

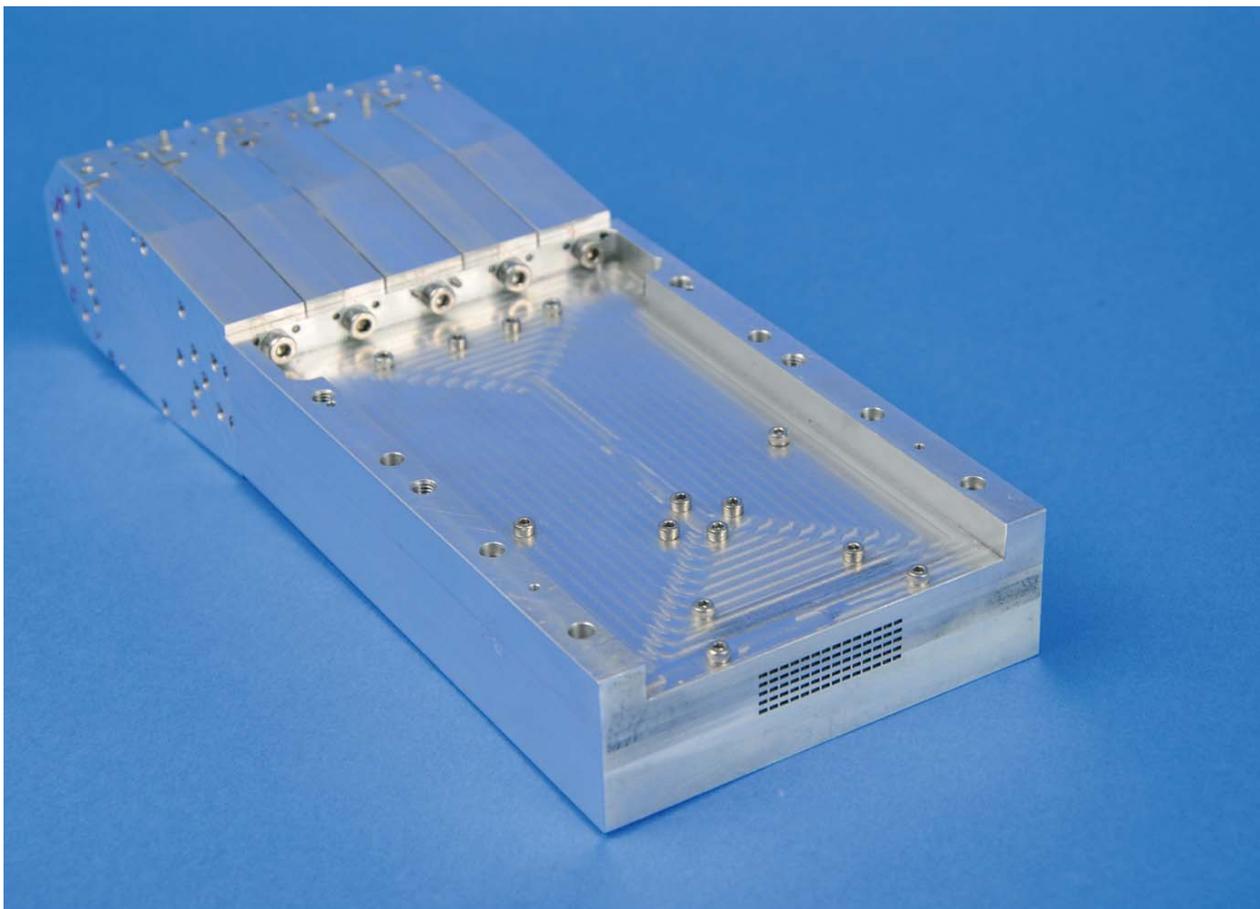


Fraunhofer
FHR

FRAUNHOFER-INSTITUT FÜR HOCHFREQUENZPHYSIK UND RADARTECHNIK FHR

Dirk Nübler

Entwicklung und Optimierung von Rotman-Linsen für den Millimeterwellenbereich



Fraunhofer-Institut für
Hochfrequenzphysik und Radartechnik FHR

Dirk Nüßler

Entwicklung und Optimierung von Rotman-
Linsen für den Millimeterwellenbereich

FRAUNHOFER VERLAG

Kontaktadresse:

Fraunhofer-Institut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik FHR
Fraunhoferstraße 20
53343 Wachtberg
Telefon +49 (0)228 9435-227
Telefax +49 (0)228 9435-627
E-Mail info@fhr.fraunhofer.de
URL www.fhr.fraunhofer.de

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.
ISBN (Print): 978-3-8396-1353-5

D 18

Zugl.: Hamburg-Harburg, TU, Diss., 2017

Druck: Mediendienstleistungen des
Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB, Stuttgart

Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© by **FRAUNHOFER VERLAG**, 2018

Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB
Postfach 80 04 69, 70504 Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 07 11 9 70-25 00
Telefax 07 11 9 70-25 08
E-Mail verlag@fraunhofer.de
URL <http://verlag.fraunhofer.de>

Alle Rechte vorbehalten

Dieses Werk ist einschließlich aller seiner Teile urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die über die engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes hinausgeht, ist ohne schriftliche Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Dies gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Speicherung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von Warenbezeichnungen und Handelsnamen in diesem Buch berechtigt nicht zu der Annahme, dass solche Bezeichnungen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und deshalb von jedermann benutzt werden dürften. Soweit in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden ist, kann der Verlag keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen.

**Entwicklung und Optimierung von Rotman-Linsen für den
Millimeterwellenbereich**

**Vom Promotionsausschuss der
Technischen Universität Hamburg-Harburg
zur Erlangung des akademischen Grades**

**Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation**

**von
Dirk Nüßler
aus Bonn**

2017

-
1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Arne Jacob
 2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl

Tag der mündlichen Prüfung: 02.08.2017

INHALTSVERZEICHNIS

SYMBOL- UND ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS	IV
--	-----------

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS	VIII
------------------------------	-------------

1	EINLEITUNG	1
1.1	DIE ENTWICKLUNG VON ROTMAN-LINSEN SEIT 1962	3
1.2	NEUE ANWENDUNGSGEBIETE FÜR ROTMAN-LINSEN	5
2	ÜBERLEGUNGEN ZUM AUFBAU VON ROTMAN-LINSEN	9
2.1	GRUNDLAGEN FÜR DEN ENTWURF VON ROTMAN-LINSEN	9
2.2	MODIFIZIERTER ANSATZ VON ROTMAN/TURNER NACH GAGNON	10
2.3	POSITION DER ZUSÄTZLICHEN PORTS AUF DER FOKUSKONTUR	15
2.4	ERMITTLUNG DES VERBLEIBENDEN PHASENFEHLERS	17
2.5	HOHLLEITERLINSEN IM TE/TEM-DESIGN	18
2.5.1	FREQUENZ- UND VERLUSTBETRACHTUNGEN FÜR RECHTECKHOHLLEITER	18
2.5.2	DIE AUSFÜHRUNG VON ROTMAN-LINSEN IM TE-DESIGN	20
2.5.3	TEM-LINSEN	22
2.5.4	VERGLEICH VON LINSEN IM TE- UND IM TEM-DESIGN	25
3	REALISIERUNG UND OPTIMIERUNG DER EINZELNEN BAUGRUPPEN EINER ROTMAN-LINSE	27
3.1	HOHLLEITEREINKOPPLUNG	27
3.1.1	OPTIMIERUNG DER ÜBERGÄNGE AUF BASIS DER ANPASSUNG	28
3.1.2	OPTIMIERUNG AUF BASIS DER TRANSMISSIONSPARAMETER	29
3.1.3	PHASENZENTRUM FÜR DIE HOHLLEITERÜBERGÄNGE	32
3.1.4	FOLGERUNGEN FÜR DIE EINSPEISUNG IN DEN BEREICH DER PARALLELPLATTENLEITUNG	35
3.2	AUSLEGUNG DER RANDBEREICHE	35
3.3	AUSGLEICHSLEITUNGEN	41
3.3.1	PHASENVERHALTEN VERSCHIEDENER LEITUNGSFORMEN	41
3.3.2	GRUNDSÄTZLICHE BETRACHTUNGEN ZUR LEITUNGSFÜHRUNG	42
3.3.3	DIE AUSGLEICHSLEITUNGEN ALS RECHTECKFUNKTION	43
3.3.4	DIE AUSGLEICHSLEITUNGEN ALS MODIFIZIERTE DREIECKSFUNKTION	44
3.4	ANTENNENFELD	47
3.4.1	CHARAKTERISTIK DES HOHLLEITERSTRAHLERS	48
3.4.2	CHARAKTERISTIK DES HOHLLEITERARRAYS	49
4	OPTIMIERUNGSSTRATEGIEN FÜR ROTMAN-LINSEN	52
4.1	FERTIGUNGSTECHNIK FÜR ROTMAN-LINSEN IN HOHLLEITERTECHNIK	52
4.1.1	MATERIALAUSWAHL	52
4.1.2	FERTIGUNG DER LINSEN MITTELS DER FRÄSTECHNIK	55
4.2	ENTWICKLUNGSSCHRITTE BEI DER OPTIMIERUNG DER LINSEN	60
4.2.1	ENTWURFS SOFTWARE	61
4.2.2	SIMULATION DER LINSE MIT EINEM ELEKTROMAGNETISCHEN FELDSIMULATOR	62
4.3	DESIGNSTRATEGIEN FÜR ROTMAN-LINSEN	66

4.3.1	KONTURVERLÄUFE UND BERÜCKSICHTIGUNG DER HOHLLEITEREINSPEISUNG	66
4.3.2	LÖSUNGSSTRATEGIEN BEI PORTÜBERSCHNEIDUNGEN AUF DER ANTENNENKONTUR	68
4.3.3	BERECHNUNG DES WIRKUNGSGRADES IM BEREICH DER PARALLELPLATTENLEITUNG	73
5	ENTWURF EINER 220-GHZ-LINSE	76
5.1	DESIGNPARAMETER	77
5.2	MESSERGESBNISSE	81
5.3	ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE	84
6	2D-SCHWENK DER ANTENNENKEULE MITTELS EINES LINSENSTAPELS	86
6.1	KONZEPTIONELLE ÜBERLEGUNGEN ZU EINEM KOMBINIERTEN TE/TEM-LINSENSTAPEL	86
6.2	DOPPELLINSE IM TE/TEM-DESIGN	90
6.2.1	ANTENNENLINSE IM TE-DESIGN	91
6.2.2	REALISIERUNG DES LINSENSTAPELS AUF DER SPEISESEITE IM TEM-DESIGN	94
6.2.3	VERIFIKATION DER BERECHNETEN LINSENDESIGNS DURCH MESSUNGEN AN PROBELINSEN	96
6.2.4	MECHANISCHER AUFBAU DES LINSENSTAPELS	98
6.2.5	VERMESSUNG DES LINSENSTAPELS	99
6.2.6	SCHLUSSFOLGERUNGEN FÜR EIN REDESIGN	102
6.3	LINSENSTAPEL 2	103
6.3.1	EINKOPPELLINSE FÜR DEN LINSENSTAPEL 2	104
6.3.2	DESIGN DER ANTENNENLINSE	108
6.3.3	AUFBAU UND MESSERGESBNISSE FÜR DEN TE/TEM-LINSENSTAPEL	112
6.4	ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE UND DARAUS RESULTIERENDE SCHLUSSFOLGERUNGEN	119
7	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	121
8	LITERATURVERZEICHNIS	123
9	ANHANG	131
9.1	MODIFIZIERTE HERLEITUNG NACH ROTMAN UND TURNER	131
9.2	PHASENGESTEUERTE GRUPPENANTENNEN	135
9.2.1	GRUNDLAGEN FÜR GRUPPENANTENNEN	135
9.2.2	LINEARE ANTENNENGRUPPEN	137
9.3	MESSTECHNIK	140
9.4	2D-ANTENNENDIAGRAMME LINSENSTAPEL 1	142
9.5	2D-ANTENNENDIAGRAMME LINSENSTAPEL 2	147

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Lateinische Buchstaben

A_w	Wirkfläche der Antenne
B	Frequenzbandbreite eines Systems [GHz]
c_0	Lichtgeschwindigkeit
d	Abstand zwischen den Platten eines Linsenstapels bzw. zwischen den daraus resultierenden Strahlungselementen [mm]
d_x	äquidistanter Elementabstand im Array entlang der x-Achse
D	Direktivität der Antenne
D_0	Durchmesser der Antenne
F	Fokuslänge zwischen F2, F3 zu P ₀
f	Frequenz [GHz]
f_c	kritische Frequenz / cut-off-Frequenz für den Grundmode im Standardrechteckhohlleiter [GHz]
f_{cm}	kritische Frequenz / cut-off-Frequenz für den m-ten Mode [GHz]
$f_{carrier}$	Trägerfrequenz des ausgesendeten Signals
$F1$	Fokuspunkt auf der X-Achse
$F2, F3$	Fokuspunkte außerhalb der X-Achse
G	Abstand zwischen dem Fokuspunkt F1 und P ₀
k_0	Wellenzahl
K	Gewichtungsfaktor für die Halbwertsbreite der Antenne
$K1$	Korrekturfaktor für die Leitungsführung in Bereichen ohne TEM-Ausbreitung
N	Anzahl der Antennenelemente in einem Array
P_N	Position des N-ten Port auf der Antennenkontur der Rotman-Linse
P_0	Position des zentralen Ports auf der Antennenkontur der Rotman-Linse
P_{rad}	über die Aperturfläche abgestrahlte Leistung eines offen Hohlleiterstrahlers
R	Radius der Fokuskontur [mm]
R_w	Oberflächenwiderstand
T	Transmissionskoeffizient
TE_{10}	Grundmode im Rechteckhohlleiter
TM_0	Grundmode einer TEM Rotman-Linse im Bereich der Parallelplattenleitung
v_p	Phasengeschwindigkeit
W_N	Länge der Verbindungsleitungen zwischen dem N-Element im Antennenfeld und dem zugehörigen Punkt auf der Antennenkontur [mm]
W_0	Länge der Verbindungsleitungen zwischen dem zentralen Element im Antennenfeld und dem Zentrum der Antennenkontur [mm]
Z_{10}^{TE}	Wellenwiderstand der Grundmode im Rechteckhohlleiter
Z_0	Impedanz der Freiraumwelle = $120\pi \Omega$

Griechische Buchstaben

α_c	Dämpfung der Grundmode im Standardrechteckhohlleiter
α_{cTE}	Dämpfung der Grundmode TE_1 im Bereich der Parallelplattenleitung
α_{cTM}	Dämpfung der Grundmode TM_0 im Bereich der Parallelplattenleitung
α_{3dB}	Halbwertsbreite der Antennenkeule
δ	Eindringtiefe durch den Skin-Effekt [μm]
δ_{gr}	Entfernungsauflösung
$\delta_{a,DBS}$	Azimutauflösung eines DBS Systems
$\Delta\alpha, \Delta\beta$	Phasenfehler bei Sektorhörnern
Δl	Weglängenfehler innerhalb einer Rotmanlinse [mm]
ΔT	Temperaturauflösung
$\Delta\theta$	Winkelauflösung eines Radars
Δx	Aufweitung der Hornstruktur
Δy	Länge der Hornstruktur
ϵ_0	elektrische Feldkonstante = $8,854187\dots \cdot 10^{-12}$ (AS)/(Vm) [1]
ϵ_r	Permittivität eines Materials
ϵ_{re}	effektive Permeabilität eines Materials
ϵ^*	komplexe Permittivität
η_b	Brechungsindex
η_w	Wellenwiderstand [Ω]
θ	Elevationswinkel
θ_{Gra}	Winkel unter dem sekundäre Hauptkeulen in einem Array auftreten
λ	Wellenlänge [mm]
λ_0	Wellenlänge im Freiraum [mm]
λ_c	kritische Wellenlänge [mm]
λ_g	geführte Wellenlänge im Hohlleiter [mm]
λ_β	Wellenlänge im Bereich der Parallelplattenleitung [mm]
λ_c	kritische Frequenz für den Grundmode im Standardrechteckhohlleiter in mm
λ_{cm}	kritische Frequenz für den m-ten Mode für TE/TM Leitungsführung
μ^*	komplexe Permeabilität
μ_0	magnetische Feldkonstante = $1,256637\dots \cdot 10^{-6}$ (Vs)/(Am) [1]
π	Kreiszahl
σ	Leitfähigkeit (S/m)
ϕ	Azimutwinkel

Abkürzungsverzeichnis

Al.....	Aluminium
CAD	Computer Aided Design
CNC.....	Computer Numerically Controlled
dB	Dezibel
DBF	Digital Beam Forming
DBS	Doppler Beam Sharpening
E-Feld	Elektrisches Feld
F-Band.....	Frequenzbereich von 90 bis 140 GHz
FEM.....	Finite Elemente Methode
GaAs.....	Galium Arsenid
HF	High Frequency
H-Feld.....	Magnetisches Feld
InP	Indium Phosphid
ISM.....	Industrial Scientific Medical Band
Ka-Band	Frequenzbereich von 26,5 bis 40 GHz
MEMS	Mirco-Electro-Mechanical Systems
Mg	Magnesium
mmW.....	Millimeterwelle
Mn	Mangan
RAR.....	Real Aperture Radar
S/E	Sende/Empfangs
SAR.....	Synthetisches Apertur Radar
SiGe.....	Silizium Germanium
SIW.....	Surface Integrated Waveguides
SLL.....	Side Lobe Level
TE	Transversal Elektrisch
TEM	Transversale Elektromagnetisch
TM.....	Transversal Magnetisch
VNA	Vektor-Netzwerk-Analysator
W-Band	Frequenzbereich von 75 bis 110 GHz
WR	Waveguide Rectangular
X-Band	Frequenzbereich von 8,2 bis 12,5 GHz

1 Einleitung

In den letzten 20 Jahren haben Hochfrequenzsensoren und Radarsysteme in vielen Bereichen des alltäglichen Lebens Einzug gehalten. Von der Einparkhilfe in Kraftfahrzeugen bis zur Messung von Füllständen in Silos erstrecken sich heute die Einsatzgebiete. Dabei ist die Übertragungsbandbreite bzw. Signalbandbreite die wichtigste Ressource für moderne Kommunikationssysteme und hochauflösende Radaranwendungen. Im Mikrowellenbereich unterhalb von 40 GHz können die benötigten Bandbreiten häufig nicht bereitgestellt werden bzw. ist die Zuteilung der Sendelizenzen an Einschränkungen hinsichtlich der maximalen Sendeleistung, der Abschirmmaßnahmen oder eines räumlich begrenzten Einsatzbereichs gebunden.

Größere Übertragungsbandbreiten werden in der Regel nur noch im Millimeterwellenbereich zugelassen. Ein Beispiel hierfür sind Funkanwendungen für die Verkehrstelematik, häufig unter dem Begriff „Abstandswarnradar“ zusammengefasst, für die im Frequenzbereich von 77 bis 81 GHz Genehmigungen vorliegen [2]. Der Wechsel zu höheren Sendefrequenzen ist nur eingeschränkt möglich, da die Übertragungreichweiten durch die höhere atmosphärische Dämpfung kürzer werden und die Kosten für die technische Realisierung ansteigen. Die Entwicklung der Radarsysteme für den Automobil-Bereich veranschaulicht den Konflikt, der sich bei der Auslegung eines Systems ergibt: Während einerseits die kommerziellen Forderungen nach leistungsfähigeren, zuverlässigen und wettbewerbsfähigen Systemen erfüllt werden müssen, steigern andererseits die technischen Anforderungen durch die höheren Mittenfrequenzen und die größeren Übertragungsbandbreiten den Realisierungsaufwand beträchtlich. Diese Herausforderung ist einer der Gründe, warum die für den 30. Juni 2013 gesetzlich vorgesehene Umstellung der Radarsysteme von 24 GHz auf 79 GHz auf den 1. Januar 2018 verschoben wurde [3].

Infolge dieser gegenläufigen Bedingungen müssen neue Lösungsansätze erarbeitet werden. Die Entwicklung von Halbleiterschaltungen auf Silizium-Wafern für den Frequenzbereich bis 100 GHz ist dabei einer der wichtigsten Fortschritte in der letzten Dekade. Zwar existieren Halbleiterschaltkreise auf Basis von GaAs/InP bis 600 GHz [4-6], jedoch sind diese Forschungsarbeiten auf wenige Komponenten wie Verstärker und Mischer beschränkt. Experimentelle Phasenschieber sind lediglich als Demonstratoren bis 94 GHz [7-10] aufgebaut worden. Die Einführung von SiGe-Schaltungen für Anwendungen bei Kraftfahrzeugen erlaubte erstmalig die wirtschaftliche Nutzung dieses Frequenzbereichs, zumal mit steigender Grenzfrequenz erste Schaltungen für die ISM-Bänder (Industrial Scientific Medical) bei 122,5 und 245 GHz realisiert werden konnten. Für den Übergang bis zur kommerziell sinnvollen Umsetzung werden jedoch Brückentechnologien benötigt, die bereits heute die Generierung wirtschaftlich erfolgreicher Systemkonzepte ermöglichen. Hier bietet sich ein Blick zurück in die Anfangszeit der Mikrowellentechnologie an, da viele Aufgabenstellungen mit den heutigen Herausforderungen vergleichbar sind. Eine der erfolgreichsten Komponenten, die bis heute in verschiedenen Bauformen und Anwendungen immer wieder verwendet wird, ist die aus dem Jahr 1962 stammende Rotman-Linse [11, 12].

Es handelt sich hierbei um einen geführten Linsentyp, bei dem der Brechungsindex nicht über die dielektrischen Materialeigenschaften erreicht wird, sondern über die Phasengeschwindigkeit der geführten Wellenlänge. Rotman-Linsen sind als Beamforming-Netzwerk interessant, da sie sich für den Aufbau elektronisch gesteuerter Gruppenantennen mit großer Übertragungsbandbreite eignen.

Die Entwicklung leistungsstarker, kompakter und vor allen Dingen kostengünstiger elektronisch gesteuerter Gruppenantennen ist eines der wesentlichsten Arbeitsgebiete in der heutigen Radarforschung. Das Fehlen einer mechanisch geschwenkten Antenne und das damit einhergehende, nahezu verzögerungsfreie Schwenken der Antenne erlauben es, mehrere Ziele mit hoher Update-Rate erfasst zu halten, während das Radarsystem parallel dazu im Zeitschlitzverfahren im Suchmodus arbeitet. Weitere wesentliche Vorteile sind die durch die Überlagerung einer Vielzahl von Sendemodulen erreichte hohe Sendeleistung sowie die damit einhergehende bessere Ausfallsicherheit des Gesamtsystems beim Ausfall einzelner Module. Die Fähigkeit, die Antenne dem jeweiligen Betriebsmodus und der Umgebung anzupassen und das Antennendiagramm zu formen, sind die größten Vorteile, die eine elektronisch gesteuerte Gruppenantenne im Vergleich mit einem klassischen Radarsystem hat, das auf zentral gespeisten Antennenkonzepten wie z. B. dem Parabolspiegel oder einer planar aufgebauten Antenne basiert. Dem steht der erhebliche Aufwand an Integrationstechnik gegenüber, der betrieben werden muss, um eine Vielzahl von Modulen im Abstand von jeweils einer halben Wellenlänge zu integrieren. Daher ist die Einführung von phasengesteuerten Gruppenantennen in operativen Systemen bisher auf den klassischen Mikrowellenbereich bis ca. 40 GHz begrenzt [13, 14].

Unabhängig von dem gewählten Phasenschieberkonzept ist die Bandbreite von phasengesteuerten Gruppenantennen begrenzt. Die Einschränkung basiert auf der Frequenzabhängigkeit der verwendeten Phasenschieber. Insbesondere in militärischen Anwendungen werden jedoch Systeme mit einer großen Bandbreite benötigt, z. B. zur Generierung von hochauflösenden Bildern nach dem „Synthetic Aperture Radar“ (SAR)-Verfahren [15, 16] oder für Anwendungen im Bereich der elektronischen Kriegsführung „Electronic Warfare“. Ihre gute Eignung als „Multibeam“-Antenne führte in den nachfolgenden Jahrzehnten zu einer entsprechend intensiven Nutzung der Linsentechnik, d. h. zur Detektion und Bestimmung der Richtung von bedrohenden Radarsensoren sowie bei intelligenten Störkonzepten zur Einleitung von elektronischen Störmaßnahmen in den jeweiligen Winkelbereichen [17]. Systemkonzepte auf Basis von Rotman-Linsen finden sich aus diesem Grund in verschiedenen operativen Systemen wie im ALQ-184 [18] und im Marinesystem SLQ-32 [19]. Bisherige Realisierungen von Rotman-Linsen konzentrieren sich auf Entwürfe im Mikrowellenbereich und Umsetzungen von Linsenauslegungen in Mikrostreifentechnik [20-31].

Die Linsen werden dabei zum Positionieren der Antennenkeule in einer Ebene verwendet. Um zu bewerten, ob Rotman-Linsen als Brückentechnologie für den oberen Millimeterwellenbereich nutzbar sind, muss geklärt werden, ob die bestehenden Entwurfsverfahren und Linsendesigns oberhalb von 100 GHz verwendet werden können. Im Rahmen dieser Arbeit werden Designregeln und Optimierungsstrategien für Hohlleiterlinsen im Millimeterwellenbereich entwickelt. Bisher konnte nicht abschließend geklärt werden, mit welchen technologischen Ansätzen eine 2D-Positionierung von Antennenkeulen im Millimeterwellenbereich unter Verwendung von Rotman-Linsen realisiert werden kann [32, 33]. Die Verfahren werden durch Testauslegungen verifiziert, hierzu gehören der Aufbau von 2D-Linsenstapeln bei 94 GHz und die Realisierung von Rotman-Linsen bei einer Mittelfrequenz von 220 GHz. Ziel ist es, Grundlagen für Entwürfe zu schaffen, die sich nicht nur auf die Optimierung der Linsenparameter konzentrieren, sondern einen Kompromiss zwischen Entwurfsparametern, fertigungstechnischen Rahmenbedingungen und Systemanforderungen erlauben.

