch eine frequenzabhängige Fensterfunktion vor Anwendung der IDFT durchgeführt, ist ebenfalls mit einem Verlust an Signal- zu Störabstand zu rechnen.



# Standardabweichungen der Winkelschätzung

Die beiden Abbildungen B.1 und B.2 ergänzen Abbildung 4.48 um die Ergebnisse der Winkelschätzung der Gruppenantenne als Funktion des Zielwinkels  $\vartheta$  bei Rekonstruktion mit den Steuervektoren  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$  für die Sendeleistungen  $P_{gen} = -30$  dBm und  $P_{gen} = 0$  dBm.

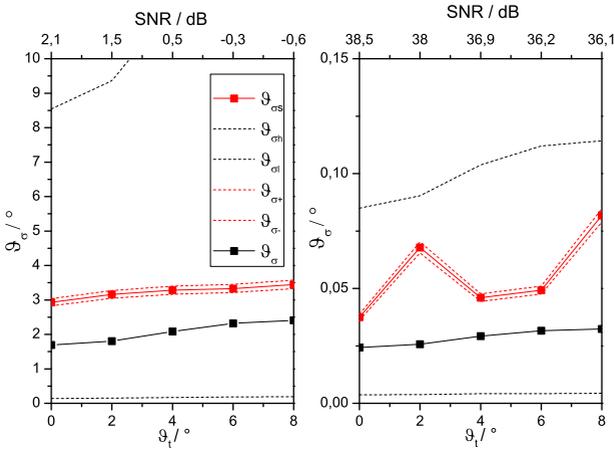


Abbildung B.1. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Gruppenantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{d6}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA

Die beiden Abbildungen B.3 und B.4 ergänzen Abbildung 4.49 um die Ergebnisse der Winkelschätzung der Multimodeantenne als Funktion des Zielwinkels  $\vartheta$  bei Rekonstruktion mit den Steuervektoren  $\vec{a}_{d6}$  und  $\vec{a}_{d9}$  für die Sendeleistungen  $P_{gen} = -30$  dBm und  $P_{gen} = 0$  dBm.

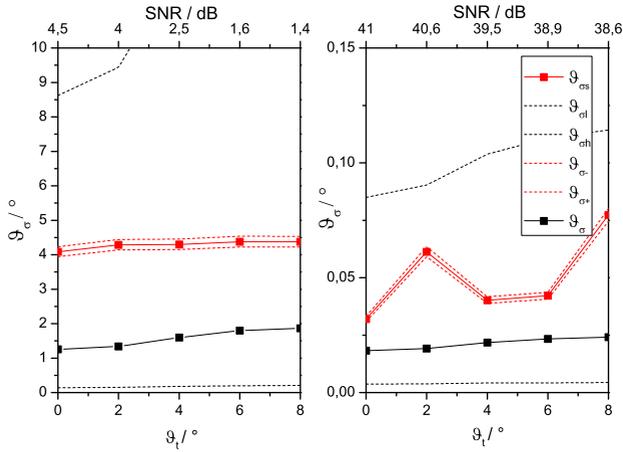


Abbildung B.2. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Gruppenantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{g9}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA

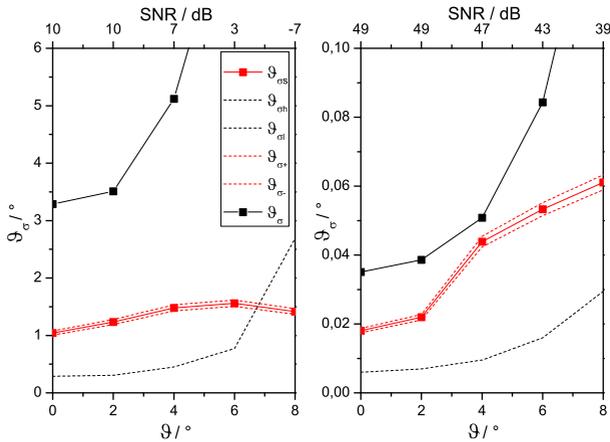


Abbildung B.3. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Multimodeantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{m6}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA

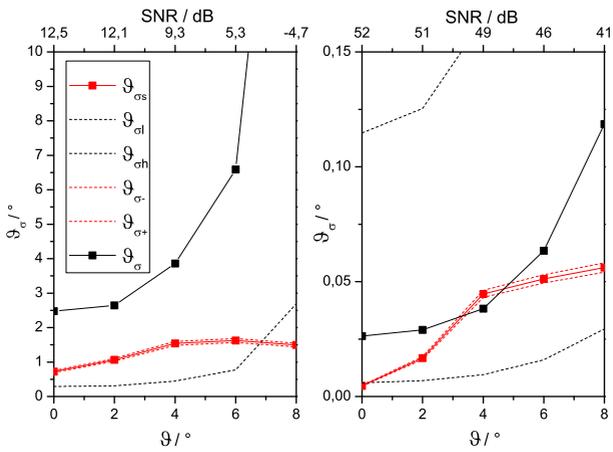


Abbildung B.4. Vergleich der Standardabweichungen der geschätzten Winkel der Multimodeantenne (Rekonstruktion mit  $\vec{a}_{m\vartheta}$ ) zwischen Messung und Simulation für unterschiedliche Winkel  $\vartheta$  für unterschiedliche Sendeleistungen des NWA