1.1 Die Entwicklung von Rotman-Linsen seit 1962

Rotman und Turner veröffentlichten ihre Arbeit erstmalig im Jahr 1962. Ihre Linsen basieren als geführter Linsentyp auf metallischen Plattenlinsen, bei denen parallel angeordnete Metallplatten unterschiedlicher Länge die Linse bilden [34].

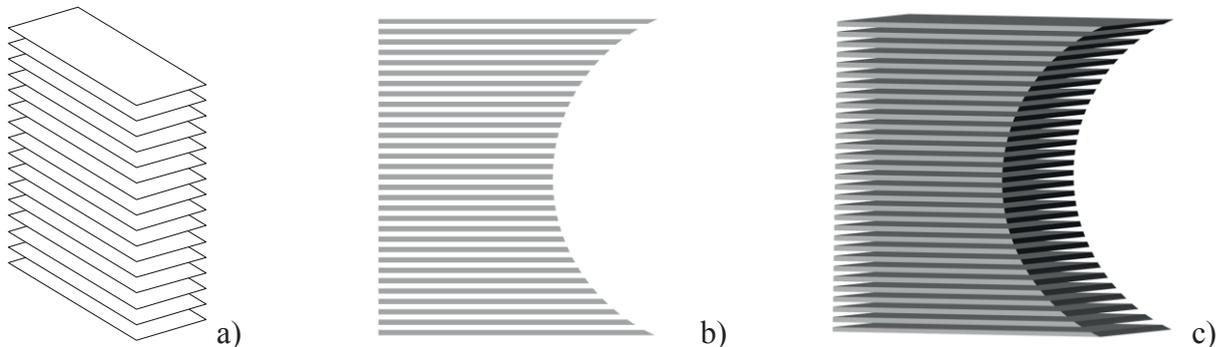


Abbildung 1: Eine Plattenlinse basiert wie in a) dargestellt auf einem Stapel dünner Metallplatten. Sie erzeugt durch unterschiedliche Längen der einzelnen Platten wie in b) und c) dargestellt Laufzeitunterschiede, wie bei einer dielektrischen Linse.

Hierbei wird ein Stapel dünner metallischer Platten in einem festen Abstand (d) angeordnet. Zwischen den Platten breitet sich die elektromagnetische Welle mit der über den Abstand definierten geführten Wellenlänge aus. Der Abstand der parallelen Platten bestimmt den Brechungsindex und ist einer der wichtigsten Entwurfparameter bei der Auslegung von Plattenlinsen wie den Rotman-Linsen [34-36]:

$$\eta_b = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2d}\right)^2} \quad (1)$$

Bei Plattenlinsen gibt es keine dielektrischen Verluste, somit stellen sie eine attraktive Alternative zu herkömmlichen Linsenkonzepten dar. Mit steigender Frequenz kommt es jedoch wegen des Skin-Effekts zu größeren Verlusten, denen mit einer geeigneten Materialauswahl bzw. einer Beschichtung durch Silber oder Gold begegnet werden muss. Die Arbeit von Rotman und Turner baut auf den Forschungsergebnissen von Ruze [37] und Gent [38] auf. Insbesondere die von Gent ist dabei von Bedeutung, da hier erstmalig die Linse nicht mehr als reiner Ersatz für eine dielektrische Linse angesehen wird, sondern als ein Gesamtsystem mit Antennenfeld und Verbindungsleitungen. Damit ebnete Gent den Weg für die Arbeiten von Rotman und Turner. Zwar entwickelte bereits Gent die Idee einer Linse mit drei Fokuspunkten, jedoch zeigte Rotman als Erster eine Lösung zum Berechnen der Kontur und der Weglängenunterschiede. Rotman und Turner verwendeten dabei als erste flexible Verbindungsleitungen zwischen den inneren Speisepunkten der Linse und den Antennenelementen [11, 12, 37]. Die Linse verfügt aufgrund ihres Aufbaus als Echtzeit-Verzögerungsleitung über optimale scannende Eigenschaften bei gleichzeitig großen Bandbreiten.

Raytheon baute im Laufe der Zeit zahlreiche Systeme auf Basis von Rotman-Linsen auf und ist für die wesentlichsten technologischen Entwicklungen und kommerziellen Produkte in den darauffolgenden Jahren verantwortlich. So wurde 1967 erstmalig eine dielektrisch gefüllte Linse demonstriert [39], 1970 der Aufbau einer zweidimensionalen Linse realisiert und zwischen 1981 und 1983 wurden grundlegende Arbeiten durchgeführt, die die Einspeisung in den Linseninnenraum optimier-

ten [40, 41]. Zukunftsweisende Arbeiten für den Aufbau von zweidimensionalen Linsenstapeln in Mikrostreifentechnik wurden im Jahr 2002 veröffentlicht [20].



Abbildung 2: Foto der ersten Hohlleiterlinse für das W-Band [42].

Für die Entwicklung von Rotman-Linsen im Millimeterwellenbereich waren die Arbeiten bei 35 GHz am „Georgia Institute of Technology“ (Georgia Tech) wegweisend [43-45]. Bemerkenswert war an dem Ansatz der Aufbau einer Linse, die - anders als im ursprünglichen Entwurf von Rotman und Turner - nicht auf einem TEM-Mode im Bereich der Parallelplattenleitung basiert. Durch die senkrechte Hohlleiterorientierung am Übergang vom Hohlleiter zur Parallelplattenleitung wurde ein besonders kompakter Aufbau der Linse ermöglicht. Während bei dem Ansatz von Georgia Tech die Ankopplung der Linse an das Antennenfeld noch mit HF-Kabeln erfolgte, ist dies wegen der fehlenden verlustarmen Kabeltechnik im W-Band nicht möglich. Für Frequenzen oberhalb von 67 GHz steht bis zum jetzigen Zeitpunkt eine ausgereifte Kabeltechnik nicht zur Verfügung, die eine verlustarme Leitungsführung erlaubt¹. Diese Ausgangsbedingungen motivierten die Entwicklung einer Linse, die komplett in Hohlleitertechnologie umgesetzt wurde (s. Abbildung 2) [42].

Ein zentraler Entwicklungsschritt ist dabei die Integration der Ausgleichsleitung in den Entwurf. Die Antennenelemente werden wegen des einfachen Aufbaus und aus Platzgründen als offene Hohlleiter ausgeführt. Die Randzonen werden, um den Entwurf möglichst einfach zu halten, mit einem Flachabsorber ausgekleidet. Die Ergebnisse zeigen, dass Linsenkonzepte nicht grundsätzlich eine Alternative zu phasengesteuerten Gruppenantennen darstellen. Vielmehr ermöglichen Rotman-Linsen neue Systemkonzepte, bei denen Ansätze auf Basis von Gruppenantennen mit Phasenschiebern nicht in möglich sind.

¹ Mittlerweile bieten verschiedene Hersteller vorkonfektionierte Kabel bis zu 110 GHz an, darunter das GORE® PHASEFLEX® oder das TCF119 von TOTOKU ELECTRIC CO., LTD.

1.2 Neue Anwendungsgebiete für Rotman-Linsen

Eine der gebräuchlichsten Anwendungen von Rotman-Linsen ist das simultane Empfangen/Abstrahlen von Signalen in bestimmte Raumwinkel. Insofern stammen die meisten operativen Systeme mit Rotman-Linsen aus Anwendungen für die Telekommunikation oder militärische Störkonzepte. Der Einsatz von Rotman-Linsen in der jeweiligen Anwendung ist jedoch nur dann effektiv, wenn deren spezifischen Vorteile wie eine große Übertragungsbandbreite zum Tragen kommen. Hybride Systemkonzepte, bei denen eine mechanische Bewegung der Antenne mit der elektronischen Strahlschwenkung kombiniert wird, eröffnen jedoch neue Anwendungsfelder für den Einsatz von Rotman-Linsen.

Rotman-Linsen für radiometrische Systeme:

Radiometrische Sensorsysteme nutzen die von jedem Körper ausgehende elektromagnetische Strahlung. Üblich sind einkanalige oder mehrkanalige Systeme, die mittels eines Drehstands ein vorgegebenes Raster abtasten und dabei ein Bild der Umgebung, einer Person oder eines Objekts erzeugen [46]. Linsen, insbesondere dielektrische Linsen, werden häufig in abbildenden radiometrischen Scannern eingesetzt [47]. Eine der bekanntesten Anwendungen ist dabei die Personenkontrolle, bei der das Faktum ausgenutzt wird, dass viele Kleidungsstoffe im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich transparent oder teiltransparent sind. Aufgrund der unterschiedlichen Emissions-, Reflektions- und Transmissionskoeffizienten bilden sich verdeckt getragene Waffen oder Sprengstoffpakete deutlich gegen den Körper ab. Die Realisierung abbildender Systeme basiert auf dem Aufbau mehrkanaliger Systeme, die über eine hohe Empfindlichkeit in Kombination mit einer geringen Integrationszeit pro Bildpunkt verfügen. Betrachtet man die radiometrische Gleichung für die Temperaturlösung (ΔT), so wird deutlich, dass - neben einem geringen Systemrauschen (T_{sys}) - die Integrationszeit (τ) und die Empfängerbandbreite (B) die bestimmenden Parameter für die Optimierung eines solchen Systemansatzes darstellen.

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2)$$

Radiometrische Sensoren mit einer guten Temperaturlösung müssen somit entweder gekühlt werden, um das Systemrauschen niedrig zu halten, oder eine große Systembandbreite besitzen. Für Sicherheitsanwendungen werden einfache Systemkonzepte benötigt, die über eine hohe Updaterate verfügen, was gekühlte Systeme in der Regel ausschließt. Systemkonzepte die eine Bildwiederholrate von mehreren Hertz haben, sind bisher die Ausnahme [48-49]. Als Kompromiss zwischen der Forderung nach einem niedrigen Systempreis und nach einer hohen Bildwiederholrate bieten sich Zeilenarrays an, die mechanisch in einer Ebene geschwenkt werden. Rotman-Linsen vereinen eine große Systembandbreite mit einem mehrkanaligen Ansatz und bieten somit ideale Voraussetzungen für radiometrische Zeilenkameras.

Rotman-Linsen in luftgetragenen, abbildenden Aufklärungssensoren:

Während der Einsatz in radiometrischen Systemen hauptsächlich eine direkte Weiterentwicklung bestehender Konzepte ist, eröffnen Rotman-Linsen das Potenzial für völlig neue Systementwürfe. Exemplarisch zeigt dies ein Konzept auf Basis eines Synthetischen Apertur Radars (SAR). Der Ansatz bietet sich deshalb an, weil die spezifischen Vorteile einer Rotman-Linse mit denen eines

mechanisch geschwenkten Systems kombiniert werden [50]. Dafür ist es notwendig, die Rahmenbedingungen zu betrachten, die die Auflösung abbildender Sensoren begrenzen.

Die Azimutauflösung ist bei einem Radarsystem mit Realapertur durch die Halbwertsbreite der verwendeten Antennenkeule und der Entfernung zum Boden vorgegeben. Bei Systemen mit Realapertur werden aus diesem Grund stark bündelnde Antennen verwendet. Die Winkelauflösung ($\Delta\theta$) eines Radarsystems ist dabei wieder durch das Verhältnis von Wellenlänge zu Antennengröße (D_0) bestimmt. Hieraus resultiert wegen der längeren Wellenlänge bei konstanter Antennenapertur und identischer Messentfernung bei Radarsystemen mit Realapertur (RAR) eine deutlich schlechtere Auflösung als für vergleichbare optische Sensorsysteme. Eine Möglichkeit, diese Auflösung zu verbessern und die räumliche Ausdehnung der Antennenapertur zu begrenzen, ist das SAR-Verfahren. Hierbei wird die abzubildende Szene in Schrägansicht quer zur Flugrichtung der fliegenden Sensorplattform beleuchtet. Um die Auflösung zu erhöhen, werden die Amplituden und Phasendaten entlang des Flugpfades erfasst und zu einer synthetischen Antennenapertur zusammengesetzt.

Die Bestimmung des Streuzentrums berechnet sich im einfachsten Fall über einen „Matched Filter“, mit dem aus dem Phasenverlauf der einzelnen Streuzentren die Position zurückgerechnet werden kann. In Flugrichtung ist die Phasenänderung maximal, jedoch geht die Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Streuzentren gegen Null. Da die Differenzphase zwischen zwei benachbarten Streuzentren quer zur Flugrichtung maximal wird, werden die meisten klassischen SAR-Systeme in einem 90-Grad-Winkel zur Flugrichtung angeordnet. Die maximale Auflösung ist dabei näherungsweise auf die halbe Antennenapertur beschränkt. Hieraus resultiert die Forderung bei hochauflösenden SAR-Systemen nach einer möglichst kleinen realen Antennenapertur. Bei einem Impulsradar geschieht die Auflösung quer zur Flugrichtung über die Laufzeit des Signals. Die Entfernungsauflösung (δ_{gr}) ist dabei durch die Pulsdauer (τ_{puls}) gegeben, wobei diese umgekehrt proportional zur Signalbandbreite (B) des Signals ist. Damit ist die Querauflösung, wie in Gl. 3 beschrieben, direkt abhängig von der Bandbreite des Signals und unabhängig von der Entfernung.

$$\delta_{gr} = \frac{c_0 \tau_{puls}}{2} = \frac{c_0}{2B} \quad (3)$$

mit c_0 = Lichtgeschwindigkeit.

Hieraus entsteht ein Konflikt, da operationelle Vorgaben eine Voraussicht des Radars in Flugrichtung erfordern. Hier kommt das „Doppler Beam Sharpening“ (DBS) als Spezialanwendung des SAR-Verfahrens zum Zuge. Bei einem DBS wird die Antenne nicht starr eingebaut, sondern mittels eines Gimbals über die in Vorwärts- bzw. Seitwärtsrichtung zu beobachtende Szene geschwenkt. Jedoch verringert sich infolge der Schwenkbewegung die reale Verweildauer eines Streuzentrums im Beam. Die Auflösung wird somit von der Geschwindigkeit des Flugzeugs (v) und der Winkelgeschwindigkeit des Gimbal-Systems (ω_{winkel}), der Halbwertsbreite der verwendeten Antenne (α_{3dB}) sowie dem Squintwinkel (φ) bestimmt. Unter dem Squintwinkel versteht man den Winkel zwischen der Flugrichtung des Flugzeugs und der Blickrichtung der Antenne. Wie bei seitwärts schauenden SAR-Systemen gilt, dass die maximale Auflösung durch die Halbwertskeule der Realapertur-Antenne und die verwendete Trägerfrequenz des ausgesendeten Signals ($f_{carrier}$) begrenzt ist. Die Entfernungsauflösung bleibt davon unbeeinflusst und ist, wie bei SAR-Systemen, lediglich

durch die Bandbreite des ausgesendeten Signals bestimmt. Die daraus resultierende Azimutauf-
 lösung kann wie folgt berechnet werden:

$$\delta_{a_DBS} \approx \frac{c_0 \omega_{winkel}}{2 v \alpha_{3dB} f_{carrier} \sin(\varphi)} \quad (4)$$

In Flugrichtung entsteht wegen der fehlenden Phasendifferenz zwischen benachbarten Streuzentren ein blinder Sektor für das DBS-Verfahren. Um in Flugrichtung zu messen, schalten die Radarsysteme von DBS auf Realapertur um. Hieraus entsteht der Konflikt, dass die breite Antennenkeule für den DBS-Mode für den Schwenk mit einer realen Apertur ungeeignet ist und die Auflösung sich verschlechtert. In Abbildung 3 wird die Winkelauf-
 lösung für ein Radarsystems bei 94 GHz über den Schwenkbereich dargestellt. Angenommen wird dabei, dass das System optional mit einer Antenne mit einem 10-cm- und einem 30-cm-Durchmesser ausgestattet ist.

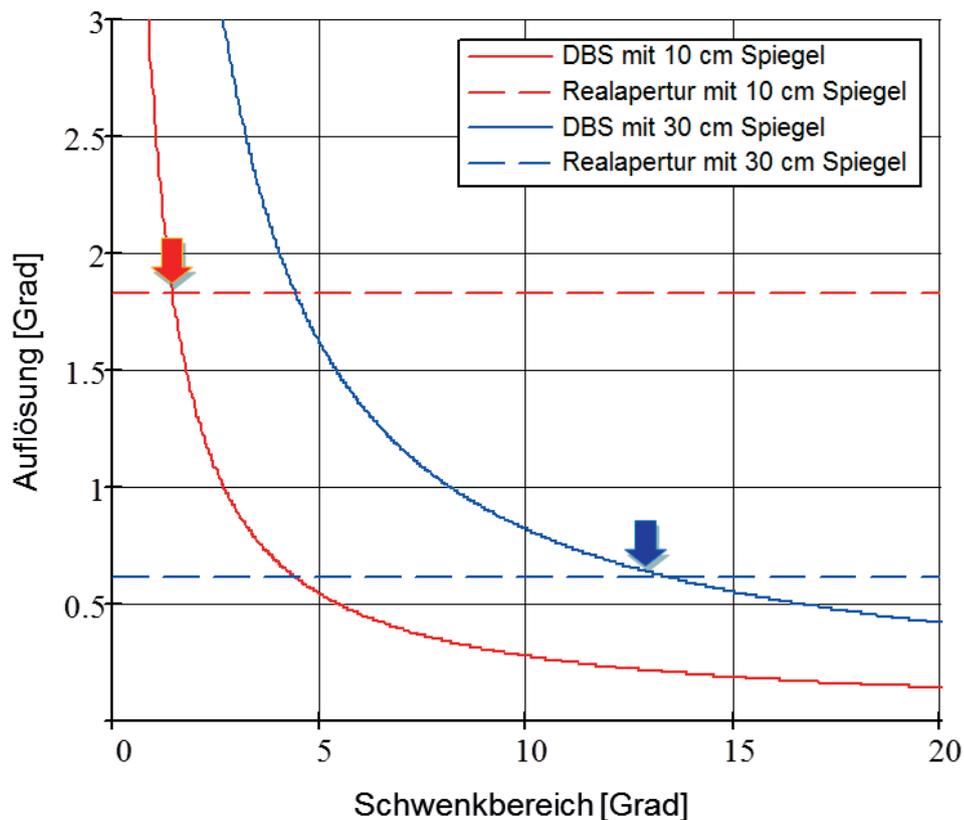


Abbildung 3: Verlauf der DBS- und Realapertur-Auflösung über den Schwenkbereich für eine Antenne mit einem 10-cm- und 30-cm-Durchmesser.

Hierbei zeigte sich, dass die 30-cm-Antenne im direkten Vergleich zur 10-cm-Antenne für den größten Teil des dargestellten Schwenkbereichs eine deutlich schlechtere Antennenbündelung aufweist und bereits ab einer Auslenkung von ca. 13 Grad die Charakteristik der Realapertur die bessere Antennenbündelung ergibt. Aufgrund der hohen Bündelung der Realapertur liegt die Winkelauf-
 lösung bei maximal 0,6 Grad für 94 GHz. Die Antenne mit 10-cm-Durchmesser erreicht im DBS-Betrieb bereits ab einer Auslenkung von 4 Grad eine bessere Winkelauf-
 lösung als die 30-cm-Variante. Von 0 bis 4 Grad Auslenkung ist die Winkelauf-
 lösung jedoch deutlich schlechter. Mit 1,8 Grad Winkelauf-
 lösung für den Realaperturbereich ist sie unmittelbar in Flugrichtung um den Faktor 3 schlechter. Somit kann eine starre Antenne nur ein Kompromiss sein, da eine optimale Antenne ihre Antennenbündelung dem jeweiligen Schwenkwinkel entsprechend anpassen müsste.

Für den DBS-Betrieb wird eine Antenne mit breiter Antennenkeule benötigt, während für den Schwenkbereich mit Realapertur eine mit hoher Antennenbündelung benötigt wird. Phasengesteuerte Gruppenantennen sind eine Alternative, da sie die Antenne entsprechend dem jeweiligen Betriebsmode ausbilden können. Sie kommen aber aufgrund des großen technischen Aufwands und der damit einhergehenden hohen Kosten für zivile Anwendungen wie zur Landeunterstützung nicht in Frage. Multi-Beam-Antennen wie die Rotman-Linse lassen hier neue Systemansätze zu. Ausgehend von der Forderung, dass eine Antenne ihre Keule verändern können muss, wird bei den weiteren Betrachtungen auf der Empfängerseite von einer Rotman-Linse mit 8 einzelnen Antennenkeulen ausgegangen, die über separate Empfangskanäle einzeln kohärent erfasst werden. Die Hauptmaxima der Antennenkeulen überschneiden sich dabei mit denen ihrer jeweiligen Nachbarn. Das Sendesignal wird über eine separate Antenne abgestrahlt, deren Keule den durch die 8 Empfangskeulen gebildeten Winkelbereich vollständig abdeckt. Für den DBS-Betrieb, wo eine breite Antennenkeule erforderlich ist, können jetzt mehrere Empfangskanäle zusammengefasst werden. Der Ansatz ermöglicht durch die Gewichtung und Kombination mehrerer Kanäle den Aufbau einer Antennenkeule mit verbessertem Nebenzipfelniveau sowie mit veränderlicher Halbwertsbreite.

Damit entspricht der Ansatz im Wesentlichen jenen Systemen, die ihren Antennenschwenk durch „**Digital Beam Forming**“ (DBF) realisieren. Abweichend von den sonst üblichen Ansätzen für entsprechende Systeme erfolgt die Digitalisierung nicht nach den einzelnen Antennenelementen, sondern erst nach der Bildung der einzelnen Antennendiagramme durch die Linse. Hierdurch sinkt die Anzahl der zu digitalisierenden Kanäle erheblich, jedoch muss im Gegenzug ein mechanisches Schwenksystem verwendet werden. Für den Realapertur-Betrieb werden die Empfangskanäle separat ausgewertet. Jedes einzelne Empfangsdiagramm hat dabei die vollständige Antennenbündelung der Gesamtantenne. Durch die parallele Erfassung mehrerer sich überlappender Empfangskeulen bieten sich zusätzliche Möglichkeiten für die weiterführende Signalverarbeitung. Liegt ein Streuzentrum in mehreren Antennenkeulen gleichzeitig, kann bei bekannten Antennendiagrammen eine verbesserte Winkelschätzgenauigkeit erreicht werden. Durch Rotman-Linsen wird es somit möglich, einen „Low Cost“-Ansatz eines mechanisch geschwenkten Radarsystems mit der Leistungsfähigkeit einer elektronisch geschwenkten Gruppenantenne zu verbinden. Für die Linsenauslegung ist es wichtig, dass eine Rotman-Linse genutzt wird, die eine große Antennenapertur mit einer kleinen Anzahl von Antennenkeulen effizient verbindet, dabei muss die Linse über eine große Bandbreite verfügen.

2 Überlegungen zum Aufbau von Rotman-Linsen

Vergleicht man eine Rotman-Linse mit einer dielektrischen Linse, so fällt einem auf, dass Rotman-Linsen aus verschiedenen Teilkomponenten bestehen. Klassische Linsen bestehen aus einer dielektrischen Linse und den Empfangs- bzw. Speiseantennen. Zwar müssen beide Baugruppen aufeinander abgestimmt werden, jedoch können sie weitestgehend unabhängig voneinander optimiert werden. Rotman-Linsen bilden im Gegensatz dazu ein Gesamtsystem aus unterschiedlichen Komponenten und Baugruppen, die aufeinander abgestimmt sind und sich wechselseitig beeinflussen. Die wichtigsten sind das Antennenfeld, die Leitungsführung in der Linse und die Speisepunkte und ihre Geometrie auf der Antennenkontur und auf der Fokuskontur. Für die Realisierung der Linse als Hohlleitersystem müssen diese und weitere Teilkomponenten des Gesamtsystems aufeinander abgestimmt und optimiert werden.

2.1 Grundlagen für den Entwurf von Rotman-Linsen

Zur Mehrfachkeulenbildung der Linse wird jeder Keulenrichtung ein getrennter HF-Eingang zugeordnet. Die Verteilung der Strahlungsenergie vom Einspeisepunkt und die für die gewünschte Richtungseinstellung geeignete Phasenbelegung auf der Antennenapertur übernimmt die Linse (s. Abbildung 4). Durch die Laufzeitverzögerungen innerhalb des Bereichs der Parallelplattenleitung wird die gewünschte Phasenverschiebung eingestellt, die an den Antennenports anliegt und mittels der Linse auf das Antennenfeld abgebildet wird. Dabei ist ein planares Antennenfeld nicht erforderlich. Grundsätzlich lässt sich die Phasenbelegung an den Antennenports auch auf konforme Antennen abbilden [51-54].

Auf der geschlossenen kreisförmigen Fokuskontur sind an einer Reihe von Eingangstoren („Fokusports“) Hohlleiter als offene Hohlleiterstrahler angeschlossen, über die die elektromagnetische Welle in die Linse eingestrahlt wird. Um die Reflektionen an den Übergängen möglichst gering zu halten, werden die Hohlleiter aufgeweitet. Ausgangsseitig enthält die Linsenordnung auf der durch den Algorithmus von Rotman und Turner vorgegebenen Kontur Hohlleitereinkopplungen („Antennenports“), die über Ausgleichsleitungen mit den Strahlungselementen in der Antennenzeile verbunden sind. Wird die Ausgangskontur von einem Einspeisepunkt beleuchtet, so bildet die Antennenzeile ein Antennendiagramm in die diskrete Richtung ab, die der Position des Einspeisepunkts auf der Eingangskontur entspricht.

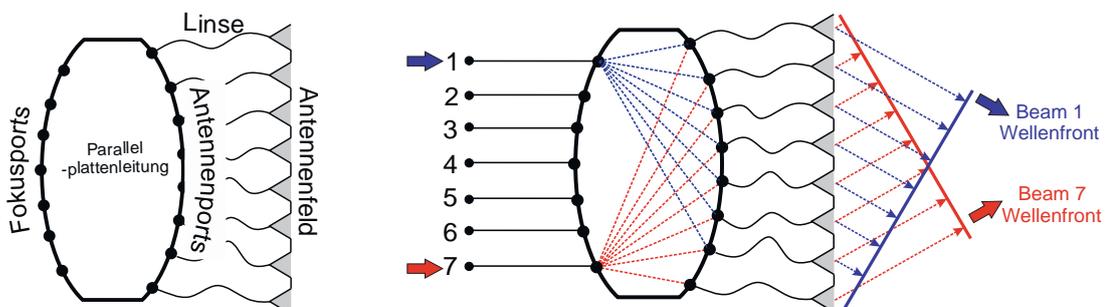


Abbildung 4 Prinzip-Skizze für die Ansteuerung einer Antennenzeile mit einer Rotman-Linse.

Im Empfangsfall wird reziprok zum Sendefall die an den Antennenelementen aufgesammelte elektromagnetische Energie über die „Antennenports“ wieder in den Innenraum abgestrahlt und summiert sich entsprechend der Laufzeitverzögerung in einem Port phasenrichtig auf. Um im Sendefall eine ebene Phasenfront an der abstrahlenden Antennenzeile erzeugen zu können, sind die Antennenelemente mit einem gleichmäßigen Phasengradienten zu belegen. Diese Forderung ist nur dann zu erfüllen, wenn die Längen der Verbindungsleitungen zu den Antennenelementen den Laufzeiten in der Linsenanordnung individuell angepasst werden. Aus dieser Bedingung resultieren für die geometrische Anordnung drei optimale Fokuspunkte auf der Eingangskontur, für die die laufzeitabhängigen Phasenfehler, d.h. die Aberrationsfehler der Linsenanordnung, zu Null werden. Der primäre Fokuspunkt befindet sich im Zentrum der Fokuskontur, zwei weitere sekundäre Brennpunkte symmetrisch zur Zentralachse auf Positionen, die üblicherweise dem maximalen Schwenkwinkel der Antennenzeile entsprechen. Bei allen übrigen Einspeisepunkten auf der Eingangskontur zwischen diesen Fokuspunkten treten bei einer optimierten Auslegung der Linsenanordnung nur geringe Aberrationsfehler auf.

Die Berechnung der Rotman-Linse folgt dabei den Regeln der geometrischen Optik. Bei der Auswahl der Linsenparameter sind die ein- und auskoppelnden Ports und deren Abstrahlcharakteristik von zentraler Bedeutung für den Wirkungsgrad der Linse. Die Optimierung der Einspeisung ist die zentrale Herausforderung für die Auslegung der Linse und dominiert die Auswahl der Linsenparameter. Für die Berechnung der Linse sind folgende Parameter nötig: die Anzahl der Antennenelemente, der Elementabstand im Antennenfeld, die Fokuslänge (F), das G/F -Verhältnis und der maximale Schwenkwinkel. Die Anzahl der Blickrichtungen („Fokusports“), die Geometrie der Ports, die Bandbreite und die Hohlleiterorientierung beeinflussen die Linsenauslegung, sind jedoch keine direkten Entwurfparameter. Erfordert es eine Anwendung, mehrere Antennenkeulen einer Linse phasentreu zusammenzufassen, müssen die Zuleitungen zu den speisenden Ports auf der Fokuskontur dieselbe elektrische Länge haben.

Weitere Faktoren, die bei der Auslegung der Linse berücksichtigt werden müssen, sind die Gestaltung der Randzonen zwischen den beiden Konturen und die Ausführung der Ausgleichsleitungen zwischen den Antennenports und den Antennenelementen. Das Fehlen geeigneter Kabel für den Frequenzbereich oberhalb von 70 GHz macht es erforderlich, die Verbindungsleitungen in Hohlleitertechnik zu verwirklichen. Die Motivation zur Realisierung der kompletten Linse in Hohlleitertechnik basiert auf der Entscheidung, die Verluste möglichst gering zu halten. Die Herstellung von Linsen mittels Spritzgusstechnik und die anschließende Metallisierung der Oberfläche eröffnen hierbei die Möglichkeit, Linsen in größerer Stückzahl schnell und preiswert zu fertigen.

2.2 Modifizierter Ansatz von Rotman/Turner nach Gagnon

Rotman und Turner stellten in ihrer Veröffentlichung erstmalig einen Linsenentwurf vor, mit dem ein großer Schwenkbereich bei gleichzeitig hoher Bandbreite erreicht werden konnte. Dabei wird häufig die in Abbildung 5 dargestellte Anordnung als „Rotman-Linse“ bezeichnet, was insofern missverständlich ist, als lediglich die Verzögerungsleitungen zwischen der Antennenkontur und den Antennenelementen der Linse entsprechen. Obwohl der Bereich der Parallelplattenleitung einer Linse zu gleichen scheint, findet die Transformation der Phasenfront durch die Verzögerungsleitungen zwischen Antennenkontur und Antennenfeld statt. Die Ports auf der Fokuskontur bilden mit

geführten Wellenlänge berechnet werden². In Analogie zum Snellius'schen Brechungsgesetz wird gemäß der Arbeit von Gagnon [21]

$$K1 = \frac{\sin \beta}{\sin \alpha} = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \quad (5)$$

eingesetzt. Das Verhältnis der Freiraumwellenlänge zur Wellenlänge im Bereich der Parallelplattenleitung entspricht somit dem Verhältnis der Sinusfunktionen der beiden Winkel β und α , wobei

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

gilt. Damit ist das Verhältnis der Winkel zueinander abhängig von den Ausbreitungsbedingungen im Bereich der Parallelplattenleitung

$$\frac{\sin \beta}{\sin \alpha} = \sqrt{\epsilon_r} \quad (7)$$

Damit ergibt sich für α folgende Beziehung:

$$\sin \alpha = \frac{\sin \beta}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

$$\therefore \cos \alpha = \sqrt{1 - \frac{(\sin \beta)^2}{\epsilon_r}} \quad (9)$$

Für die Fokuspunkte können dabei folgende Positionen festgelegt werden:

$$F1 = (-G, 0)$$

$$F2 = (-F \cos \alpha, F \sin \alpha)$$

$$F3 = (-F \cos \alpha, -F \sin \alpha)$$

Zur Erzeugung der Eingangskontur werden diese Punkte im einfachsten Fall mithilfe eines Kreisbogens (R) verbunden. Dabei bestimmen die drei Punkte selbst eindeutig den entsprechenden Kreis. Im nächsten Schritt müssen die dazu gehörenden Punkte $P_N = (X_N, Y_N)$ auf der Antennenkontur bestimmt werden. Diese sind abhängig von der Leitungslänge W_N sowie dem Abstand N des dazugehörenden Gruppenstrahlers von der Symmetrieachse (s. Abbildung 102). Es gilt

$$L_1 \sqrt{\epsilon_r} + W_N = G \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \quad (10)$$

$$L_2 \sqrt{\epsilon_r} + W_N + N \sin \alpha = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \quad (11)$$

$$L_3 \sqrt{\epsilon_r} + W_N - N \sin \alpha = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \quad (12)$$

mit $L_1 = |\overrightarrow{F_0 P}|$, $L_2 = |\overrightarrow{F_1 P}|$, $L_3 = |\overrightarrow{F_2 P}|$.

² Zu berücksichtigen bleibt, dass aufgrund des Unterschieds zwischen geführter Wellenlänge und Freiraumwellenlänge die Phasenbeziehungen nur noch für die Designfrequenz stimmen.

W_0 entspricht dabei der theoretischen Länge der Ausgleichsleitung im Ursprung. Als Nächstes folgt entsprechend dem ursprünglichen Algorithmus von Rotman und Turner die Normierung auf dem Abstand F , der den Abstand vom Zentrum der Antennenkontur bis zu den äußeren Fokuspunkten auf der Fokuskontur beschreibt:

$$l_1 = \frac{L_1}{F} ; \quad l_2 = \frac{L_2}{F} ; \quad l_3 = \frac{L_3}{F} ; \quad x = \frac{X}{F} ; \quad y = \frac{Y}{F} ; \quad g = \frac{G}{F}$$

Dabei werden – vergleichbar mit [56] – die Normierungen für (η) und (w) wie folgt gewählt:

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b_1 N}{b_0 F} \quad \text{und} \quad w = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{W_N - W_0}{F} \quad \text{mit } b_1 = \sin \alpha \quad \text{und mit } b_0 = \sin \beta.$$

Die weiteren Herleitungen können entsprechend dem ursprünglichen Ansatz von Rotman und Turner [12] nachvollzogen werden. Für die folgenden Betrachtungen ist es notwendig, zwischen den unterschiedlichen Varianten, in denen die Linse aufgebaut werden kann, zu unterscheiden.

Fall 1: TEM-Leitungsführung im Bereich der Plattenleitung / TEM-Leitungsführung für die Linse

Dieser Fall entspricht dem ursprünglichen Ansatz von Rotman und Turner, da für diesen Fall $\sqrt{\epsilon_r} = 1$ und $\alpha = \beta$ gilt. Es gibt keinen Unterschied zwischen der geführten und der Freiraumwellenlänge, somit lassen sich theoretisch Linsen mit beliebiger Bandbreite realisieren. Für Linsen im Hohlleiterentwurf können entsprechende Linsen nur gefertigt werden, wenn die Verbindungsleitungen zwischen den Antennenports und dem Antennenfeld in einem TEM-Leitungstyp ausgeführt werden. Für den angestrebten Frequenzbereich ist keine verlustarme Kabeltechnik verfügbar, und mit den verwendeten Hohlleitern können keine TEM-Leitungen gebildet werden.

Fall 2: TEM-Leitungsführung im Bereich der Plattenleitung / TE-Leitungsführung für die Linse

Hierbei breitet sich die elektromagnetische Welle im Bereich der parallelen Plattenleitung als TEM-Welle aus. Aufgrund der verwendeten Leitungstypen, z. B. Hohlleiter, breitet sich die Welle zwischen der Antennenkontur und der Antennenapertur als TE-Mode aus. Für Hohlleiterlinsen ist dies die häufigste Variante zum Aufbau von Rotman-Linsen. Für diesen Fall gilt wie im vorherigen Fall wieder $\sqrt{\epsilon_r} = 1$ und $\alpha = \beta$.

Fall 3: TE-Leitungsführung im Bereich der Plattenleitung / TE-Leitungsführung für die Linse

Um die Position der Ports auf der Fokus- und Antennenkontur korrekt zu berechnen, wird für TE-Linsen der modifizierte Algorithmus nach Gagnon [21] verwendet. Ein wesentlicher Nachteil dieser Variante der Rotman-Linsen ist der, dass die durch die Längenunterschiede realisierten Phasen nur für eine einzige Frequenz fehlerfrei sind. Hieraus resultierten Einschränkungen bezüglich der Bandbreite.

Entsprechend der Herleitung ergeben sich die (x, y) -Koordinaten der Antennenports mit

$$y = \eta(1 - w) \tag{13}$$

und

$$x = \frac{\eta^2 b_0^2}{2(g-a_0)} - \frac{g-1}{g-a_0} w \quad \text{mit } a_0 = \cos \alpha. \quad (14)$$

Damit ist die Position der Einspeisepunkte auf der Antennenkontur im Wesentlichen direkt von der Elementposition im Antennenfeld und den Weglängenunterschieden in der Linse abhängig. Dieser Zusammenhang ist insbesondere für Rotman-Linsen im Hohlleiterentwurf kritisch. Die Anordnung der Hohlleiter erfordert einen Mindestabstand, was sich konträr zu der Forderung verhält, die Antennenelemente im Antennenfeld möglichst kompakt anzuordnen. Sind das G/F -Verhältnis und der maximale Schwenkwinkel Vorgaben, die unumgänglich für den Entwurf sind, so können Überschneidungen der Hohlleiter auf der inneren Kontur nur durch eine Vergrößerung des Elementabstandes im Antennenfeld vermieden werden. Aus den Ergebnissen für x und y kann w berechnet werden.

Nach Einführung folgender Koeffizienten

$$\begin{aligned} a &= \left(1 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_0)^2} - \eta^2 \right) \\ b &= \left(2g \frac{g-1}{g-a_0} - \eta^2 b_0 \frac{g-1}{(g-a_0)^2} + 2\eta^2 - 2g \right) \\ c &= \left(\frac{g\eta^2 b_0^2}{g-a_0} - \frac{\eta^4 b_0^4}{4(g-a_0)^2} - \eta^2 \right) \end{aligned}$$

ergibt sich für w eine quadratische Gleichung:

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad (15)$$

Setzt man die Winkel α und β als bekannt voraus und gibt die Länge g vor, hängt w lediglich von η und damit von der Position des jeweiligen Antennenelements ab.

2.3 Position der zusätzlichen Ports auf der Fokuskontur

Lediglich die Einspeisepunkte in den drei Fokuspunkten erzeugen keine Phasenfehler. Wenn außerhalb der Fokuspunkte für zusätzliche Blickrichtungen Speisepunkte gesetzt werden, haben die erzeugten Wellenfronten einen Phasenfehler. Die einfachste Kontur, um zusätzliche Ports unterzubringen, ist die Kreiskontur. Diese wurde bereits von Rotman/Turner im ursprünglichen Ansatz verwendet [11].

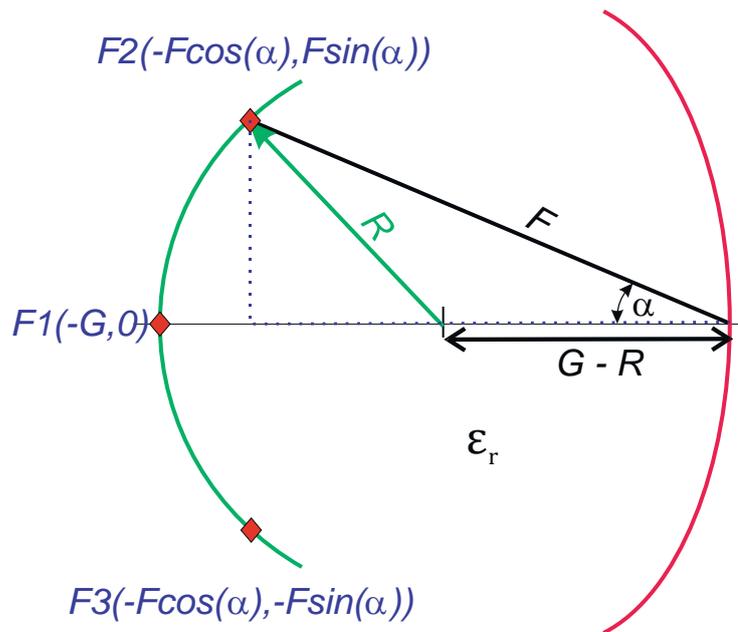


Abbildung 6: Konstruktionszeichnung für die Fokuskontur der Rotman-Linse.

In weiteren Veröffentlichungen werden – aufbauend auf dem ursprünglichen Ansatz – alternative Konturen vorgeschlagen [22] [23]. Untersucht wurden dabei unter anderem elliptische Konturen, Parabeln oder hyperbolische Konturen. Ziel der Untersuchungen war die Minimierung des verbleibenden Phasenfehlers. In den Forschungsarbeiten zeigte sich, dass die elliptische Kontur bei vergleichbaren Phasenfehlern einem kompakteren Aufbau erlaubte. Jedoch gilt dies vornehmlich für Mikrostreifenlinsen, bei denen die Einspeisung als punktförmige Quelle angesehen werden kann. Bei Hohlleiterlinsen spielt die räumliche Ausdehnung der einzelnen Ports eine viel größere Rolle, sodass der Gewinn durch die optimierte Kontur vernachlässigt werden kann. Für die Hohlleiterlinsen hat die Anordnung der Ports auf einer Kreiskontur Vorteile (s. Abbildung 6). Durch das Verhältnis von $g = \frac{G}{F}$ wird die Position des Mittelpunkts bestimmt.

Der Radius R kann nach dem Satz des Pythagoras berechnet werden:

$$R^2 = (F \sin \alpha)^2 + (F \cos \alpha - G + R)^2$$

$$R^2 = F^2(\sin \alpha)^2 + F^2(\cos \alpha)^2 + G^2 + R^2 + 2FR \cos \alpha - 2FG \cos \alpha - 2GR$$

$$2R(G - F \cos \alpha) = F^2(\sin \alpha)^2 + F^2(\cos \alpha)^2 + G^2 - 2FG \cos \alpha$$

Für den Radius ergibt sich somit:

$$R = \frac{F^2(\sin \alpha)^2 + F^2(\cos \alpha)^2 + G^2 - 2FG \cos \alpha}{2(G - F \cos \alpha)} \quad (16)$$

Für die weiteren Betrachtungen wird die Position einer Antennenkeule in die Richtung (β_N) berechnet. Die Position des dazugehörigen Winkels α_N ergibt sich entsprechend aus [Gl. 8]:

$$\alpha_N = \arcsin\left(\frac{\sin \beta_N}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$$

Entsprechend kann für jede gewünschte Auslenkung β_N der jeweilige Winkel α_N berechnet werden. Die Koordinaten für den Punkt $P(X_i, Y_i)$ ergeben sich aus Abbildung 7. Aus dem Sinussatz kann φ abgeleitet werden:

$$\frac{G - R}{\sin \varphi} = \frac{R}{\sin \alpha_N} \Rightarrow \varphi = \arcsin\left(\frac{G - R}{R} \sin \alpha_N\right)$$

Damit ergeben sich die Koordinaten $P(X_i, Y_i)$ für das Phasenzentrum der einspeisenden Ports auf der Fokuskontur wie folgt (s. Abbildung 7):

$$Y_i = \pm(R \sin(\alpha_N + \varphi)) \quad (17)$$

$$X_i = -G + R - R \cos(\alpha_N + \varphi) \quad (18)$$

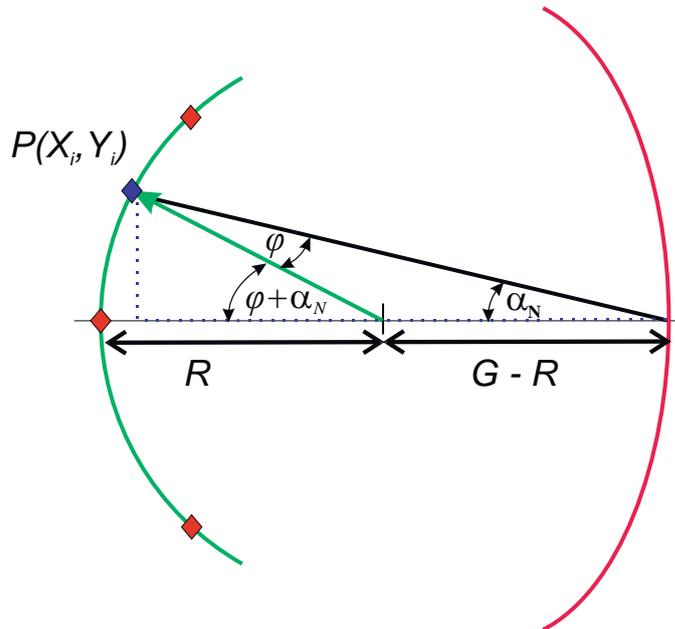


Abbildung 7: Konstruktionszeichnung für die zusätzlichen Ports auf der Fokuskontur.

2.4 Ermittlung des verbleibenden Phasenfehlers

Da auf der Fokuskontur lediglich drei optimale Fokuspunkte existieren können, treten bei allen anderen Speisepunkten auf der Fokuskontur Phasenfehler auf. Diese werden bei einer Linse als Linsen-Aberrationen bezeichnet. Der Phasenfehler ist dabei eine Funktion aller Schwenkwinkel θ und der Position $\eta = N/F$ im Antennenfeld. Der Fehler lässt sich geometrisch aus einem Soll-Ist-Vergleich für die einzelnen Blickrichtungen herleiten und ist über den Weglängenfehler Δl definiert [12]. Für einen beliebigen Blickwinkel und eine beliebige Antennenposition N ergibt sich der verbleibende Phasenfehler nach Rotman/Turner wie folgt:

$$\text{Gl.:} \quad \Delta l = l_2 \sqrt{\varepsilon_r} + W_0 \sqrt{\varepsilon_r} + N \sin \alpha - l_1 \sqrt{\varepsilon_r} - W_N \sqrt{\varepsilon_r} \quad (19)$$

Nur für die drei Fokuspunkte ist die Gleichung Null. Unabhängig von dem gewählten Konturverlauf für die Fokuskontur gilt die Aussage, dass mit größer werdendem Abstand von einem der Fokuspunkte die Phasenfehler größer werden. Steigende Phasenfehler führen dann zu einem Anstieg des Nebenzipfelniveaus im Antennendiagramm. Somit begrenzen die auftretenden Phasenfehler den maximalen Schwenkbereich einer Rotman-Linse. Betrachtet man nur die drei Fokuspunkte, wird der Schwenkbereich lediglich durch die Einzelelementcharakteristik der Strahlungselemente begrenzt. In der Praxis hat sich gezeigt, dass für Rotman-Linsen ein maximaler Schwenkbereich von ca. ± 45 Grad realistisch ist. Die Optimierung hängt bei Rotman/Turner im Wesentlichen von dem Faktor g ab. Aus den bisherigen Berechnungen kann indessen ein optimaler Faktor nicht berechnet werden. Rotman/Turner beziehen sich in ihrem Artikel auf die Veröffentlichungen von Ruze und Gent [37] und bestimmen g mit:

$$g = \frac{G}{F} = 1 + \frac{\alpha^2}{2} \quad (20)$$

Berücksichtigt man stattdessen den Brechungsindex und ersetzt α durch β , ergibt sich nach [Gl. 8] für das Verhältnis von G/F :

$$g = 1 + \frac{\alpha^2}{2} = 1 + \frac{\arcsin\left(\frac{\sin \beta}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right)^2}{2} \quad (21)$$

Dieser Lösungsansatz hat sich bei der bisherigen Optimierung als nicht optimal herausgestellt. Für Linsen in Hohlleitertechnik spielt neben dem minimalen Phasenfehler die Anordnung der Einkopplung unter Berücksichtigung der räumlichen Ausdehnung der Hohlleiter eine wichtige Rolle. Der Wirkungsgrad der Linse wird dabei durch die Ausleuchtung der gegenüberliegenden Kontur und durch die Gestaltung der Hohlleitereinkopplung bestimmt. Im Entwurfsprozess zwischen den Forderungen nach einem minimalen Phasenfehler beim Auslegen der Konturen und andererseits den spezifischen Randbedingungen von Hohlleiterlinsen und deren räumlich ausgedehnten Hohlleiterports, die an die Kontur anknüpfen, muss ein Kompromiss geschlossen werden.

2.5 Hohlleiterlinsen im TE/TEM-Design

Rotman-Linsen in Hohlleitertechnik lassen sich in mehreren Formen ausführen, wobei zwischen Linsenauslegungen im TE- bzw. TEM-Design unterschieden werden muss. Dabei bezieht sich die Bezeichnung auf die Ausbreitungsbedingungen im Bereich der Parallelplattenleitung und nicht auf die Verbindungsleitungen zwischen den Antennenports und den Antennenelementen. Hohlleiterlinsen bieten sich deshalb an, weil sie besonders im oberen Millimeterwellenbereich einen verlustarmen Leistungstransport garantieren. Für die weiteren Linsenauslegungen erfolgt die Einspeisung in den Bereich der Parallelplattenleitung über einen Standardrechteckhohlleiter. Vor allem im unteren Mikrowellenbereich ist die Einspeisung über einen Steghohlleiter [35] [39] oder über E-Feld-Sonden üblich, da hier die Verbindungsleitung zwischen den Antennenports und dem Antennenfeld über Kabel verwirklicht werden kann. Im Millimeterwellenbereich werden diese Leitungen als Rechteckhohlleiter ausgeführt.

2.5.1 Frequenz- und Verlustbetrachtungen für Rechteckhohlleiter

Die geführte Wellenlänge (λ_g) in einem Rechteckhohlleiter kann dabei für jede Wellenlänge λ_0 aus der kritischen Wellenlänge (λ_c , cut off) bestimmt werden [57] [58]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (22)$$

Im Rechteckhohlleiter sind aufgrund der elektromagnetischen Randbedingungen nur bestimmte Wellenmoden ausbreitungsfähig. Die kritische Wellenlänge bzw. die Grenzfrequenz (f_c) ist die Wellenlänge bzw. die Frequenz, ab der eine TE- bzw. TM-Welle im Hohlleiter ausbreitungsfähig wird. Sie ist dabei abhängig von der Ordnung der ausbreitungsfähigen Moden (m , n) und den geometrischen Abmessungen des Hohlleiters. Sie kann wie folgt bestimmt werden [59]:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (23)$$

mit $n = 0, 1, 2, \dots$ und $m = 0, 1, 2, \dots$

Unterhalb der Grenzfrequenz tritt eine aperiodische Dämpfung auf, und die elektromagnetische Welle ist im Hohlleiter nicht ausbreitungsfähig. Die Grenzfrequenz ist dabei für jeden Mode unterschiedlich. Oberhalb der Grenzfrequenz sind alle Frequenzen ausbreitungsfähig, Hohlleiter weisen somit eine Hochpasscharakteristik auf. Der DIN 47302 kann entnommen werden, dass die meisten Standardrechteckhohlleiter ein Seitenverhältnis 2:1 bzw. 2,25:1 besitzen. Im Millimeterwellenbereich ist ein Seitenverhältnis von 2:1 typisch. Für ein entsprechendes Seitenverhältnis gilt, dass ab der doppelten kritischen Frequenz neben dem Grundmode weitere Moden ausbreitungsfähig werden. Bei standardisierten Hohlleitern wird üblicherweise der nutzbare Frequenzbereich weiter eingeschränkt. In der Regel wird der Frequenzbereich in Bezug auf die kritische Frequenz auf ca. $1,25 f_c < f < 1,9 f_c$ [60] begrenzt.