# Literaturverzeichnis

- [1] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.
- [2] B. Plaum, "Optimierung von überdimensionierten Hohlleiterkomponenten," Ph.D. dissertation, Universität Stuttgart, 2001.
- [3] S. Kolb, R. Stolle, and R. Strobel, "Microwave Gauging with Improved Angular Resolution," in *7th European Radar Conference*, no. October, 2010, pp. 192–195.
- [4] P. Gulden, M. Vossiek, M. Pichler, and A. Stelzer, "Application of State-Space Frequency Estimation to a 24-GHz FMCW Tank Level Gauging System," in *33rd European Microwave Conference, 2003*, vol. 3. IEEE, 2004, pp. 995–998.
- [5] "APM Solutions." [Online]. Available: <http://www.apm-solutions.com/>
- [6] "Indurad GmbH." [Online]. Available: <http://www.indurad.com/>
- [7] G. De Vito, "A New Type of Monopulse Vernier Obtained by the Excitation of Both H<sub>11</sub> and E<sub>01</sub> Modes in a Circular Waveguide," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 6, pp. 781–781, 1962.
- [8] G. Armbrrecht, "Dielectric Tubular Endfire Antennas for Industrial Radar Level Measurements : Analysis and Design," Ph.D. dissertation, Leibniz Universität Hannover, 2011.
- [9] G. Armbrrecht, C. Zietz, E. Denicke, and I. Rolfes, "A Flexible System Simulator for Antenna Performance Evaluation of Radar Level Measurements," in *European Radar Conference*, no. October, 2009, pp. 513–516.
- [10] W. S. C. K. George Ruck; Donald Barrick, *Radar Cross Section Handbook Vol. 1*. London, UK: Plenum Press, 1970.
- [11] D. Brandwood, *Fourier Transforms in Radar and Signal Processing*. Artech House, 2003.

- [12] M. Skolnik, *Radar handbook*, 3rd ed. New York: McGraw Hill, 2008.
- [13] J. Richter, “Dielektrische Weitwinkellinsen und Speiseanordnungen für Focal Plane Array Antennen bildgebender Millimeterwellensysteme Dielektrische Weitwinkellinsen und Speiseanordnungen für Focal Plane Array Antennen bildgebender Millimeterwellensysteme,” Ph.D. dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2006.
- [14] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, and C. Sturm, “Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 372–385, Feb. 2009.
- [15] S. Ries and T. Kaiser, “Ultra wideband impulse beamforming: It is a different world,” *Signal Processing*, vol. 86, no. 9, pp. 2198–2207, Sept. 2006. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S016516840600017X>
- [16] F. Harris, “On the use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, 1978.
- [17] J.-R. Ohm and H. D. Lüke, *Signalübertragung*, 10th ed. Berlin: Springer Verlag, 2007.
- [18] M. Zatman, “How Narrow Is Narrowband ?” *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, no. 2, p. 85, 1998. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/IRSNE2/v145/i2/p85/s1&Agg=doi>
- [19] J. L. Gómez-Tornero, F. Quesada-Pereira, A. Alvarez-Melcón, G. Goussetis, A. R. Weily, and Y. J. Guo, “Frequency Steerable Two Dimensional Focusing Using Rectilinear Leaky-Wave Lenses,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 2, pp. 407–415, 2011.
- [20] B. Michael, W. Menzel, and A. Gronau, “A Real-Time Close-Range Imaging System with Fixed Antennas,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2736–2741, 2000.
- [21] B. Michael and W. Menzel, “A novel close-range system,” in *Proceedings of the 26th European Microwave Conference*, vol. 6, no. September, Prague, 1996, pp. 130–134.

- [22] H. Rabe, E. Denicke, G. Armbrecht, T. Musch, and I. Rolfes, "Considerations on radar localization in multi-target environments," *Advances in Radio Science*, vol. 7, pp. 5–10, May 2009. [Online]. Available: <http://www.adv-radio-sci.net/7/5/2009/>
- [23] A. O. Boryssenko, C. Craeye, and D. H. Schaubert, "Ultra-Wide Band Near-Field Imaging System," *2007 IEEE Radar Conference*, pp. 402–407, Apr. 2007.
- [24] P. Gething, *Radio Direction Finding And Superresolution*, 2nd ed. London: Peter Peregrinus Ltd., 1991.
- [25] D. Johnson, "The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no. 9, pp. 1018–1028, 1982.
- [26] J. Detlefsen, "Multistatic CW-Dopplerradar with Lateral Resolution for Short-Range-Applications at 35 GHz," *12th European Microwave Conference, 1982*, pp. 107–112, Oct. 1982.
- [27] I. Ziskind and M. Wax, "Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 36, no. 10, pp. 1553–1560, 1988.
- [28] N. E. Hurt, "Maximum Likelihood Estimation and MUSIC in Array Localization Signal Processing: A Review," *Multidimensional Systems and Signal Processing*, vol. 1, no. 3, pp. 279–325, Sept. 1990.
- [29] R. Carrikre, S. Member, R. L. Moses, and S. Member, "High Resolution Radar Target Modeling Using a Modified Prony Estimator," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 1, pp. 13–18, 1992.
- [30] M. Hurst and R. Mittra, "Scattering Center Analysis Via Prony's Method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 8, pp. 986–988, Aug. 1987.
- [31] U. Nickel, "Overview of Generalized Monopulse Estimation," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 27–56, June 2006.
- [32] C. Fischer, "Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten," Ph.D. dissertation, Universität Karlsruhe, 2003.