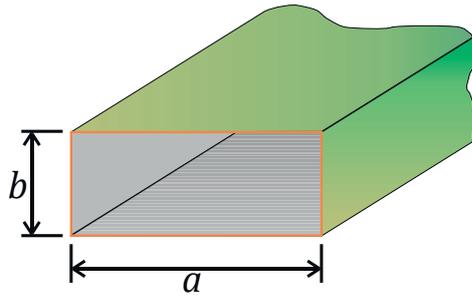


Abbildung 8: Skizze eines Standardrechteckhohlleiters.

Betreibt man den Hohlleiter nur in dem Grundmode ($TE_{m=1,n=0}$), ist die kritische Wellenlänge nach [Gl. 23] nur abhängig von der Breite (a) des Hohlleiters. Damit besteht für Linsen im TE-Design die Möglichkeit, die Abmessung der Seite (b) als zusätzlichen Parameter zu verwenden, um z. B. mehr Einspeisepunkte auf der Kontur unterzubringen. Jedoch darf die Abmessung (b) nicht zu klein gewählt werden, da ansonsten die Verluste stark ansteigen. Für die Berechnung der Verluste müssen zuerst einige Annahmen getroffen werden. Die Berechnung der elektrischen (E) und der magnetischen Feldanteile (H) erfolgt üblicherweise für den einfachen Fall, dass der Leitungstyp näherungsweise als verlustfrei angesehen werden kann. Die Berechnung der Verluste basiert jedoch auf der Abschwächung der Leistung. Insoweit handelt es sich um Näherungsformeln [61], die jedoch für metallische Hohlleiter eine gute Übereinstimmung mit der Realität gewährleisten. Zusätzlich muss berücksichtigt werden, dass die weiteren Verlustbetrachtungen nur für die Leitungsführung oberhalb der Grenzfrequenz gelten. Für den Grundmode TE_{10} kann die Dämpfung für die Frequenz (f) nach [61] wie folgt berechnet werden:

$$\alpha_c = \frac{R_W}{Z_{10}^{TE}} \frac{1 + 2 \frac{b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{b \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (24)$$

Der Oberflächenwiderstand R_W des Hohlleiters kann aus der Leitfähigkeit (σ) des verwendeten Materials und der Eindringtiefe (δ) durch den Skin-Effekt bei der entsprechenden Frequenz berechnet werden:

$$R_W = \frac{1}{\sigma \delta} \quad (25)$$

Für die weiteren Betrachtungen wird noch die Impedanz des Hohlleiters benötigt. Die Impedanz ist dabei üblicherweise definiert als das Verhältnis von elektrischer und magnetischer Feldkomponente quer zur Ausbreitungsrichtung im Wellenleiter. Wird der Grundmode betrachtet, dann kann nach [61] die Hohlleiterimpedanz (Z_{10}^{TE}) für die einzelne Frequenz (f) aus dem Wellenwiderstand (η_w) wie folgt bestimmt werden:

$$Z_{10}^{TE} = \frac{\eta_w}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (26)$$

Der Freiraumwellenwiderstand berechnet sich aus der magnetischen Permeabilität (μ_0) und der Permittivität (ε_0) des Vakuums (s. Gl. 27).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 376,73 \dots \Omega \quad (27)$$

Aufgrund der Permittivität der Luft liegt der Wert typischerweise um ca. $0,1 \Omega$ höher als im Vakuum. Für die weiteren Betrachtungen wird für den Freiraumwiderstand in Luft ein Wert von $376,72 \Omega$, angenommen was ungefähr $120\pi \Omega$ entspricht. Da Hohlleiterlinsen nicht in einem Block gefertigt werden können, sondern als „Split-Block“, ist es notwendig, die Schnittebene durch den Hohlleiter festzulegen. Betrachtet man die Verschiebungsströme, bietet sich für die Fertigung der Hohlleiterhälften ein Schnitt mittig der Breite (a) an.

2.5.2 Die Ausführung von Rotman-Linsen im TE-Design

Verwendet man für den Entwurf der Linse eine senkrechte Hohlleiterorientierung, wird der Abstand zwischen den beiden Platten im Bereich der Parallelplattenleitung durch den für die Ausbreitung des Grundmode TE_{10} relevanten Abstand (a) definiert. Der wesentliche Vorteil dieser Anordnung, die von TRW Inc. für ihr Linsendesign bei 35 GHz verwendet wurde [44], liegt in dem geringeren Platzbedarf bei Anordnung der Hohlleitereinspeisung entlang der Linsenkontur.

Für den Bereich der Parallelenplattenleitung müssen für die weitere Betrachtung einige Vereinfachungen vorgenommen werden. Für die Platten wird die Annahme getroffen, dass sie in y -, z -Richtung unendlich ausgedehnt sind. Die Platten sind perfekt leitend, und der Zwischenraum ist mit Luft gefüllt. Eine ausführliche Herleitung der Feldgleichungen kann [61] entnommen werden. Für die weiteren Überlegungen wird in Gl. 23 die Abmessung $b \rightarrow \infty$ gesetzt. Der erste TE-Mode, der ausbreitungsfähig ist, ist der TE_1 -Mode. Wie im Hohlleiter kann für jeden Mode (m) eine kritische Wellenlänge bzw. Frequenz bestimmt werden [62]:

$$f_{cm} = \frac{m}{2a} \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad \text{und} \quad \lambda_{cm} = \frac{2a}{m} \quad (28)$$

Für den Grundmode $m = 1$ entspricht die Wellenlänge im Hohlleiter (TE_{10}) der Wellenlänge im Bereich der Parallelplattenleitung (TE_1). Für den Grundmode TE_1 kann die Dämpfung für die Frequenz (f) nach [61] wie folgt berechnet werden:

$$\alpha_{cTE} = \frac{R_W}{\eta_w} \frac{2\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{a \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (29)$$

Da sich die Welle im Bereich der Parallelplattenleitung wie im Hohlleiter dispersiv ausbreitet, kommt es aufgrund der Unterschiede zwischen der Freiraumwellenlänge und der geführten Wellenlänge zu erheblichen Einschränkungen beim Entwurf von Linsen in Bezug auf die nutzbare Bandbreite (s. Abbildung 9). So zeigen sich bei diesem Linsenlayout Verschiebungen der Position der Antennenkeule über den Frequenzbereich. Infolge des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen geführter Wellenlänge und Freiraumwellenlänge (s. Gl. 22) ändert sich für eine Ausbreitungsstrecke konstanter Länge die Phasendifferenz zwischen einer Freiraumausbreitung und der Ausbreitung im Hohlleiter.

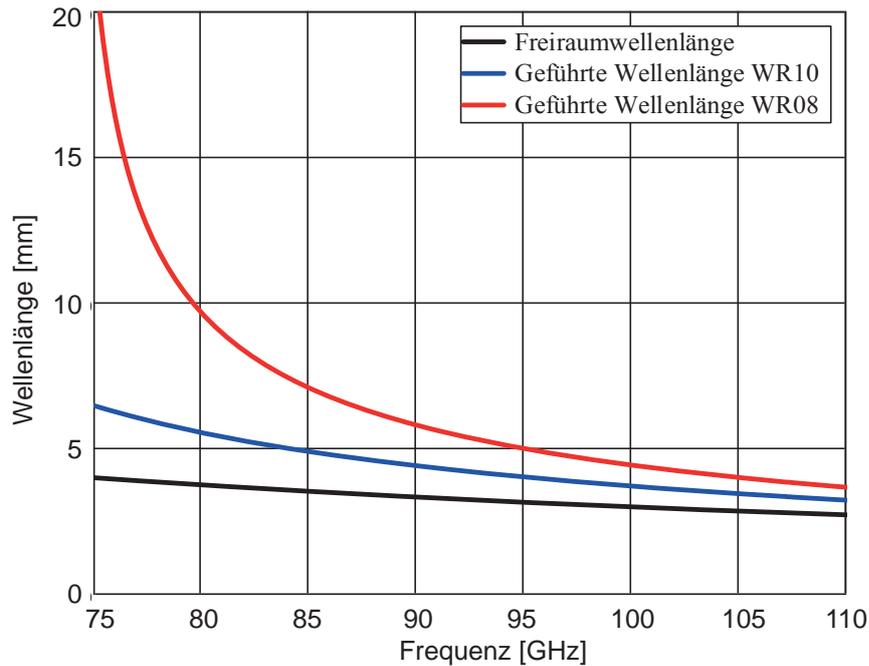


Abbildung 9: Vergleich der geführten Wellenlänge im Standard-Rechteckhohlleiter WR10, bzw. WR08 mit der Freiraumwellenlänge.

Für die weiteren Auslegungen muss berücksichtigt werden, dass die Phasendifferenz zwischen den einzelnen Antennenelementen durch die unterschiedlichen Weglängen innerhalb des Bereiches der Parallelplattenleitung und den Weglängendifferenzen zwischen den Hohlleiterports auf der Antennenkontur und den Antennenelementen erzeugt wird. Weicht die Frequenz des eingespeisten Signals von der Designfrequenz ab, kommt es zu einer Änderung des Phasenverlaufs über dem Antennenfeld. Dabei ist der auftretende Phasenfehler direkt proportional zum eingestellten Phasengradienten. Dessen Abweichung vom Sollwert ist folglich nicht nur vom Abstand der Frequenz von der Designfrequenz abhängig, sondern auch von dem eingestellten Winkel für die Auslenkung der Antennenkeule. Für größere Auslenkungen der Antennenkeule im Diagramm muss ein größerer Phasengradient über die Antennenelemente realisiert werden. Erreicht wird dies über größere Weglängenunterschiede zwischen dem Speiseport auf der Fokuskontur und den Ports auf der Antennenkontur. Die Folge ist – absolut gesehen – ein größerer Phasenfehler, der zu einer veränderten Auslenkung der Antennenkeule über dem Frequenzband führt (s. Abbildung 10).

Hierbei zeigen sich deutlich die Beschränkungen, denen ein TE-Design unterlie. Im Rahmen des Layouts muss ein Kompromiss gefunden werden zwischen der minimalen Verschiebung der Antennenkeule und der optimalen Unterdrückung der sekundären Hauptkeulen. Für das gewählte Beispiel eines Frequenzbereichs von 90 bis 110 GHz bedeutet dies, dass zwei Standardhohlleiter infrage kommen, der WR10 (75 bis 110 GHz) und der WR08 (90 bis 140 GHz). Eine minimale Verschiebung des Antennendiagramms erreicht man, wenn der Frequenzbereich möglichst am oberen Ende des Eindeutigkeitsbereichs des Grundmode des gewählten Hohlleiters liegt, da hier die Unterschiede zwischen der geführten Wellenlänge und der Freiraumwellenlänge minimal werden und über einen größeren Frequenzbereich fast linear verlaufen. Dabei sollte die Designfrequenz knapp unterhalb der Bandmitte liegen, um die maximale Verschiebung der Antennenkeule über die Bandbreite zu minimieren. Eine optimale Unterdrückung der sekundären Hauptkeule wird – im Gegensatz

dazu — erreicht, wenn die obere Eckfrequenz des Frequenzbandes als Designfrequenz verwendet wird.

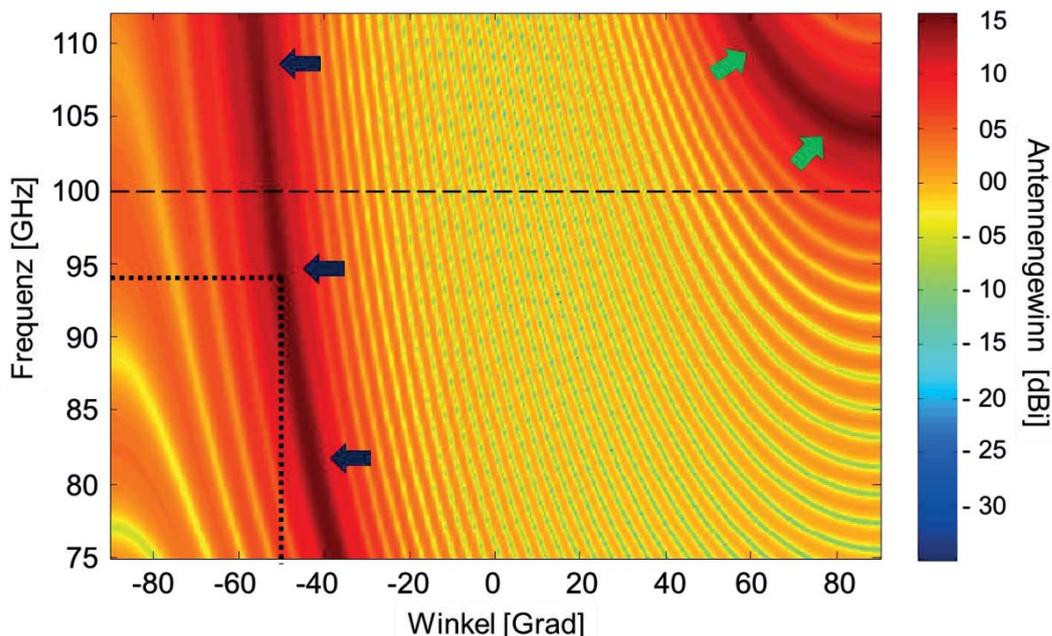


Abbildung 10: Berechnete Antennendiagramme über das komplette W-Band für eine Linse mit 40 Antennenelementen und einer maximalen Auslenkung von ± 50 Grad. Die Linse wurde für 94 GHz optimiert. Die blauen Pfeile zeigen den Verlauf der Hauptkeule über das Frequenzband, die grünen Pfeile den Verlauf der sekundären Hauptkeule.

Im vorliegenden Beispiel wurde als Designfrequenz 94 GHz gewählt. Für die maximale Auslenkung von 50 Grad tritt ab einer Frequenz von 100 GHz eine sekundäre Hauptkeule auf. Die untere Grenzfrequenz wird durch die starke Auslenkung der Antennenkeule vorgegeben. Im Millimeterwellenbereich wird ausgenutzt, dass die Verschiebung der Antennenkeule von der relativen Bandbreite abhängig ist. Bei einer konstanten operativen Bandbreite von 2 GHz ist die Verschiebung bei 10 GHz mit 20 % Bandbreite selbst bei kleinen Antennendurchmessern und geringer Auslenkung der Antennenkeule nicht mehr vernachlässigbar. Nimmt man dieselbe absolute Bandbreite bei einer Mittenfrequenz von 94 oder 220 GHz, fällt die Verschiebung über die absolute Bandbreite aufgrund der geringeren relativen Bandbreite deutlich kleiner aus und kann für die meisten Anwendungen vernachlässigt werden. Unter der Annahme, dass die absolute Bandbreite für Systemansätze im Frequenzbereich oberhalb von 80 GHz wegen der Einschränkungen bei den verwendeten Baugruppen in der ZF-Ebene nicht wesentlich gesteigert werden kann, stellen Linsen im TE-Design aufgrund ihrer kompakteren Bauform eine interessante Alternative zu einem TEM-Design dar.

2.5.3 TEM-Linsen

Verwendet man für den Entwurf der Linse eine waagerechte Hohlleiterorientierung, wird der Abstand zwischen den beiden Platten im Bereich der Plattenleitung durch die Hohlleiterabmessung b definiert³. Ein wesentlicher Unterschied bei der Ausbreitung im Bereich der Parallelplattenleitung

³ Für die Realisierung der Linsen wurden Standardhohlleiter WR10 und WR8 verwendet. Damit liegt der Abstand der Platten bei 1,27 mm bzw. 1,016 mm.

ist der, dass der erste ausbreitungsfähige TM-Mode im — Gegensatz zu den TE-Moden — der TM_0 -Mode ist [61]. Für den TM_0 existieren keine elektrischen Feldanteile in Ausbreitungsrichtung, er entspricht somit einer TEM-Welle. Die Freiraumausbreitung zeigt sich deutlich an den Feldvektoren (s. Abbildung 11).

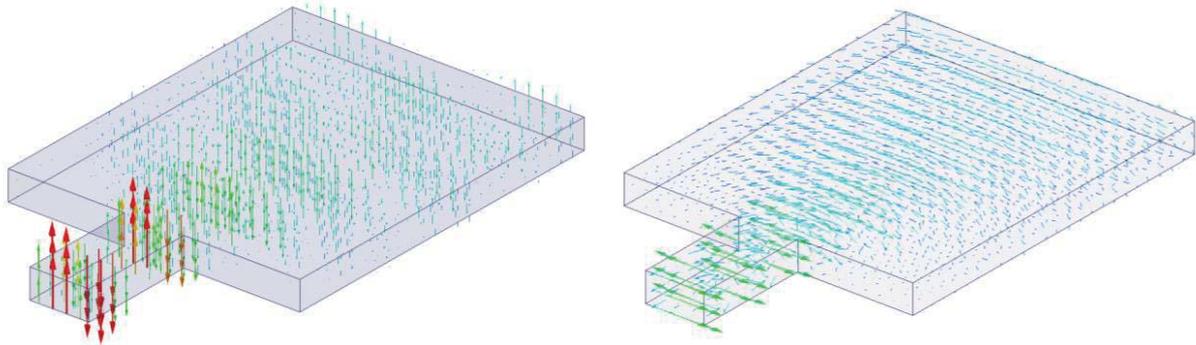


Abbildung 11: Darstellung des E-Feldes (links) und der H-Feld-Vektoren (rechts) für die waagerechte Einkopplung in die Zone der Parallelplattenleitung.

Die Welle breitet sich entsprechend mit der Freiraumwellenlänge aus. Damit existiert für den TM_0 -Mode keine untere Grenzfrequenz. Die Ausbreitung der Welle im Bereich der Parallelplattenleitung ist somit nicht dispersiv und verursacht, im Gegensatz zu den Linsenauslegungen im TE-Design, keine Verschiebung der Antennenkeule über die Frequenz. Linsen im TEM-Design eignen sich folglich besonders für Systeme, die für eine große relative Bandbreite ausgelegt sind. Nach oben schränkt der Eindeutigkeitsbereich den nutzbaren Frequenzbereich ein, da wie im Hohlleiter vermieden werden sollte, dass mehr als ein Mode ausbreitungsfähig wird.

Da die kritische Wellenlänge nach Gl. 28 direkt von den Abmessungen a und b abhängig ist, kann durch eine Verringerung des Abstands b die „Grenzfrequenz“ des zweiten Mode TM_1 zu einer höheren Frequenz verschoben werden. Gleichzeitig steigen aber auch nach Gl. 30 die Verluste. Linsen im TEM-Design werden wegen ihrer großen Bandbreite — neben Mikrostreifenlinsen — häufig im Mikrowellenbereich eingesetzt. Da für den TM_0 -Mode keine Grenzfrequenz existiert, entspricht die Hohlleiterimpedanz der Wellenimpedanz des Freiraums Z_0 . Bei der Dämpfung für den Grundmode TM_0 (Gl. 30) fällt auf, dass die einzige frequenzabhängige Komponente der Skin-Effekt ist, der in den Oberflächenwiderstand eingeht. Die Dämpfung steigt somit über die Frequenz kontinuierlich an und führt oberhalb der kritischen Frequenzen für den TE_1 -Mode zu höheren Verlusten als bei TE-Linsen.

$$\alpha_{cTM} = \frac{2R_W}{a\eta_w} \quad (30)$$

Nachteilig bei dieser Linsenauslegung ist der große Platzbedarf, den die einzelnen Ports durch ihre waagerechte Orientierung haben. Während der Abstand auf der Fokussseite über die Fokusslänge und das G/F -Verhältnis beeinflusst werden kann, wird er auf der Antennenseite primär vom Abstand der Antennenelemente bestimmt. Bei einem Elementabstand von einer halben Wellenlänge kommt es infolge der räumlichen Ausdehnung der Hohlleiter zu Überschneidungen zwischen den einzelnen Hohlleiterports auf der Antennenkontur. Die daraus resultierende Forderung, einen größeren Elementabstand zu wählen, läuft derjenigen entgegen, das Auftreten von sekundären Hauptkeulen zu

vermeiden. Um solche weitestgehend zu unterdrücken, sollte die oberste Eckfrequenz des angestrebten Frequenzbandes als Designfrequenz gewählt werden. Durch eine Begrenzung des maximalen Schwenkwinkels kann der Abstand zwischen den Antennenelementen vergrößert werden, ohne dass sekundäre Hauptkeulen auftreten (s. Abbildung 12).

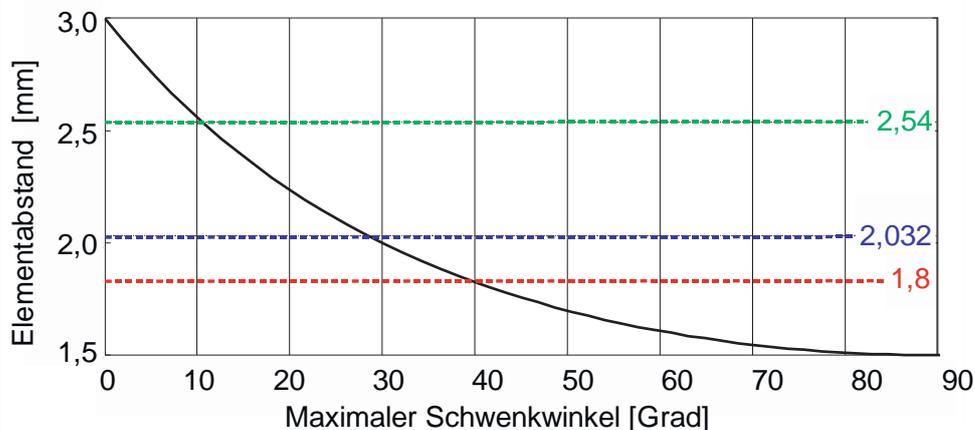


Abbildung 12: Das Diagramm zeigt die theoretischen maximalen Schwenkwinkel für 100 GHz, bei denen keine sekundäre Hauptkeule im Bereich von ± 90 Grad auftritt. Die grüne Linie steht dabei für den theoretisch minimalen Elementabstand mit einem Antennenfeld aus WR10 Hohlleitern, die blaue Kennlinie für WR08 Hohlleiter und rote Kennlinie für eine Hohlleiterbreite von 1,8 mm.

Um Überschneidungen zu vermeiden, besteht die Möglichkeit, für die Linse Hohlleiter mit reduzierten Abmessungen zu verwenden. In der Regel werden zum Aufbau der Linse Hohlleiter mit einer Standardabmessung verwendet, damit sie für das Anschließen weiterer Hohlleiterkomponenten kompatibel sind. Berücksichtigt man, dass man für die meisten Systemansätze nicht das komplette Hohlleiterband als Bandbreite benötigt, so kommen in der Regel verschiedene Standard-Hohlleitertypen für den Aufbau der Linse infrage. Die meisten Linsen wurden bisher für den Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz hergestellt, wobei die wenigsten Systeme die komplette Bandbreite von 10 GHz nutzen. Für ein TE-Design würde man in der Regel den WR10-Hohlleiter wählen, da die Verschiebung der Keulenposition hierbei geringer ist als beim WR08-Hohlleiter.

Für ein TEM-Design bieten WR08-Hohlleiter insofern Vorteile, als sie mit 2,032 mm deutlich kleiner sind als WR10-Hohlleiter mit 2,54 mm. Der Abbildung 10 kann man die theoretisch maximalen Schwenkwinkel für verschiedene Abstände entnehmen. Aufgrund der am Fraunhofer FHR zur Verfügung stehenden Frästechnik muss ein Mindestabstand von 100 μm zwischen zwei Hohlleitern eingehalten werden. Dabei zeigt es sich, dass auch für eine Auslegung mit einem WR08-Hohlleiter der maximale Schwenkbereich auf ca. ± 20 Grad begrenzt ist. Um einen größeren Schwenkbereich zu verwirklichen, müssen die Abmessungen des Hohlleiters weiter reduziert werden. Für die Systemauslegung werden die Standardabmessungen lediglich auf der Fokussseite benötigt, da hier Verstärker, Mischer usw. angeschlossen werden. Die Antennenelemente werden aus den offenen Enden der Hohlleiter, mit denen die Verbindungsleitungen zwischen der Antennenkontur und dem Antennenfeld realisiert. Dies erlaubt es, die Hohlleiterabmessungen weiter zu reduzieren. Die Grenzfrequenz eines WR08-Hohlleiters liegt bei 73,8 GHz. Verkürzt man die Breite des Hohlleiters von 2,031 auf 1,8 mm (rote Linie in Abbildung 12), steigt die Grenzfrequenz auf unge-

fähr 83,3 GHz, und man erhält durch den geringeren Elementabstand im Antennenfeld einen maximalen Schwenkwinkel von ca. ± 40 Grad. Jedoch steigen durch ein solches Vorgehen die Verluste massiv an, da diese im Wesentlichen durch das Verhältnis f_c/f bestimmt werden. Die in Abbildung 13 dargestellte Linse zeigt dieses Verhalten deutlich: Bei der Linse wurden die Abmessung des Verbindungshohlleiter von 2,032 auf 1,8 mm reduziert. In der Frequenzbandmessung sieht man die hohen Verluste, vorzugsweise im Frequenzbereich unterhalb von 88 GHz.

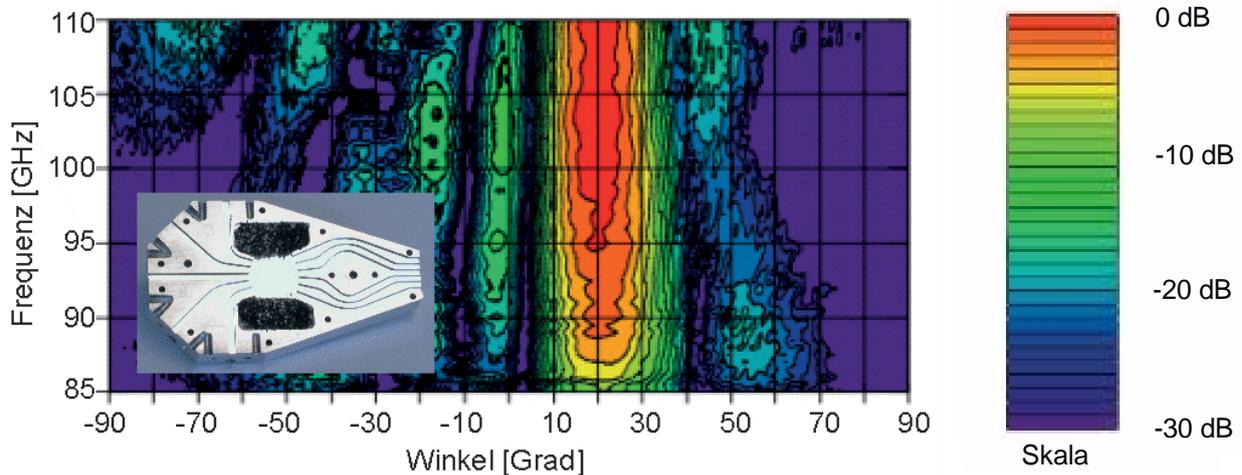


Abbildung 13: Foto einer F-Band-Linse mit einer Hohlleiterbreite von 1,8 mm im Antennenfeld mit dem Antennendiagramm für 20-Grad-Auslenkung, gemessen von 85 bis 110 GHz. Die Antennendiagramme wurden auf 0 dB normiert.

2.5.4 Vergleich von Linsen im TE- und im TEM-Design

Für Linsen im Millimeterwellenbereich sind solche im TE-Design zu bevorzugen, da sie vor allem bei der Hohlleiterekopplung erheblich mehr Platz zur Realisierung der Speisepunkte bieten. Insbesondere in Frequenzbereichen oberhalb von 200 GHz spielen die dispersiven Effekte der Linse aufgrund der kleineren relativen Bandbreite eine geringere Rolle. Dabei ist der maximale absolute Winkelfehler abhängig vom maximalen Schwenkwinkel. Insoweit sind die zulässige Bandbreite und der maximale Schwenkwinkel über den zulässigen Winkelfehler miteinander gekoppelt. Der Einsatz von TE-Linsen ist im unteren Frequenzbereich dann gerechtfertigt, wenn der maximale Schwenkwinkel sehr klein ist. Die Herstellung der Verbindungsleitungen zwischen der Antennenkontur und dem Antennenfeld, die die eigentliche Linse repräsentieren, wird durch die senkrechte Orientierung der Hohlleiter erleichtert.

Für die TEM-Linsen sprechen das Fehlen einer kritischen Frequenz im Bereich der Parallelplattenleitung, wodurch keine Frequenzbegrenzung nach unten existiert, sowie die Möglichkeit, ein nicht dispersives Linsendesign zu realisieren. Damit sind Mikrostreifenlinsen die perfekte Wahl für den unteren Mikrowellenbereich ($f < 60$ GHz), da es hier auf eine große absolute Bandbreite ankommt. Bei Linsen mit einer Hohlleitereinspeisung wird durch den Hohlleiter eine untere Grenzfrequenz vorgegeben. Daher spielt das Fehlen einer unteren Grenzfrequenz im Millimeterwellenbereich eine untergeordnete Rolle. Nachteilig sind der große Flächenbedarf für die Speisepoints sowie die Verluste, die höher sind als bei vergleichbaren TE-Linsen. Für die Hohlleiterlinsen erschwert die Ausführung der Antennenelemente die Realisierung der TEM-Linsen, da aufgrund der Hohlleiterabmes-

sungen ein Einhalten der Forderung eines Elementabstandes von einer halben Wellenlänge im Bereich des Antennenfeldes nicht möglich ist. Obwohl Hohlleiterlinsen über das komplette Hohlleiterband nutzbar sind, beschränken die sich daraus ergebenden Entwurfsparameter den nutzbaren Frequenzbereich der Linsen auf ca. 10 % bis 15 %. Diese Näherung gilt dabei für TE- und TEM-Linsen — wie ausgeführt — aus unterschiedlichen Gründen. Die daraus resultierende Systembandbreite ist im Millimeterwellenbereich für die angestrebten operativen Systeme ausreichend.

Für Linsenentwürfe, deren Ausgleichsleitungen zwischen der Antennenapertur und der Antennenkontur dispersiv sind, wie z. B. im vorliegenden Fall, wenn Hohlleiter verwendet werden, kommt bei Auslegung der Linse ein zusätzlicher Effekt zum Tragen. Vergleichbar mit der bereits beschriebenen Verschiebung der Phase über die Bandbreite durch die geführte Wellenlänge im Bereich der Parallelplattenleitung, haben Linsen mit starken Weglängenunterschieden in den Verbindungsleitungen zusätzliche Phasenfehler. Im Gegensatz zu den Phasenfehlern durch die Plattenleitung kommt es nicht zu einer Verschiebung der Antennenkeule, sondern zu einer leichten Deformation der Antennenkeule über die Bandbreite, da der Phasenfehler für die mittleren Antennenelemente fast Null ist und lediglich für die Antennenelemente am Rand größer werden kann.

Ein weiterer Unterschied von den Phasenfehlern im Bereich der Plattenleitung ist zudem der, dass der Fehler sich am stärksten auf die Antennenkeulen mit geringer Winkelauslenkung auswirkt, da hier die durch die Weglängenunterschiede verursachten Phasenfehler im Vergleich zur eingestellten Differenzphase zwischen den Antennenelementen eine relevante Größe erreichen. Der Phasenfehler tritt für reine Hohlleiterlinsen sowohl im TE- wie im TEM-Design auf. Er ist in der Regel jedoch nur für Linsen im TEM-Design relevant, da der Fehler nur bei Linsen mit extrem großer Bandbreite kritisch wird. Für den Entwurf von Linsen mit großer Bandbreite ist es notwendig, den Frequenzgang der Verbindungsleitung zu berücksichtigen und Linsenauslegungen zu bevorzugen, die keine großen Weglängenunterschiede aufweisen.

3 Realisierung und Optimierung der einzelnen Baugruppen einer Rotman-Linse

Für den Millimeterwellenbereich werden die Rotman-Linsen aus einem Block gefräst. Die Linse besteht dabei aus verschiedenen Teilkomponenten, wobei die Fokus- und die Antennenkontur durch den Ansatz von Rotman und Turner vorgegeben sind. Der Seitenbereich zwischen den beiden Konturen ist dabei nicht definiert und wird in dieser Arbeit als Absorbertasche ausgeführt. Die eigentliche Linse wird aus Hohlleitern gebildet, die die Antennenkontur und das Antennenfeld miteinander verbinden. Durch den Algorithmus sind dabei nur die Weglängenunterschiede zwischen den Leitungen festgelegt. Für die Auslegung der Linsen muss eine optimal herzustellende Leitungsführung gefunden werden. Die Speiseports in den Bereich der Parallelplattenleitung, die Verbindungsleitungen zum Antennenfeld sowie die Seitenzone bilden mit dem Antennenfeld das Gesamtsystem „Rotman-Linse“ (s. Abbildung 14).

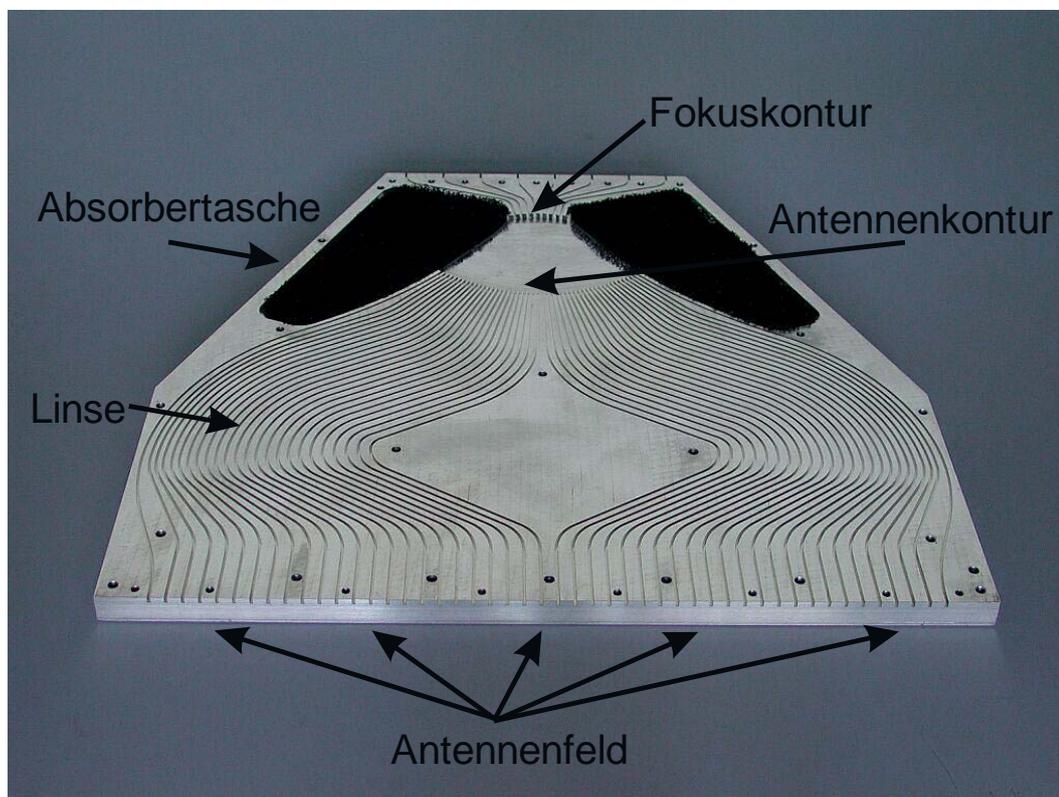


Abbildung 14: Foto einer 94-GHz-Rotman-Linse für ein DBS-System mit 8 Beamformingports und 32 Antennenelementen.

3.1 Hohlleitereinkopplung

Die Gestaltung der Einkopplung der Hohlleiter in den Bereich der Parallelplattenleitung ist für Parameter wie z. B. die Anpassung oder den Wirkungsgrad der Linse von zentraler Bedeutung. Hinsichtlich der Auslegung der Übergänge gibt es dabei starke Beschränkungen, da der zur Verfügung stehende Platz zwischen den benachbarten Ports klein ist und möglichst vollständig ausgefüllt werden sollte. Verbleiben größere Stirnflächen zwischen den einzelnen Einspeisepunkten der Hohlleiter, wird Leistung in den Bereich der Parallelplattenleitung reflektiert, und es treten Interferenzen

auf. Durch die räumliche Ausdehnung der Hohlleiterports entsteht eine leichte Unschärfe, da die Energie über einen kleinen Winkelbereich aufsummiert wird. In der Theorie kann die Unschärfe zu einer Verbreiterung der Hauptkeule führen, in der Praxis ist die räumliche Ausdehnung der einzelnen Hohlleiterports jedoch zu gering, um berücksichtigt zu werden. Eine Besonderheit bilden Linsenauslegungen, bei denen die Anzahl der Hohlleiterports auf der Fokussseite sehr gering ist. Hier können zwischen den benachbarten Hohlleiterports der Linse größere Bereiche mit Stegen verbleiben. Um unerwünschte Reflexionen zu vermeiden, können die Zwischenräume zwischen den einzelnen Hohlleiterports mit Absorbieren verkleidet oder mit zusätzlichen Einspeisepunkten ausgestattet werden (s. Abbildung 20 oben). In die Dummy-Leitungen integrierte Hohlleitersümpfe schließen die zusätzlichen Einspeisepunkte reflexionsarm ab.

Die räumliche Ausdehnung der Hohlleiterports erzeugt noch zwei weitere wichtige Effekte, die bei der Auslegung der Abmessungen berücksichtigt werden müssen. So vergrößert sich durch den geringeren Abstand der Hohlleiterports die Verkopplung, während die Aufweitung des Übergangs die im Bereich der Parallelplattenleitung abgestrahlte Leistung stärker bündelt und sich somit positiv auf den Wirkungsgrad der Linse auswirkt. Für die Gestaltung der Übergänge steht eine Vielzahl von unterschiedlichen geometrischen Formen zur Verfügung. Dabei kommen im Wesentlichen lineare Aufweitungen, wie bei einem Sektorhorn, oder elliptische Konturverläufe zur Anwendung. Versuche mit elliptischen Aufweitungen der Hohlleitereinspeisung zeigen in der Simulation vergleichbare Werte bezüglich der Anpassung und der Bündelungseigenschaften der Hohlleiterports, während sie gleichzeitig geringere Tiefen aufweisen als die linear geweiteten Hohlleiter. Für die benötigte Breite bei der Aufweitung bieten sie keine Vorteile. Jedoch sind elliptische Strukturen auf den zur Verfügung stehenden Fertigungsanlagen nur mit hohem Aufwand umsetzbar. Die bessere messtechnische Verifikation der gefertigten Strukturen sowie die einfachere Generierung des CNC-Codes führten letztendlich zur Wahl der linearen Aufweitung für die Ausgestaltung der Speiseports in den Bereich der Parallelplattenleitung.

3.1.1 Optimierung der Übergänge auf Basis der Anpassung

Eine wesentliche Motivation für die Gestaltung eines Übergangs ist die Verbesserung der Anpassung, die sich unter Zuhilfenahme eines elektromagnetischen 3D-Feld-Simulators optimieren lässt. Die Breite der Hornstruktur ist dabei in der Regel durch den Abstand von den benachbarten Einspeisepunkten begrenzt. Als Parameter bleibt somit üblicherweise die Länge der Hornstruktur. Für ein TE-Design zeigt es sich, dass eine Verbesserung der Anpassung mehr von der Länge Δy der Hornstruktur abhängt und weniger von der Breite Δx (s. Abbildung 15). Dabei ist eine gewisse Mindestbreite jedoch Voraussetzung für eine gute Anpassung. So verbessert sich — für ein Linsendesign mit WR10 Hohlleiter — diese bis zu Aufweitungen von 1 mm für Δx deutlich. Es erwies sich, dass einer Aufweitung (Δx) dann enge Grenzen gesetzt sind, wenn nicht gleichzeitig die Hornstrukturen über eine entsprechende Tiefe verfügen. Näherungsweise sollte diese um den Faktor 2 bis 3 größer sein als die entsprechende Breite der Einspeisung. Jedoch ist meistens — insbesondere auf der Antennenseite — nicht genügend Platz vorhanden, um ausreichend große Aufweitungen zu bewerkstelligen. Der Aufweitung sind dabei jedoch durch den Eindeutigkeitsbereich im Hohlleiter enge Grenzen gesetzt. Überschreitet man bei einem TE-Design nicht die doppelte Grenzfrequenz der Grundmode des einspeisenden Hohlleiters, ist im Bereich der Parallelplattenleitung lediglich der TE_{10} -Mode ausbreitungsfähig sowie im speisenden Hohlleiter der Grundmode TE_{10} . Durch die

Aufweitung der Hornstruktur können jedoch weitere Moden innerhalb der Hornstruktur angeregt werden. Jeder Mode besitzt seine individuell geführte Wellenlänge im Bereich der Parallelplattenleitung. Liegt die Bandbreite des Systems knapp über der Grenzfrequenz des Grundmode im Hohlleiter, kann durch eine moderate Aufweitung verhindert werden, dass die Grenzfrequenz des $TE_{0,n}$ - bzw. des $TE_{1,n}$ -Mode in den Bereich der Nutzbandbreite des Systems abfällt. In der Regel lässt sich eine Anregung höherer Moden im Bereich der Hornstruktur nicht komplett vermeiden. Hierbei muss im Entwurf ein Kompromiss gefunden werden zwischen den Verlusten, die entstehen, wenn die Leistung in nicht ausbreitungsfähige Moden fließt, und den Verlusten, die entstehen, wenn die Richtwirkung der Hornstruktur zu gering ist. Eine ungenügende Bündelung der Einspeisung führt dazu, dass die Leistung an der gegenüberliegenden Apertur vorbei in die Randzone abgestrahlt wird. Die Optimierung erfolgt dabei idealerweise über den Wirkungsgrad der Linse. Somit bietet sich die Anpassung an, um einen ersten Parametersatz für die geometrischen Abmessungen der Hornstruktur zu erhalten.

3.1.2 Optimierung auf Basis der Transmissionsparameter

In den realisierten Linsen liegen die Einspeisepunkte auf der Fokuskontur deutlich weiter auseinander als diejenige auf der Antennenkontur. Als Folge ist eine relevante Verbesserung der Bündelung lediglich bei den Ports auf der Fokuskontur zu erreichen. Auf Seiten der Antennenkontur ist die Verbesserung der Anpassung oder eine bessere Bündelung aufgrund der geringen Aufweitung vernachlässigbar. Größere Abstände sind im Linsendesign realisierbar, führen aber zu längeren Verbindungshohlleitern zwischen den Antennenelementen und den Einspeisepunkten auf der Antennenkontur. Dadurch nimmt der Flächenverbrauch massiv zu, während gleichzeitig der Wirkungsgrad sinkt. Diese Einschränkung gilt im Wesentlichen für Hohlleiterlinsen im Millimeterwellenbereich, für die aufgrund des Frequenzbereichs keine flexiblen Verbindungsleitungen verwendet werden können. Anders stellt sich die Situation auf der Fokuskontur dar. Insbesondere für Linsen im TE-Design kann aufgrund der senkrechten Orientierung der Hohlleiter eine deutliche Verbesserung der Bündelung erreicht werden.

Da jedoch die Aufweitung der Hohlleitereinspeisung durch die Anregung weiterer Moden begrenzt ist, besteht eine Lösungsstrategie in der Generierung zusätzlicher Einspeisepunkte. Diese Ports eröffnen weitere Freiheitsgrade bei der Optimierung. In der einfachsten Variante werden die zusätzlichen Ports mit Dämpfungsgliedern abgeschlossen. Um Verluste zu vermeiden, ist der Ansatz von Rausch und Peterson effektiver [63]: In dem Ansatz für eine 35 GHz-Hohlleiterlinse wurden Ports über einen Leistungskombinierer zusammengefasst und somit konnte eine größere Apertur geschaffen werden. Ein Alternative ist der im Pales System [64] vollzogene Ansatz, die Kanäle extern zusammenzuschalten, was mehrere Vorteile hat. So lässt sich über das Einbringen zusätzlicher Amplitudengewichte in die Schaltung das Nebenzipfelniveau der Antenne verbessern, und die zusätzlichen Antennenpositionen bleiben erhalten. Es muss berücksichtigt werden, dass das Zusammenfassen mehrerer Einspeisepunkte zu einer Verbreiterung der Hauptkeule führt. Als Parameter für die Optimierung der Hohlleiterports ist der Wirkungsgrad ein wichtiges Kriterium. Zu dessen Berechnung wird jeweils ein Port auf der Fokuskontur angeregt und die Leistung aller Antennenports akkumuliert. Das Verhältnis der Empfangsleistung zur Sendeleistung wird als Wirkungsgrad definiert. Bestimmt wird mit dieser Vorgehensweise lediglich der Wirkungsgrad der Einstrahlung in die Plattenleitung und nicht der Wirkungsgrad der gesamten Linse, da nur Verluste durch die Ein-

strahlung in die Absorberzonen, in die anderen Fokusports sowie Leitungsverluste innerhalb der Parallelplattenleitung erfasst werden. Leitungsverluste durch die Leitungsführung von der Antennenkontur zum Antennenfeld werden nicht berücksichtigt. Für den Wirkungsgrad der gesamten Linse ist weiterhin die Phasendifferenz zwischen den einzelnen Antennenelementen von zentraler Bedeutung, ohne die eine Akkumulation der abgestrahlten Leistung im Fernfeld nicht realisiert werden kann. Trotz dieser Einschränkungen erlaubt die Maximierung des Wirkungsgrades im Bereich der Parallelplattenleitung eine gute Optimierung der Speiseports auf der Fokus- und der Antennenkontur. Beim Optimieren der Anpassung und des Wirkungsgrades können jedoch grundsätzlich gegenläufige Optimierungsergebnisse beobachtet werden. Im Rahmen einer Simulation soll die optimale Aufweitung für den zentralen Fokuspunkt bestimmt werden. Die Linse wurde im TE-Design entwickelt. Um den Speicherbedarf zu reduzieren, werden die Absorbertaschen als „Radiation Box“ ausgeführt. Für die weitere Analyse wird die Plattenleitung einer 220 GHz-Linse analysiert (s. Abbildung 15).

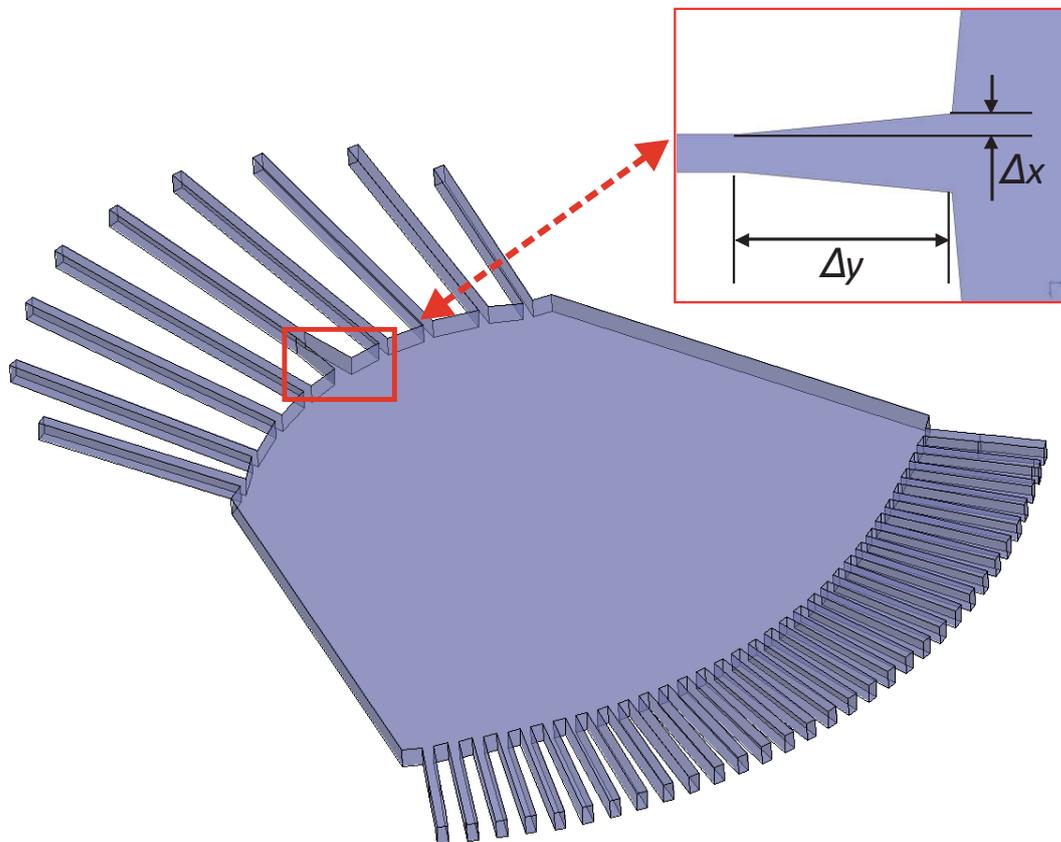
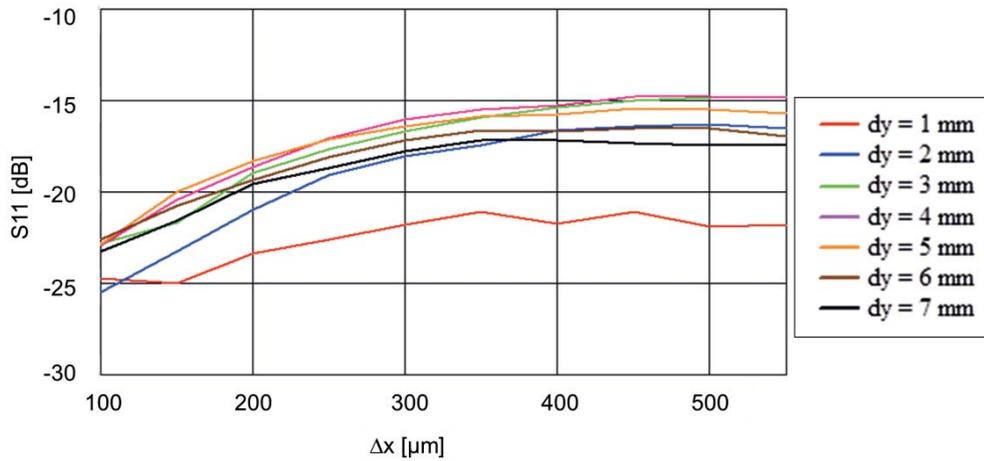
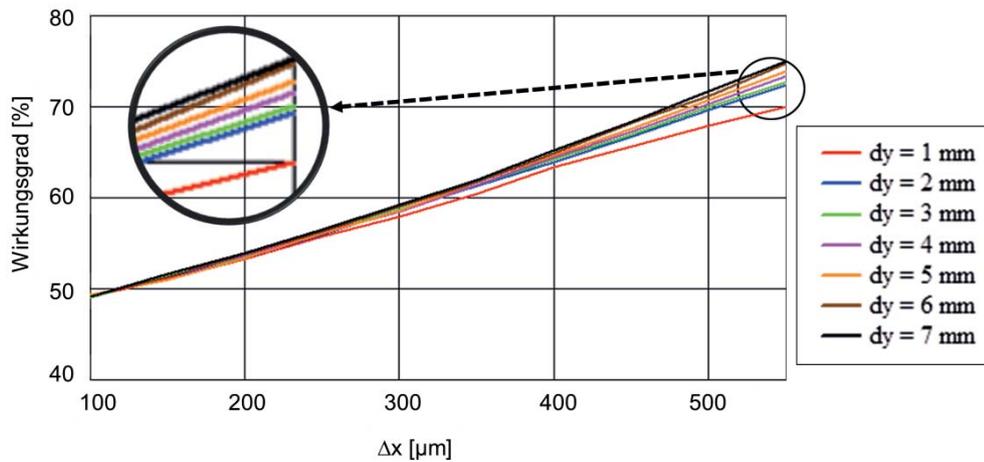


Abbildung 15: Simulationsmodell einer Hohlleiterlinse mit 9 Fokusports zur Wirkungsgradanalyse.