- [33] P. Pouliguen, R. Hemon, C. Bourlier, J.-F. Damiens, and J. Sallard, "Analytical Formulae for Radar Cross Section of Flat Plates in Near Field and Normal Incidence," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 9, pp. 263–279, 2008. [Online]. Available: <http://ceta.mit.edu/PIERB/pier.php?paper=08081902>
- [34] G. Armbrrecht, E. Denicke, N. Pohl, T. Musch, and I. Rolfes, "Dielectric Travelling Wave Antennas Incorporating Cylindrical Inserts with Tapered Cavities," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, vol. 1, 2009.
- [35] B. Sai, "High Precision Self-Adaptive Radar Gauging under Clutter Environments," in *European Radar Conference*, no. September. IEEE, Sept. 2006, pp. 21–24.
- [36] F. G. H. Meinke, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, 1st ed. Berlin: Springer Verlag, 1962.
- [37] L. H. Mirkin, Adam N., Sibul, "Cramér-Rao Bounds on Angle Estimation with a Two-Dimensional Array," *Signal Processing*, vol. 39, no. 2, pp. 515–517, 1991.
- [38] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [39] T. Maclean, *Principles of antennas: wire and aperture*. Cambridge University Press, 1986.
- [40] C. H. Gierull and T. I. Lukowski, "Analysis of the Multimode Feedhorn Concept for Multi-channel SAR-GMTI," in *EuSAR*, 2010, pp. 649–652.
- [41] A. Tribak, A. Mediavilla, K. Cepero, J. L. Cano, and R. Maroc, "Highly Efficient Monopulse tracking feed subsystem for unmanned aerial vehicle," in *Proceedings of the 41st European Microwave Conference*, no. October, 2011, pp. 1027–1030.
- [42] T. N. H. Vu, "A New Type of High-Performance Monopulse Feed," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 6, pp. 855–857, 1973.

- [43] P. Patel, "Inexpensive multi-mode satellite tracking feed antenna," *IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 135, no. 6, p. 381, 1988. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/IPHPE7/v135/i6/p381/s1&Agg=doi>
- [44] A. Damini, B. Balaji, L. Shafai, and G. Haslam, "Novel multiple phase centre reflector antenna for GMTI radar," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, pp. 199–204, 2004.
- [45] a.M. El-Tager, H. N. Ahmad, and M. M. Darwish, "Multimode Antenna Feed System for an X-Band Monopulse Radar," *2009 IEEE Radar Conference*, pp. 1–4, 2009.
- [46] T. Van Ho and J. Litva, "Adaptive Beamforming Using Multimode Feed Horn Antennas," *Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, no. 1, pp. 1654–1657, 1989.
- [47] D. Brumbi, *Grundlagen der Radartechnik*. Duisburg: Krohne Messtechnik GmbH & Co. KG, 2003.
- [48] D. P. Meyer and H. A. Mayer, *Radar Target Detection*. New York: Academic Press, 1973.
- [49] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I - Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993.
- [50] L. Brennan, "Angular Accuracy of a Phased Array Radar," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 3, pp. 268–275, May 1961.
- [51] J. Sheinvald, M. Wax, and a.J. Weiss, "On Maximum-Likelihood Localization of Coherent Signals," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 10, pp. 2475–2482, 1996.
- [52] S. Sharenon, "Angle Estimation Accuracy with a Monopulse Radar in the Search Mode," *IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics*, vol. ANE-9, no. 3, pp. 175–179, Sept. 1962.
- [53] M. Hiebel, *Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse*, 1st ed. München: Rhode&Schwarz, 2005.

- 
- [54] C. Bourlier and P. Pouliguen, “Useful Analytical Formulae for Near-Field Monostatic Radar Cross Section Under the Physical Optics: Far-Field Criterion,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 1, pp. 205–214, Jan. 2009.
- [55] M. R. Spiegel, *Statistik*. New York: McGraw-Hill Book Company GmbH, 1980.
- [56] D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, 4th ed. Wiesbaden: Vieweg / Teubner, 2008.