Bei einer konstanten Aufweitung des Hohlleiters (Δx) wird entsprechend der Theorie für eine längere Hornstruktur (Δy) eine Verbesserung der Anpassung S11 erwartet. Die Simulation des Übergangs in Kombination mit dem Bereich der Parallelplattenleitung zeigt jedoch nur eine geringe Verbesserung bzw. die Hornstruktur mit der geringsten Länge erreicht die besten Anpassungswerte mit $\Delta y = 1\text{mm}$ (s. Abbildung 16 a).



a)



b)

Abbildung 16: Vergleich der Anpassung einer 220 GHz-Linse mit dem Wirkungsgrad der Linse für verschiedene Aufweitungen ($dy = \Delta y$ und $dx = \Delta x$).

Diese Ergebnisse können nur sinnvoll interpretiert werden, wenn gleichzeitig der Wirkungsgrad mit berücksichtigt wird. Bei einem Rechteckhorn verbessert sich durch die längere Hornstruktur nicht nur die Anpassung, sondern es nimmt gleichzeitig die Direktivität des Sektorhorns zu [36]. Durch die bessere Bündelung der Speiseports wird mehr Leistung auf die gegenüberliegende Kontur fokussiert. Dadurch erhöht sich der Wirkungsgrad der Linse. Gleichzeitig wird jedoch durch die Fehlanpassung der Ports mehr Leistung zurück zum einspeisenden Port auf der Fokuskontur reflektiert. Abbildung 16 zeigt einen Vergleich von Anpassung und Wirkungsgrad einer Linse für verschiedene Hohlleiteraufweitungen. Dabei erweist es sich, dass durch die Hornstruktur der Wirkungsgrad um mehr als 25 % gesteigert werden kann. Dieser wird im Wesentlichen durch Δx bestimmt. Trotz des teilweise gegenläufigen Verlaufs von Anpassung und Wirkungsgrad ist die Optimierung der Übergänge notwendig, um einen möglichst optimalen Ausgleich zu erreichen. Hierbei sollte sich die Optimierung vor allem auf den Wirkungsgrad stützen, eine reine Optimierung der Anpassung scheint nicht zielführend zu sein. Wenn die Anpassung als Optimierungskriterium nur sehr begrenzt eingesetzt werden kann, müssen andere Kriterien für die Auslegung der Hornstruktur herangezogen werden. Hinsichtlich der Optimierung des Wirkungsgrades für die vollständige Linse kommt der Phasenbeziehung der einzelnen Antennenelemente untereinander eine zentrale Bedeutung zu. Insoweit ist es sinnvoll die Wirkung der Aufweitung auf das Phasenzentrum des Hohlleiterports genauer zu untersuchen.

3.1.3 Phasenzentrum für die Hohlleiterübergänge

Bei der Bestimmung der Aufweitung ist die Position des Phasenzentrums der Hornstruktur von wesentlicher Bedeutung [65]. Für die weiteren Betrachtungen wird folgende Definition verwendet [36]: „Befindet sich ein Kugelstrahler im Phasenzentrum der betrachteten Antennen, so entspricht die Phase der über den Kugelstrahler abgestrahlten elektromagnetischen Welle an jedem Punkt des Fernfeldes der Phase der betrachteten Antenne“. Die Position des Phasenzentrums ist entfernungsunabhängig. Aufgrund der geometrischen Form ist das Phasenzentrum für reale Antennen in der Regel nicht für alle Beobachtungswinkel konstant. Es wird jedoch die Vereinfachung getroffen, dass das Phasenzentrum einer Antenne in Richtung der Hauptkeule des Antennendiagramms für geringe Abweichungen vom Winkel als konstant angesehen werden kann. Kritischer für die Entwicklung einer Rotman-Linse mit großer Bandbreite ist die Frequenzabhängigkeit des Phasenzentrums.

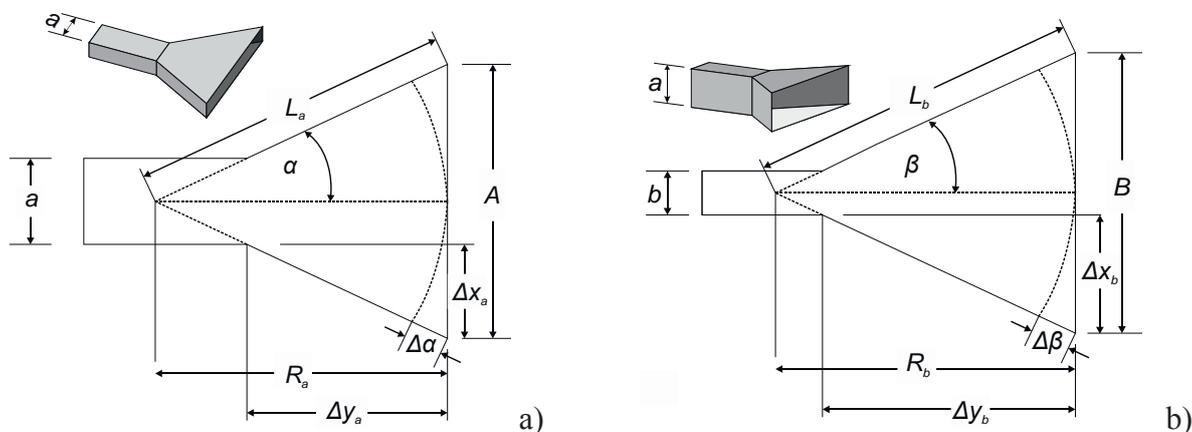


Abbildung 17: Skizze für die Sektorhornaufweitung.

Für die weiteren Betrachtungen ist es notwendig, das Phasenzentrum der Hohlleitereinspeisungen genau zu kennen. Verändert sich die Position des Phasenzentrums über die Systembandbreite, kann kein optimaler Konstruktionspunkt für die Position des Einspeisepunkts in den Bereich der Parallelplattenleitung mehr definiert werden. Für die weiteren Betrachtungen wird ferner nur der Grundmode im Hohlleiter bzw. im Bereich der Parallelplattenleitung berücksichtigt, da das Phasenzentrum für die verschiedenen Moden nicht als konstant angesehen werden kann. Durch die Aufweitung der Hohlleiter kommt es zu einer Verschiebung des Phasenzentrums. In der Simulation zeigte sich für geringe Öffnungswinkel der Hohlleiter von maximal 10 bis 15 Grad keine für den Entwurf relevante Verschiebung des Phasenzentrums. Diese Ergebnisse stimmen mit denen aus der Literatur bekannten Ergebnissen für Sektorhörner überein [66] [67]. Die Konstruktionspunkte aus dem Algorithmus von Rotman und Turner müssen mit den Phasenzentren der Hohlleiteraufweitung übereinstimmen. Erfordert das Linsendesign größere Aufweitungen der Hohlleitereinspeisung, müssen die Einspeisepunkte unter Berücksichtigung des verschobenen Phasenzentrums neu berechnet werden [63]. Um Überschneidungen, Abschattungen oder Störstellen im Bereich der Parallelplattenleitungen zu vermeiden, sind der Neupositionierung jedoch enge Grenzen gesetzt. Abgeleitet von der Problematik des Phasenzentrums, lässt sich der minimale Phasenfehler als Gütekriterium für die Horngeometrie festlegen.

Abbildung 17 zeigt die beiden Varianten von Sektorhörnern, die betrachtet werden müssen. Die Längen $\Delta\alpha$ und $\Delta\beta$ geben dabei den maximalen Phasenfehler an, der aufgrund der Aufweitung des Horns auftreten kann. Die Phasendifferenz zwischen dem Zentrum der Apertur und deren Rand entsteht durch den Wegunterschied vom Apex der Hornstruktur zur Aperturfläche. Kann man für die Apertur dieselbe Phase annehmen, liegt das Phasenzentrum im Zentrum der Apertur. Das Zentrum ist nach der Definition der Ausgangspunkt einer äquivalenten Kugelwelle. Infolge des Wegunterschieds kann die Apertur nicht mehr als gleichphasig belegt angesehen werden. Die Folge ist, dass das Phasenzentrum vom Zentrum der Apertur in Richtung des Hohlleiters wandert. Für die Auslegung der Hornstruktur folgt daraus, dass der verbleibende Phasenfehler $\Delta\alpha$ bzw. $\Delta\beta$ möglichst klein sein sollte. Für die gleichschenkligen Hornstrukturen gilt:

$$\frac{R_a}{\Delta y_a} = \frac{A}{A-a} \quad \text{und} \quad \frac{R_b}{\Delta y_b} = \frac{B}{B-b} \quad (31)$$

$$L_a^2 = R_a^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 \quad \text{und} \quad L_b^2 = R_b^2 + \left(\frac{B}{2}\right)^2 \quad (32)$$

$$\tan \alpha = \frac{A}{2R_a} \quad \text{und} \quad \tan \beta = \frac{B}{2R_b} \quad (33)$$

Für die weitere Näherung wird der Fall eines TEM-Designs betrachtet. Für diesen Fall ergibt sich $\Delta\alpha$ wie folgt:

$$\Delta\alpha = L_a - R_a = \sqrt{R_a^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2} - R_a = R_a \sqrt{1 + \left(\frac{A}{2R_a}\right)^2} - R_a \quad (34)$$

Für die weiteren Vereinfachungen wird die Annahme getroffen, dass $R_a \gg A$ ist. Damit kann $\Delta\alpha$ als Potenzreihenentwicklung approximiert werden, die nach dem ersten Glied abgebrochen wird [68]:

$$\Delta\alpha \cong R_a \left(1 + \frac{\left(\frac{A}{2R_a}\right)^2}{2} \right) - R_a = \frac{A^2}{8R_a} \quad (35)$$

Entsprechend gilt:

$$\Delta\beta \cong \frac{B^2}{8R_b} \quad (36)$$

Der Phasenfehler kann somit über eine längere Hornstruktur minimiert werden. Da die Breite der Apertur als quadratischer Term eingeht, wird die Positionsverschiebung des Phasenzentrums für Hornstrahler im TEM-Design sehr schnell kritisch. Idealerweise sollte die Position des Phasenzentrums für einen Entwurf bei 100 GHz nicht mehr als 100 μm vom Zentrum der Apertur abweichen (s. Abbildung 18).

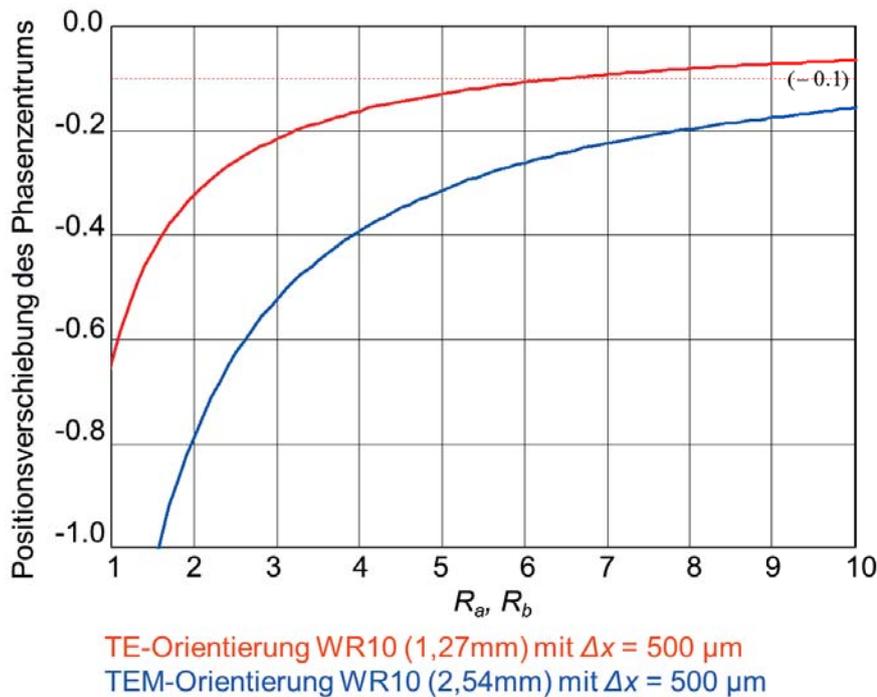


Abbildung 18: Berechnung des Phasenfehlers für die beiden Hohlleiterorientierungen bei einer Aufweitung von 0,5 mm für verschiedene Hornlängen.

Zur Berechnung der optimalen Länge des Horns wird auf die Herleitung von Orfanidis [69] für Hornantennen zurückgegriffen. Danach ergeben sich mit $\sigma_a = 1,2593$ und $\sigma_b = 1,0246$ Hornantennen mit einer optimalen Richtcharakteristik. Dabei werden σ_a und σ_b wie folgt bestimmt:

$$\sigma_a^2 = \frac{A^2}{2R_a \lambda_g} \quad \text{bzw.} \quad \sigma_b^2 = \frac{B^2}{2R_b \lambda_0} \quad (37)$$

Da die Aperturbreite üblicherweise durch den zur Verfügung stehenden Platz begrenzt ist, können die Gleichungen nach R_a und R_b umgestellt werden:

$$R_a = \frac{A^2}{2\lambda_g \sigma_a^2} \quad \text{bzw.} \quad R_b = \frac{B^2}{2\lambda_0 \sigma_b^2} \quad (38)$$

Orfanidis setzt für seine Näherungen voraus, dass A und B größer sind als die Wellenlänge, so dass mit der Huygensschen Quelle das tangentielle magnetische Feld berechnet werden kann. Somit ergeben die Gleichungen für die kleinen Aperturen der Speiseports keine realistischen Ergebnisse.

Um die Berechnungen zu verifizieren, wird ein Feldsimulator verwendet. Simuliert wird ein WR10-Hohlleiter mit einer TE-Orientierung bei 94 GHz. In Abbildung 19 ist die Simulation des Phasenzentrums für verschiedene Δy dargestellt. Die Simulation erfolgte mit „CST Microwave Studio“ und zeigt, wie erwartet, dass das Phasenzentrum bei konstantem Δx -Wert (1 mm), mit größer werdendem Δy -Wert in Richtung der Aperturöffnung der Antenne wandert. Die Position des Phasenzentrums schwankt jedoch um ca. $\pm 0,1$ mm in Abhängigkeit vom Δy -Wert. Die Simulationsergebnisse entsprechen – insbesondere für kurze Hornstrukturen – den berechneten Werten.

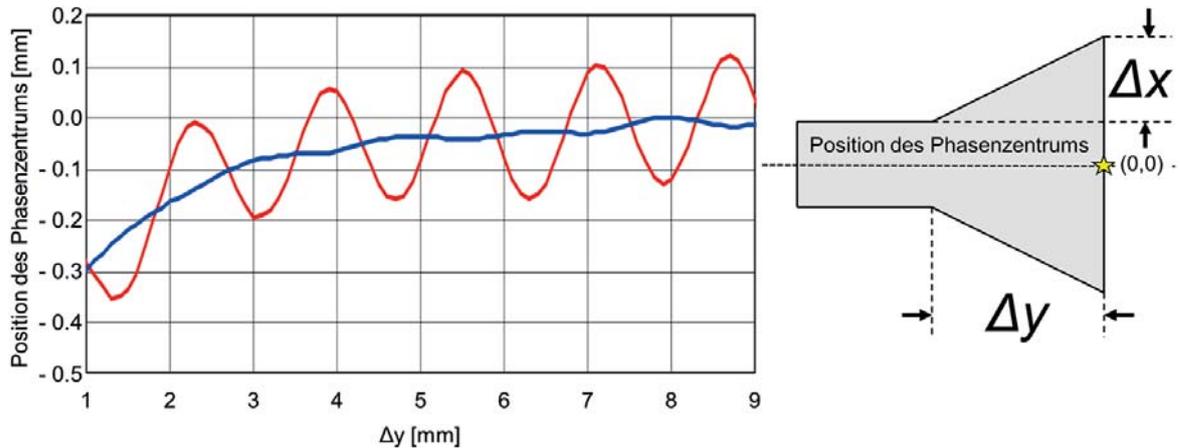


Abbildung 19: Simulation des Phasenzentrums für verschiedene Δy Werte für einen WR10 Standard-Rechteckhohlleiter. Dargestellt sind die Werte für einen Δx – Wert von 1,0 mm. Die Position des Phasenzentrums wird bezogen auf die Stirnfläche der Hornstruktur angegeben. Die rote Kennlinie zeigt die simulierten Werte, die blaue Kennlinie den gemittelten Verlauf.

3.1.4 Folgerungen für die Einspeisung in den Bereich der Parallelplattenleitung

Die Optimierung der Hornstrukturen bleibt ein Kompromiss zwischen verschiedenen Parametern und kann entsprechend der Geometrie der Linse und den geforderten Systemparametern unterschiedlich ausfallen. Zur Vermeidung von Interferenzen innerhalb der Linse empfiehlt es sich, die Breite der verbleibenden Stege zwischen den Hohlleitern zu minimieren. Des Weiteren können zusätzliche Moden angeregt werden, die sich negativ auf den Wirkungsgrad auswirken. Die Anpassung kann ein Gütekriterium sein, läuft aber in Abhängigkeit von der Geometrie der Linse teilweise konträr zum Wirkungsgrad. Dabei führen Hohlleitereinkopplungen, die eine größere Bündelung aufweisen, in der Regel zu einem besseren Wirkungsgrad der Linse. Über die Kombination von mehreren Einspeisepunkten auf der Fokussseite kann eine Gewichtung der Amplitude über das Antennenfeld realisiert werden, was zu einer Reduzierung des Nebenzipfelniveaus führt. In den bisherigen Layouts hat sich bei der Verwendung von Hornstrahlern ein Seitenverhältnis von 1:4 bis 1:8 für $\Delta x:\Delta y$ bewährt. Bei größeren Öffnungswinkeln muss die Verschiebung des Phasenzentrums durch eine Neupositionierung der Hornstrahler kompensiert werden. Dabei eignen sich G/F -Verhältnisse nahe 1 besonders gut, da die Stirnflächen der Hohlleiterstrahler als Tangente an dem durch die drei Fokuspunkte definierten Kreisbogen realisiert werden können.

3.2 Auslegung der Randbereiche

Die Auslegung der Randzonen ist für die Funktionsweise der Linse von zentraler Bedeutung. Als Randzone wird der Linsenbereich außerhalb der Fokus- und der Antennenkontur bezeichnet, der nicht durch den Entwurfsalgorithmus festgelegt ist. Um den Wirkungsgrad der Linse zu verbessern, wird durch eine geeignete Auslegung der Linse und die Gestaltung der Hohlleitereinkopplung das Ziel verfolgt, die in die Randzonen abgestrahlte Energie zu minimieren. Ein Teil der Leistung wird indessen weiterhin in den Bereich außerhalb der durch den Algorithmus vorgegebenen Einspeisepunkte abgestrahlt. Aufgrund der unterschiedlichen Weglängen überlagert sich die Energie, die direkt zu den gegenüberliegenden Ports abgestrahlt wird, mit der Energie, die von den Randzonen

reflektiert wird. Durch die unterschiedlichen Phasenlagen kommt es, abhängig von der Blickrichtung, zu positiven oder destruktiven Interferenzen, die sich in einem dem Antennendiagramm überlagerten Rippel widerspiegeln. Der übliche Lösungsansatz sieht das Fortführen der Konturen und deren Auslegung mit Hohlleiterports vor, deren Ausgänge mit Sumpfen abgeschlossen sind [63] [70] [71]. Ein Nachteil dieses Ansatzes ist der, dass die Ports üblicherweise nur auf einen Teilbereich der gegenüberliegenden Apertur optimal ausgerichtet werden können. Der Aufbau von Hohlleitersumpfen ist aufwendig und läuft der Forderung eines „Low Cost“-Ansatzes konträr. Um die Kosten zu minimieren, werden die Randzonen als Taschen ausgeformt und mit Absorbieren verkleidet, um die eingestrahelte Leistung zu absorbieren. Die Wirksamkeit dieses Ansatzes hängt stark von den verwendeten Flachabsorbieren sowie der Ausgestaltung der Geometrie der Absorbertaschen ab⁴.

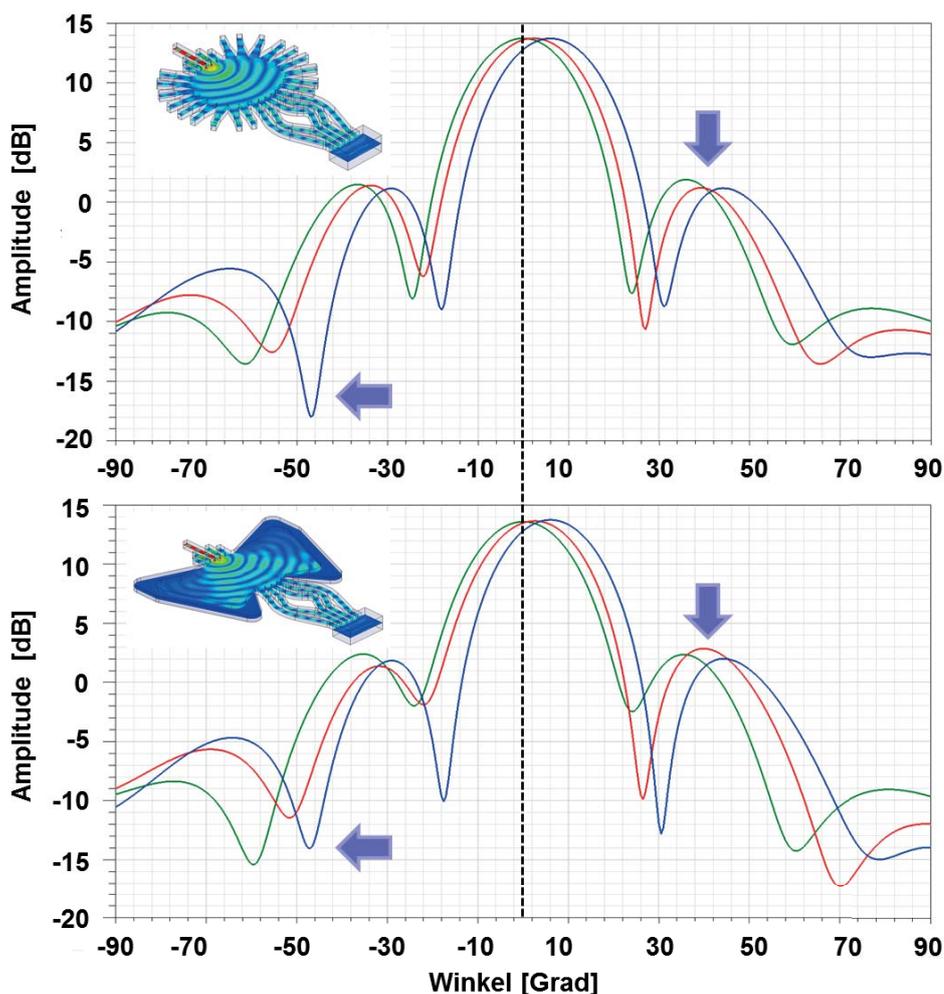


Abbildung 20: Vergleich der Antennendiagramme einer Linse mit Dummy-Ports (oben) und Absorbertasche (unten). Die drei Winkelpositionen (grün=0 Grad, rot=5 Grad, blau=10 Grad) sind farblich kodiert.

Abbildung 20 zeigt die Simulation einer Linse, deren Seitenzone einmal mit Dummy-Ports und einmal mit einer Absorbertasche ausgeführt ist. Ein optimiertes Modell des Absorbiers weist überwiegend dieselben Antennencharakteristiken auf wie ein Modell mit Dummy-Ports. Lediglich die Minima erscheinen im Layout mit den Dummy-Ports ausgeprägter. Die Auslegung der Absorberta-

⁴ Für den Frequenzbereich oberhalb von 40 GHz stehen keine kommerziellen Flachabsorber zur Verfügung.

schen ist sehr stark gekoppelt an die mechanische Konstruktion der Rotman-Linse. Konstruktives Ziel ist eine Taschengeometrie, in der die eingestrahlte Welle optimal absorbiert werden kann. Hiervon lassen sich auf Basis von Simulationsergebnissen verschiedene Anforderungen an ein optimiertes Taschendesign ableiten. Für das Auskleiden der in den Randbereichen gefrästen Taschen mit Absorbern stehen zwei Alternativen zur Verfügung: Die Taschen können entweder komplett mit Absorber ausgefüllt werden, oder es wird entlang der Taschenkontur nur die Randzone verkleidet.

Füllt man die Tasche möglichst komplett mit Absorber, wird die absorbierende Fläche maximiert, so dass die in den Absorber eingetretene Leistung weitestgehend absorbiert werden kann. Jedoch wird an Grenzschichten, wie beim Übergang zum mit Absorber gefüllten Taschenbereich, ein Teil der Leistung reflektiert. Um zu bewerten, welche Variante die besseren Ergebnisse bringt, wird eine Linse mit sechs Antennenelementen und fünf Fokusports für 0 Grad, ± 10 Grad und ± 20 Grad simuliert. Betrachtet werden die Antennendiagramme für die drei Winkelpositionen. Hierbei zeigt es sich, dass bei einem kompletten Auskleiden der Randzonen mit Absorber (s. Abbildung 21 links) dieser die Antennendiagramme zur $+20$ Grad-Position hin verzerrt. Der Verlauf der Antennendiagramme deutet darauf hin, dass die Grenzschicht vom absorber- zum luftgefüllten Bereich der Parallelplattenleitung das Feld verzerrt, wodurch die berechneten Phasendifferenzen zwischen den Antennenelementen nicht realisiert werden können. Im Gegensatz dazu weisen die Antennendiagramme, sofern nur ein schmaler Streifen entlang der Taschenkontur ausgekleidet wird (s. Abbildung 21 rechts), keine Auffälligkeiten auf.

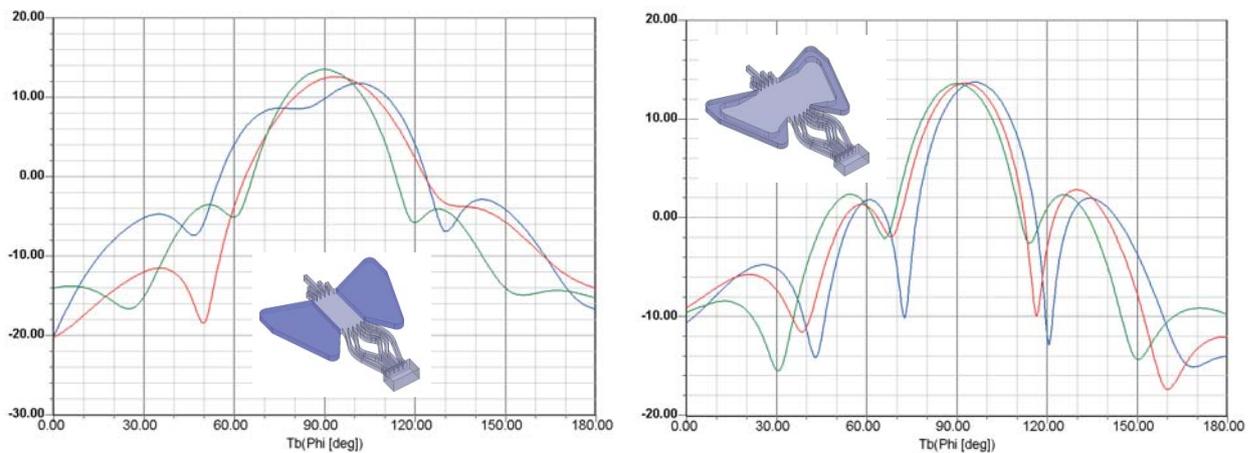


Abbildung 21: Simulation der Antennendiagramme einer Rotman-Linse mit zwei unterschiedlichen Formungen des Absorbers in den Randzonen, dargestellt sind die Antennendiagramme für 0 Grad, 10 Grad und 20 Grad.

Die Seitenzone muss dabei so ausgestaltet werden, dass die Welle nicht wieder direkt in den Bereich der Parallelplattenleitung reflektiert wird. Idealerweise sind die Seitentaschen so ausgeformt, dass die Welle mehrfach zwischen den Wänden der Tasche reflektiert wird, womit sich die Absorption verbessert. Hieraus kann die Forderung an die Konstruktion abgeleitet werden, die Seitenwände schräg zur Zone der Parallelplattenleitung auszurichten und auf rechte Winkel zu verzichten. Des Weiteren sollte die Grundfläche der Absorbertasche maximiert werden mit dem Ziel, die Oberfläche des eingebrachten Absorbers zu vergrößern. Die äußeren Abmessungen einer Hohlleiterlinse sind in der Regel stark begrenzt, insoweit ist auch der zur Verfügung stehende Platz für die Aus-

formung der Tasche begrenzt. Weitere begrenzende Parameter sind die Hohlleiterführung und die Verschraubungspunkte der Linse, die möglichst gleichmäßig über die gesamte Grundfläche der Rotman-Linse verteilt werden müssen. Zur ersten Abschätzung einer ausreichenden Dimensionierung der Absorbertasche kann deren Grundfläche (T) im Verhältnis zur Zone der Parallelplattenleitung (P) dienen. Dabei sollten das T/P -Verhältnis der Flächen mindestens 2:1 sein. Die Optimierung der Randzonen kann mittels Feldsimulation durchgeführt werden (s. Abbildung 22). Im Mikrowellenbereich können bei Hohlleiterlinsen aufgrund der großen Abmessungen Pyramidenabsorber eingesetzt werden. Im Millimeterwellenbereich werden aufgrund der geringen Hohlleiterabmessungen Flachabsorber verwendet.

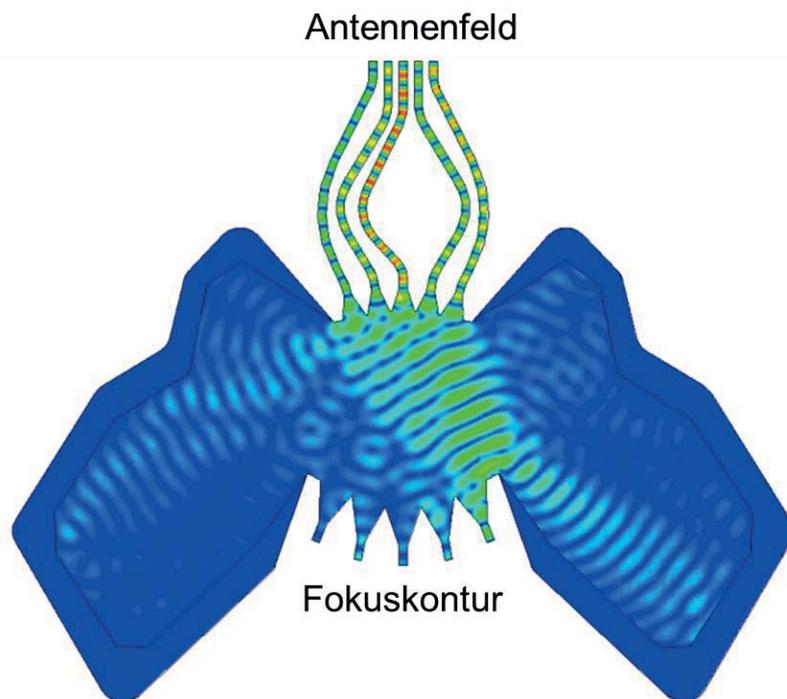


Abbildung 22: Simuliert wird der Empfangsfall einer Linse. Es wird verdeutlicht, wie von der Fokuskontur nicht aufgenommene Leistung in die Absorbertaschen eingestrahlt und aufgenommen wird [72].

Für den Einsatz von Flachabsorbern in Anwendungen mit großer Bandbreite kommen zwei unterschiedliche Absorbertypen infrage. Zum ersten Typ gehören dünne Gummimatten, die mit magnetischen Partikeln versetzt sind; diese haben sich bei der Entwicklung von Hohlleitersümpfen im W-Band bewährt. Im Rahmen dieser Arbeit wird C-RAM GDSS verwendet. Bei diesen Materialien ist der magnetische Verlustfaktor sehr groß, wodurch die Oberflächenströme unterdrückt werden. Einer der Vorteile dieses Typs von Absorbern ist die Verfügbarkeit sehr dünner Absorberplatten. So sind in den aktuell eingesetzten Produktreihen Flachabsorber mit einer Materialstärke von weniger als einem Millimeter lieferbar. Insbesondere bei TEM-Linsen mit einem Hohlleiter WR08 oder kleiner ist dies ein entscheidender Vorteil. Beim zweiten Typ von Flachabsorbern handelt es sich um Schaumstoffplatten, die in der Regel in einem absorbierenden Material, üblicherweise auf Basis von Graphit, getränkt wurden. Flachabsorber erreichen aufgrund der schlechteren Anpassung und durch die fehlende äußere Form im Vergleich zu Pyramidenabsorbern niedrigere Dämpfungswerte. Um die Anpassung an den Freiraum zu verbessern, kommen bei Flachabsorbern verschiedene

Techniken zum Einsatz. Darunter fallen Änderungen der Materialdichte, der Konzentrationsverteilung im Material oder der Struktur des Materials.

Für die in dieser Arbeit beschriebenen Linsen werden Platten aus C-Ram MT oder C-Ram AR eingesetzt. Eine Schwachstelle dabei ist die, dass die Materialparameter unbekannt sind. Es fehlen sowohl Informationen über die Dämpfungseigenschaften der Absorber im Millimeterwellenbereich als auch solche über die Materialeigenschaften, die Struktur und den genauen Wirkmechanismus des Absorbers. Da über diese herstellereigenspezifischen Modifikationen wie die sonstigen Materialparameter keine Informationen verfügbar sind, ist es kaum möglich, im Rahmen der Simulation ein geeignetes Modell für den jeweils verwendeten Absorber zu entwickeln und den Einfluss der Absorbertasche zu berechnen. Um näherungsweise das Verhalten der Seitenzone vorherzusagen, wurden Ersatzmodelle für die Absorber entwickelt. Bei diesen virtuellen Materialien wird die simulierte Reflexionsdämpfung der gemessenen angenähert. Zur besseren Übereinstimmung wird in einem ersten Schritt die Reflexionsdämpfung des Absorbers im Hohlleiter gemessen. Der wesentliche Nachteil dieses Ansatzes beruht auf den geringen Hohlleiterabmessungen im W-Band. So ist es nicht bei allen Materialien möglich, den Absorber passend zuzuschneiden. Darum werden die Messungen an diesen Absorbern in einer reflexionsarmen Messkammer der Abteilung mit einer Metallplatte durchgeführt. In einem zweiten Schritt wird versucht, eine vergleichbare Dämpfung der reflektierten Leistung zu simulieren. Hierfür wird eine Materialschicht entsprechender Stärke in einem Hohlleiter vor einem Kurzschluss simuliert. Mittels des Optimierers der Simulationssoftware werden Materialparameter wie Permittivität, Permeabilität, Verlustwinkel usw. durchgestimmt, bis die simulierte Dämpfung der gemessenen entspricht. Wegen der Unterschiede zwischen dem Simulationsmodell und dem realen Material kommt es zu kleineren Abweichungen beim Vergleich der Ergebnisse aus der Simulation und den Messungen.

Die Wirkung der ausgekleideten Absorbertaschen hängt dabei vom verwendeten Absorber und zusätzlich von dessen Strukturierung ab. Während Strukturierungen bei getränkten Schaumstoffen keinen oder einen nur geringen Einfluss haben, ist der bei Absorbern mit einer hohen Dielektrizitätskonstante erheblich. Die meisten getränkten Schaumstoffe haben eine niedrige Permeabilität. Hierdurch kommt es lediglich zu geringen Reflexionen an der Grenzfläche zum Absorber. Absorber mit einer höheren Permeabilität müssen strukturiert werden, um zu starke Reflexionen zu vermeiden. Um den Einfluss der Strukturierung des Absorber auf die gemessene Antennencharakteristik zu demonstrieren, wurde die Randzone einer Linse einmal mit einem strukturierten und einmal mit einem unstrukturierten Flachabsorber verkleidet (s. Abbildung 23).

Vergleichbar mit der Wirkung von Pyramidenabsorbern, kommt es durch die Strukturierung des Flachabsorbers zu einem kontinuierlichen Übergang und zu weniger Reflexionen an der Grenzschicht. Der Vergleich der beiden Antennendiagramme zeigt die deutliche Reduzierung des mittleren Nebenzipfelniveaus. So bilden sich erst beim Einsatz der strukturierten Absorber die einzelnen Nebenzipfel im Antennendiagramm ab. Beim nicht strukturierten Absorber dominieren die Reflexionen aus den Randzonen die Antennencharakteristik. Das Nebenzipfelniveau ist massiv erhöht, und die einzelnen Nebenzipfel sind nicht mehr sichtbar. Erst bei stärkeren Auslenkungen von mehr als ± 50 Grad nähern sich die Verläufe der Antennendiagramme für die Linse mit und ohne strukturierten Absorber einander wieder an, da die Wirkung der Strukturierung des Absorbers bei stark seitlich einfallenden Wellen nachlässt. Die Versuche demonstrieren indessen ganz klar die Wirksamkeit des

Absorbers für den oberen Frequenzbereich und zugleich die Bedeutung der Taschenform und der Strukturierung des Absorbers.

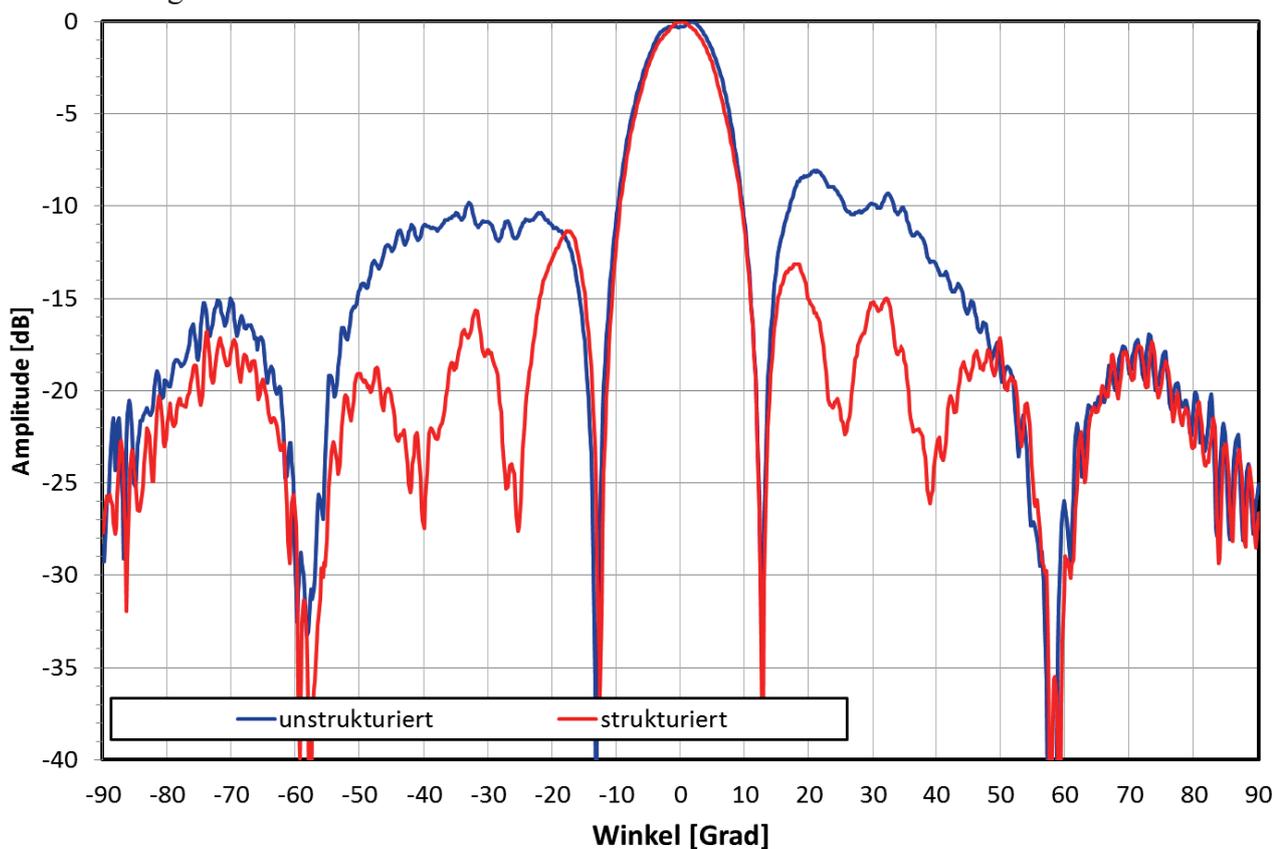


Abbildung 23: Vergleich des Einflusses von verschiedenen strukturierten Absorbern auf die gemessenen Antennendiagramme bei 94 GHz. Verwendet wurde der Absorbentyp C-RAM GDSS der Firma Cuming Microwave Corp.

3.3 Ausgleichsleitungen

Die Leitungstechnik und -führung zum Verbinden der Ports auf der Antennenkontur mit ihren entsprechenden Pendants im Antennenfeld sind für den Aufbau einer Hohlleiterlinse Schlüsselkomponenten [73]. Aufgrund von Beschränkungen der Steuerung und der eingesetzten Programme für die numerisch gesteuerten Fräsmaschinen werden zum Erstellen des CNC-Codes nur Kreisbögen und Geraden verwendet. Die Aufgabenstellung für die Berechnung des Kurvenverlaufs der Leitungen ist dabei die, unter Beibehaltung eines Mindestabstands von den Nachbarleitungen eine Schar von Punktepaaren miteinander zu verbinden, dabei die Gesamtlänge der Leitungen zu minimieren und eine vorgegebene Weglängendifferenz zu einer Referenzleitung zu realisieren. Hierbei stellt die Leitungsführung einen Kompromiss dar zwischen Fertigung, elektrischen Eigenschaften der Leitung und Minimierung der Leitungslänge. Als Beispiel kann der Flächenverbrauch durch den Konturverlauf herangezogen werden, da die zur Verfügung stehende Fertigungsfläche begrenzt ist. Die räumliche Ausdehnung der Leitungen ist ein nicht unwesentlicher Parameter für die Optimierung. Dabei hängen der Amplituden- und der Phasenverlauf über den Leitungsweg nicht ausschließlich von der Breite des Hohlleiters und der Länge der Leitung ab, sondern auch von der Form der Leitungsführung. Um möglichst einfache Leitungsführungen zu finden, die gleichzeitig sehr kompakt sind, wurden verschiedene Konzepte untersucht.

3.3.1 Phasenverhalten verschiedener Leitungsformen

Die Verwendung von Kreisbögen führt zu einer Veränderung der elektrischen Länge eines Hohlleiters und damit zu Abweichungen von den Berechnungen durch den Algorithmus, da dieser die Länge der Mittellinie für die Berechnung der Phase verwendet. Nachgewiesen werden kann diese Phasenänderung durch einfache Teststrukturen, die möglichen Verläufen von Ausgleichsleitungen nachempfunden sind. Hierfür wurden drei Teststrukturen vermessen (s. Abbildung 24). Dafür wurden drei Hohlleiter WR10 verwendet, deren Länge, bezogen auf die Mittellinie, 47,7 mm beträgt. Die Messungen wurden bei 94 GHz mit einem VNA durchgeführt.



Abbildung 24: Foto der geätzten Referenzleitungen.

Die erste Leitungsstruktur besteht aus einer einfachen Geraden, die gleichzeitig als Referenz verwendet wird. Die zweite Struktur besteht aus Geraden, die über 90-Grad-Bögen miteinander verbunden sind. Die dritte Struktur basiert auf drei Kreisbögen, deren Endpunkte über Tangenten verbunden werden. Die Ein- bzw. Auskopplung geschieht über eine kurze Gerade, die gleichfalls eine Tangente an den jeweiligen Kreisbogen darstellt. Da die Hohlleitereingänge, abhängig davon,

wie plan die beiden Hohlleiter aufeinander sitzen, einen zusätzlichen Phasenoffset in die Messung einbringen, wurden die einzelnen Messungen mehrfach wiederholt und der Mittelwert gebildet. Für die gerade Referenzleitung ergab sich bei der Phasenmessung ein Mittelwert von 149,8 Grad, für den Verlauf mit den Geraden, die über 90-Grad-Kreisbögen miteinander verbunden sind, wurde ein Mittelwert von 138 Grad gemessen und für den Verlauf mit den Kreisbögen 142,2 Grad⁵. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass die Krümmung des Hohlleiters zu einer Verkürzung der elektrischen Länge im Hohlleiter führt.

3.3.2 Grundsätzliche Betrachtungen zur Leitungsführung

Die Leitungen zwischen der Antennenkontur und dem Antennenfeld bestehen aus zwei Bereichen: der Hornsektion (I1), in der die Hohlleiter aufgeweitet werden, und der Verbindungsleitung zwischen den Endpunkten der Sektion (Z1-Ebene) und dem Antennenfeld (Z2-Ebene). Die Weglängenunterschiede zwischen den einzelnen Leitungen sind durch den Algorithmus vorgegeben. Dabei wird die maximale Länge der Leitung durch die äußeren Hohlleiterports bestimmt, da diese infolge des Konturverlaufs in der Regel den größten Abstand vom Antennenfeld haben.

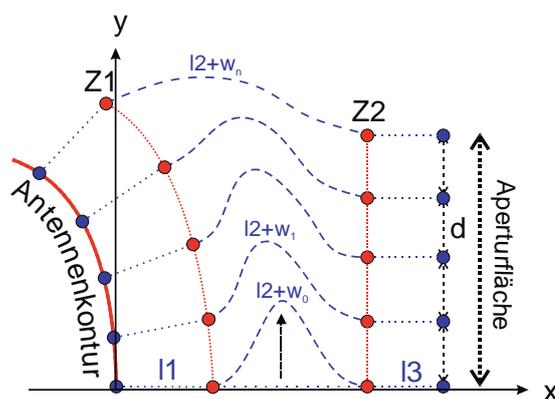


Abbildung 25: Skizze der Verbindungsleitung zwischen dem Antennenfeld und der Antennenkontur.

Aufgrund der räumlichen Ausdehnung der Hohlleiter sowie der Beschränkung, enge Radien zu vermeiden, sind die Freiheitsgrade zur Anordnung der Hohlleiter sehr begrenzt. Bei Linsen-Designs in Mikrostreifenleitungstechnik findet man häufig Leitungen mit sinusförmigem Verlauf. Hierbei werden die Leitungen in Form von Sinusschwingungen verlegt und die Weglängenunterschiede über die Periodendauer und die Amplitude ausgeglichen. Zum Verlegen der Hohlleiter besteht lediglich die Möglichkeit, die Fläche zwischen der Kontur Z1 und Z2 zu vergrößern (s. Abbildung 25). Das kann auf beiden Ebenen geschehen, wobei die maximale Ausdehnung üblicherweise durch die maximalen Verfahrswege der Fräsmaschine bzw. den zur Verfügung stehenden Einbauplatz beschränkt werden. Als Alternative können die Leitungen, bezogen auf die Designfrequenz, um eine oder mehrere Wellenlängen gekürzt werden. Diese Realisierung der Rotman-Linse als eine

⁵ Die Standardabweichung lag bei 1 bis 2 Grad und beruht im Wesentlichen auf Unterschieden beim Anschrauben der Hohlleiter. Kommt es beim Verschrauben der Hohlleiter zu einem leichten Verkanten der Übergänge, führt dies zu Abweichungen von mehreren Grad.

Fresnelsche Stufenlinse verstärkt indessen den dispersiven Charakter der Hohlleiterlinsen. Die Folge ist eine stärkere Verschiebung der Antennenkeule über das Frequenzband, was faktisch einer Beschränkung der Bandbreite gleichkommt. Damit verliert die Hohlleiterlinse ihren wesentlichsten Vorteil. Für Rotman-Linsen, deren Verbindungsleitungen als TEM-Leitungen angesehen werden können, ist die Reduzierung der Leitungslänge jedoch eine Alternative zur Herstellung kompakter Linsen.

3.3.3 Die Ausgleichsleitungen als Rechteckfunktion

Die einfachste und elektrisch unkritischste Leitungsführung für die Ausgleichsleitungen ist eine Leitungsführung die einem Rechteckimpuls nachempfunden ist [74]. Durch die gleiche Taktlänge (Ausdehnung in x-Richtung) wird die Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Leitungen über die Amplitude (Ausdehnung in y-Richtung) realisiert (s. Abbildung 26).

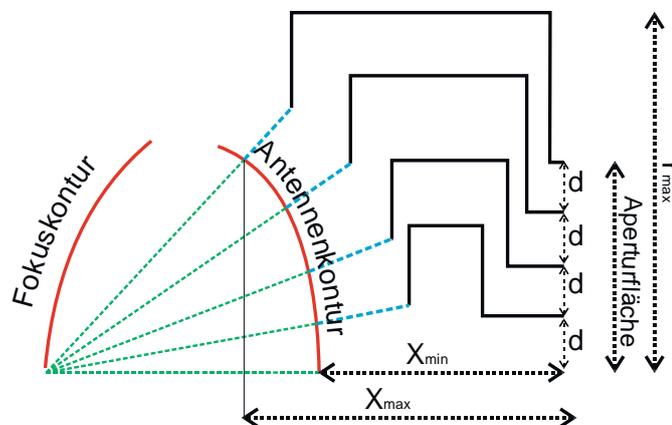


Abbildung 26: Skizze einer Ausgleichsleitung mit rechteckförmigen Verlauf der Leitungen.

Die Geraden werden über 90-Grad-Winkel miteinander verbunden, wobei der Radius der Leitung, meistens bezogen auf die Wellenlänge im Hohlleiter, relativ klein ist. Die Folge ist eine Abweichung der elektrischen Gesamtlänge von der über die Mittellinie berechneten Gesamtlänge der Leitung. Jedoch ändert sich nur die elektrische Gesamtlänge des Hohlleiters und nicht die Phasendifferenz der Hohlleiter untereinander. Somit kann der Einfluss der 90-Grad-Segmente bei der Berechnung vernachlässigt werden. Die Einspeisung in den Bereich der Parallelplattenleitung erfolgt dabei über ein gerades Hohlleitersegment. Dieses gerade Segment erlaubt die Ausbildung einer Hohlleiteraufweitung, um die Anpassung zu verbessern. Der erste Teil des Hohlleiters wird üblicherweise auf das Zentrum der gegenüberliegenden Kontur ausgerichtet, damit eine möglichst gleichmäßige Verteilung der Energie über die Kontur gelingt.

Hierdurch liegen die Startpunkte der Ausgleichsleitungen deutlich weiter auseinander als die Einspeisepunkte auf der Antennenkontur. Der Nachteil dieser Anordnung beruht auf ihrer räumlichen Ausdehnung und den fehlenden Freiheitsgraden. Für den Entwurf existieren lediglich zwei Freiheitsgrade für die Optimierung: die maximale Ausdehnung in Y-Richtung (Y_{max}) und die Anzahl der Bogensegmente. Da Längenunterschiede nur durch Unterschiede in der Amplitude erzeugt werden können, muss bei größeren Weglängenunterschieden die Anzahl der Perioden erhöht werden (s. Abbildung 27). Für die Entwicklung des Algorithmus zur Berechnung des Konturverlaufs müssen mehrere Punkte berücksichtigt werden. Zuerst wurde die Zusammensetzung der Weglängen-

genunterschiede betrachtet. Die Weglängenunterschiede setzen sich zum einem aus den durch den Algorithmus von Rotman/Turner berechneten Längendifferenzen für die Linse zusammen. Zum anderen müssen die durch den Verlauf der Antennenkontur vorgegebenen Startpunkte und die daraus resultierenden Offsets kompensiert werden. Da die Leitungen bis auf die Längendifferenzen gleich lang sind, müssen die durch den Konturverlauf vorgegebenen Längendifferenzen ($X_{max} - X_{min} = \Delta l$) minimiert werden. Der Verlauf der Antennenkontur beeinflusst somit direkt den Verlauf und die Gesamtlänge der Verbindungsleitungen und sollte idealerweise keine zu starke Krümmung aufweisen, um größere Abweichungen in der X-Koordinate der Ausgleichsleitungen zu vermeiden.

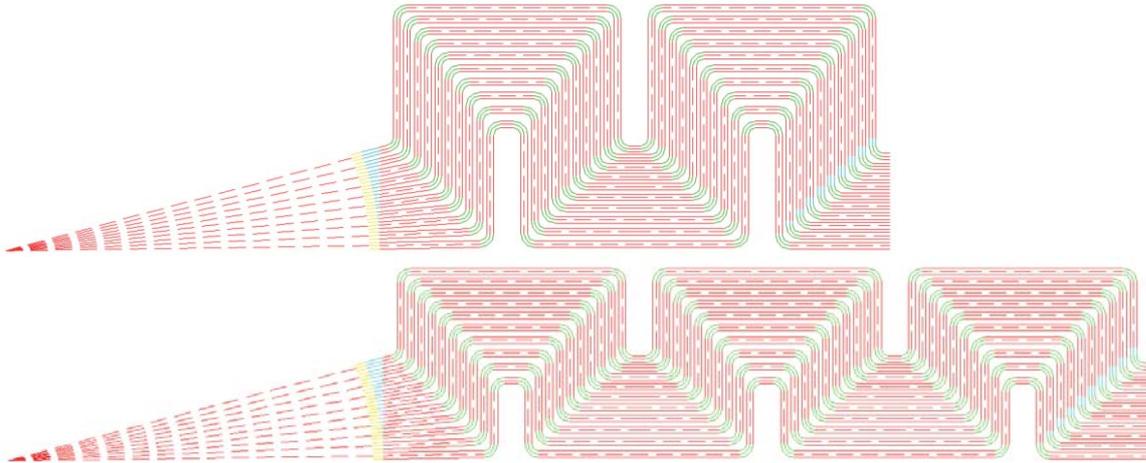


Abbildung 27: Technische Skizze zweier Ausgleichsleitungen mit unterschiedlichen Faktoren für die maximale Y-Ausrichtung.

3.3.4 Die Ausgleichsleitungen als modifizierte Dreiecksfunktion

Als Startpunkt dient eine Leitungsführung, die auf Basis eines Dreiecks entwickelt wurde. Für die verschiedenen Linsenlayouts wurden unterschiedliche Modifikationen davon eingesetzt. Für den Algorithmus wird entsprechend dem Linsenaufbau eine Spiegelsymmetrie für die Ausgleichsleitungen verwendet, sodass die Anzahl der zu berechnenden Leitungslängen halbiert werden kann. Für die Auswahl der Kontur war ausschlaggebend, dass nur Segmente eingesetzt werden, die aus Geraden und Kreisbögen bestehen. Start und Endpunkt der Kontur sind Vorgaben. Das erste und das letzte Segment sind immer eine Gerade, deren Steigung durch die Ausrichtung des Antennenfelds und das Zentrum der Fokuskontur vorgegeben ist. Die Konstruktion basiert auf den drei Stützpunkten P_1 , P_2 und P_3 , die im Rahmen der Optimierung festgelegt werden können. P_0 ist durch den Einspeisepunkt auf der Antennenkontur und P_4 durch die Position des dazugehörigen Antennenelements festgelegt (s. Abbildung 28).

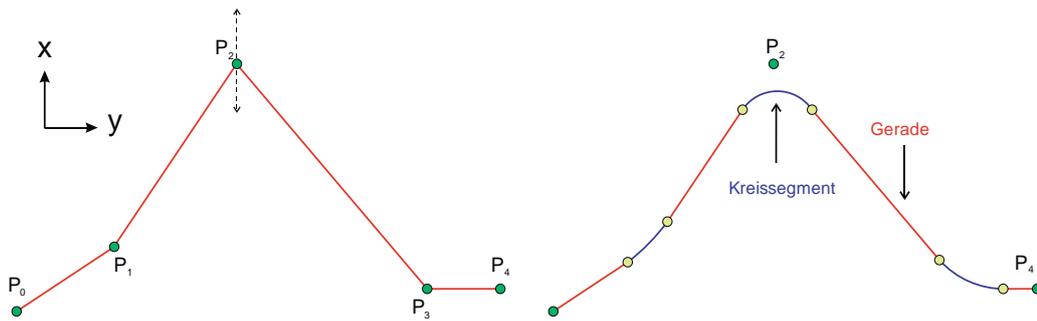


Abbildung 28: Beispiel für die Segmentierung der Leitung.

Die Punkte P_1 und P_3 definieren sich über die Mindestlängen der Ein- und Ausgangsgeraden. Die Geraden werden über Kreissegmente miteinander verbunden. Für die Radien werden Mindestgrößen bestimmt, um zu enge Radien, insbesondere für die Hohlleiterlinsen, zu vermeiden. In einem ersten Schritt wird die äußere Leitung als Referenzleitung berechnet. Dies erfolgt nach Standardvorgaben wie der maximalen Überhöhung, dem Abstand zwischen Antennenkontur und Antennenfeld und ist ansonsten in allen Linsenlayouts gleich. Auf Basis der Referenzleitung und der für die Linsen berechneten Längendifferenzen wird die Gesamtlänge der nächsten Leitung bestimmt. Dabei werden die Leitungen von außen nach innen berechnet. Hierfür werden zuerst die Positionen der Stützstellen P_1 , P_2 und P_3 bestimmt. Die Berechnung erfolgt auf Basis der vorherigen Kontur und des Start- bzw. Endpunkts P_0 und P_4 . Über die Verschiebung der Stützstelle P_2 entlang der Y-Achse wird eine Längen Anpassung der Kontur durchgeführt. Der iterative Prozess wird unterbrochen, wenn die Differenz zwischen der Soll- und der Ist-Länge einen Mindestabstand unterschreitet.

Eine ausführliche Beschreibung des Algorithmus kann [75] entnommen werden. Über die Position der Stützstellen zueinander wird in Abhängigkeit von der verwendeten Leitungsbreite ein Mindestabstand sichergestellt. Bei Mikrostreifenleitungen definiert sich der Abstand über die maximal zulässige Verkopplung der Leitungen untereinander. Bei Hohlleiterlinsen wird ein Mindestabstand auf Basis der Fertigungstechnik, der Hohlleiterabmessungen und der Orientierung des Hohlleiters bestimmt. Ein Nachteil der Konturverläufe bleibt aber die geringe Anzahl von Parametern, die zur Variation des Verlaufs verwendet werden können. Aufgrund dieser Einschränkung wird ein modifizierter Algorithmus eingesetzt. Um mehr Freiheitsgrade zur Optimierung zu erhalten, wird nicht der Punkt P_2 verschoben, sondern das Kreissegment, das die beiden Geraden miteinander verbunden hat, als Ausgangspunkt gewählt. Die äußeren Startpunkte sind wieder durch die Antennenkontur und das Antennenfeld vorgegeben. Die folgenden inneren Leitungen werden berechnet, indem die Lage (d.h. der Abstand von der Mitte und der Radius des mittleren Kreisbogens) schrittweise verändert wird, bis die geforderte Gesamtlänge der Leitung erreicht ist (s. Abbildung 29).

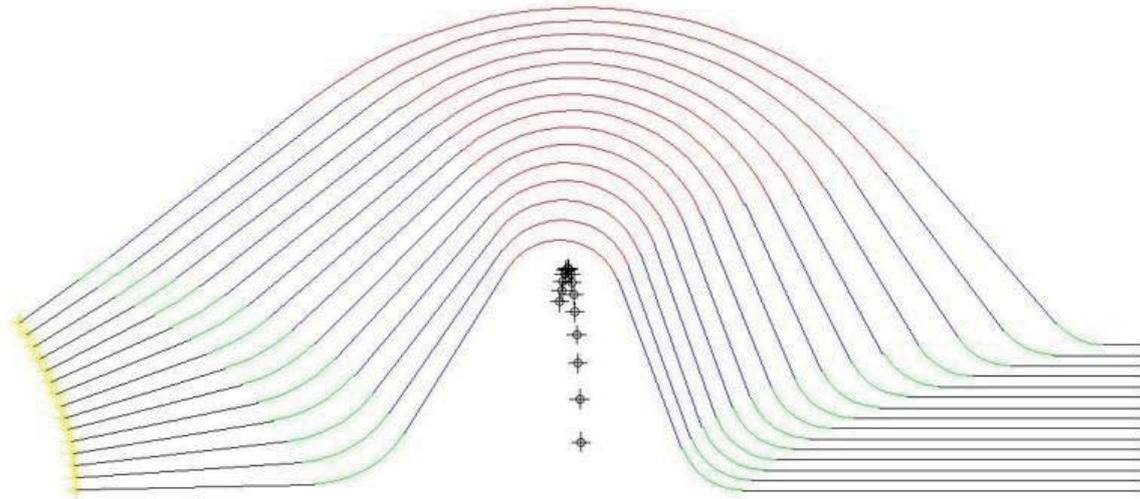


Abbildung 29: Skizze der Mittellinien der Ausgleichsleitungen, basierend auf dem Algorithmus mit drei Kreissegmenten. Durch die Kreuze werden die Positionen der Mittelpunkte des zentralen Kreissegments markiert. Mittelpunkt und Radius werden variiert, um die Leiterbahnen anzupassen.

Die Stellschraube des iterativen Algorithmus ist dabei die letzte Gerade, die als Verbindungsstück zum Antennenelement dient. Da der Endpunkt der Geraden variabel ist, verschiebt sich die Position der Tangente, die als Verbindungsleitung zwischen dem mittleren Kreisbogen und der Anschlussleitung dient. Die beiden äußeren Kreisbögen werden über die jeweiligen Schnittpunkte definiert. Die Abbruchbedingung ($< 10^{-5}$ einer Freiraumwellenlänge) ist so eng gefasst, dass der verbleibende Phasenfehler vernachlässigt werden kann. Da dieser Ansatz eine Optimierung in X- und Y-Richtung erlaubt, sind die realisierten Ausgleichsleitungen unter den vorgegebenen Randbedingungen relativ kurz, so dass auch größere Linsenlayouts realisiert werden können. Nachteilig bei diesem Entwurf sind die zusätzlichen Phasenunterschiede zwischen den einzelnen Hohlleitern, basierend auf den verschiedenen Radien der Kreissegmente.

Die bisherigen Linsenlayouts zeigen jedoch eine gute Übereinstimmung der simulierten mit den gemessenen Ergebnissen. Ein Grund für die gute Übereinstimmung ist der Aufbau der Ausgleichsleitungen: So basieren die äußeren Leitungen, die üblicherweise über die längsten Kreissegmente verfügen, auf Kreisbögen mit sehr großen Radien. Hier haben die Testmessungen gezeigt, dass es nur sehr geringe Abweichungen vom Phasengang einer Geraden gleicher Länge gibt. Um einen Mindestradius festzulegen, wird die Veränderung der elektrischen Länge über den Radius simuliert. Betrachtet wird in der Simulation ein Standardrechteckhohlleiter WR10 bei 94 GHz. Zwei senkrecht zueinander angeordnete Hohlleitersegmente werden mittels eines 90-Grad-Winkelsegments verknüpft, dessen Radius in 300 μm -Schritten von 1,3 auf 7,9 mm vergrößert wird. Die Angaben zum Radius beziehen sich auf die Mittellinie der Hohlleiter. Die Gesamtlänge der Hohlleiteranordnung wird dabei, bezogen auf die Mittellinie, konstant gehalten. Betrachtet wird der Verlauf der Phase von S21 für 94 GHz. Ab einem Radius von ca. 5,8 mm schwingt die Simulation sich auf einen Phasenwert von ca. 87 Grad ein und bleibt bis auf wenige Zehntel Grad konstant (s. Abbildung 30).

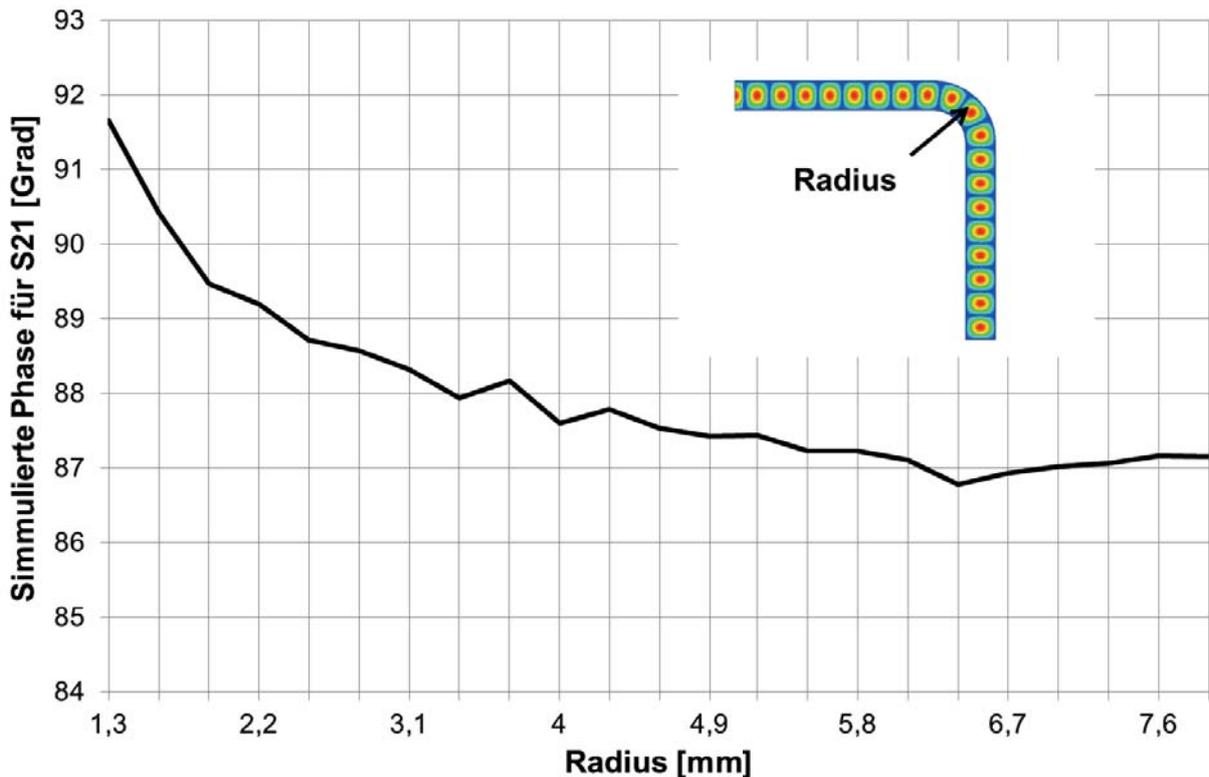


Abbildung 30: Simulierte Ergebnisse für die Phase von S21 in Abhängigkeit vom Krümmungsradius für ein 90-Grad-Hohlleitersegment.

Nach diesen Simulationsergebnissen wird davon ausgegangen werden, dass der Einfluss der verschiedenen Radien ab einem Mindestradius, der ca. dem Doppelten der geführten Wellenlänge im Hohlleiter entspricht, vernachlässigt werden kann. Für einen Standardrechteckhohlleiter WR10 entspricht die geführte Wellenlänge bei 90 GHz ungefähr 4,4 mm. Daraus resultierend wird der Mindestradius für alle Ausgleichsleitungen auf 10 mm festgelegt.

3.4 Antennenfeld

Aufgrund der angestrebten Bandbreite von mehr als 10 % und der Möglichkeit, die parallele Plattenzone, die Ausgleichsleitungen und das Antennenfeld in einem Block zu fräsen, werden oberhalb von 75 GHz die Antennen der Linsen durch offenen Hohlleiter gebildet. Die Verwendung von Hohlleiterstrahlern erlaubt eine einfache und kostengünstige Fertigung, führt jedoch bezüglich der Antenneneigenschaften zu einigen Nachteilen. Insbesondere die Beschränkung, dass nur elektromagnetische Wellen mit einer linearen Polarisierung abgestrahlt werden können, stellt eine deutliche Einschränkung dar. Unterhalb von 40 GHz werden häufig Vivaldi-Antennen eingesetzt [76], da diese eine große Bandbreite bei einem gleichzeitig kompakten Aufbau zulassen. Jedoch reichen die zur Verfügung stehenden Fertigungsmöglichkeiten nicht aus, um geeignete Übergänge und Strahler für den Frequenzbereich um 94 oder 220 GHz herzustellen. Neben den höheren Anforderungen an die Fertigungstoleranzen für eine Mikrostreifenfertigung muss berücksichtigt werden, dass Substrate mit einer niedrigen Dielektrizitätskonstante in der Regel einen größeren Ausdehnungskoeffizienten über die Temperatur haben. Dies führt bei vielen Anwendungen zu starken Einschränkungen. Materialien mit niedrigem Ausdehnungskoeffizienten, wie TMM10i [77] von Rogers, können wegen der hohen Verluste im Substrat nicht eingesetzt werden. Das Fernfeld einer Gruppenantenne

kann als Produkt der Einzelementcharakteristik mit dem Gruppenfaktor angesehen werden. Die Charakteristik des Hohlleiters bestimmt damit den maximalen Schwenkbereich der Rotman-Linse.

3.4.1 Charakteristik des Hohlleiterstrahlers

Für die weiteren Betrachtungen der Einzelementcharakteristik wird die Annahme getroffen, dass nur der Grundmode TE_{10} im Hohlleiter ausbreitungsfähig war. Für die Berechnung des Fernfeldes wird auf den Ansatz nach Balanis [78] zurückgegriffen. Bei diesem wird an der Grenzfläche zum Freiraum die Freiraumwellenimpedanz Z_0 vorausgesetzt. Für kleinere Aperturen ist dieser Ansatz — so Orfanidis [69] — zu ungenau. Die Freiraumwellenimpedanz für kleine Aperturen unter einer Wellenlänge wird durch die Wellenimpedanz der Grundmode im Hohlleiter (Z_{10}^{TE}) ersetzt. Die Simulationen [79] ergeben für diesen Ansatz eine deutlich bessere Übereinstimmung mit den Ergebnissen aus der Feldsimulation. Zur Berechnung der mittleren Strahlungsdichte ist es notwendig, die Gesamtleistung, die abgestrahlt wird, zu bestimmen. Für eine Bestimmung des Reflexionsfaktors am Übergang vom offenen Hohlleiter zum Freiraum fehlt jedoch die Strahlungsimpedanz des offenen Hohlleiters. Als vereinfachte Näherung wird davon ausgegangen, dass die komplette Leistung der Welle im Hohlleiter über die Aperturfläche abgestrahlt wird:

$$P_{rad} = \frac{ab}{4Z_{TE10}} |E_0|^2 \quad (39)$$

Dabei wird ignoriert, dass aufgrund der Fehlanpassung ein Teil der Leistung reflektiert wird. Für den Richtfaktor folgt nun:

$$D = 4\pi \frac{S_{max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} \frac{8}{\pi^2} (ab) \frac{Z_{TE10}}{Z_0} \left(\frac{1+K}{2}\right)^2 = \frac{8}{\pi\lambda_0^2} (ab) \frac{(1+K)^2}{K} \quad (40)$$

Berücksichtigt man nun, dass die Wirkfläche und der Richtfaktor wie folgt zusammenhängen:

$$D = 4\pi \frac{A_w}{\lambda_0^2}, \quad (41)$$

so ergibt sich für die Wirkfläche der Antenne:

$$A_w = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \frac{8}{\pi\lambda_0^2} (ab) \frac{(1+K)^2}{K} = \frac{2}{\pi^2} (ab) \frac{(1+K)^2}{K}. \quad (42)$$

Die Richtwirkung der Antenne wird somit von der geometrischen Abmessung des offenen Hohlleiters sowie dem Verhältnis der Freiraumimpedanz zur Hohlleiterimpedanz bestimmt. Damit sind die Einsatzmöglichkeiten von Hohlleiterstrahlern sehr begrenzt. Die Wirkfläche eines offenen Hohlleiterstrahlers liegt selbst bei großen Aperturen mit einem Korrekturfaktor von $K=1$ bei maximal 81 %. Für Linsen im oberen Millimeterwellenbereich besteht somit die Notwendigkeit, ihre effektive Aperturfläche zu vergrößern. Für den Nachweis der Funktionalität reicht eine entsprechende Antennenapertur, für operative Systeme müssen alternative Antennenkonzepte entworfen werden. Die Eignung von Rotman-Linsen für den oberen Millimeterwellenbereich hängt von den Alternativen zu den offenen Hohlleitern als Strahlungselementen ab.

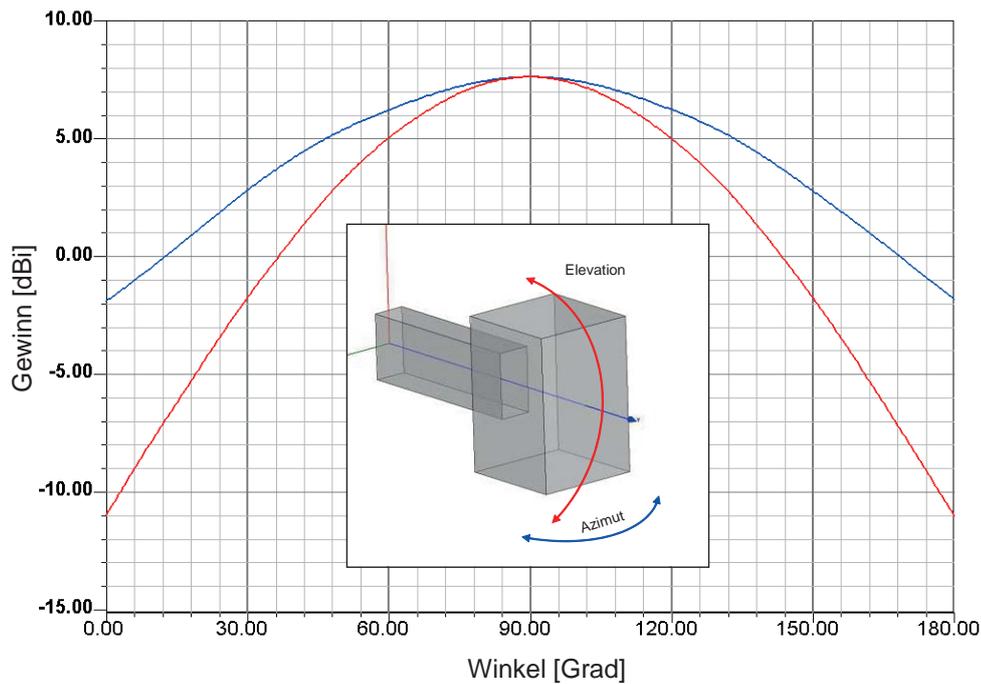
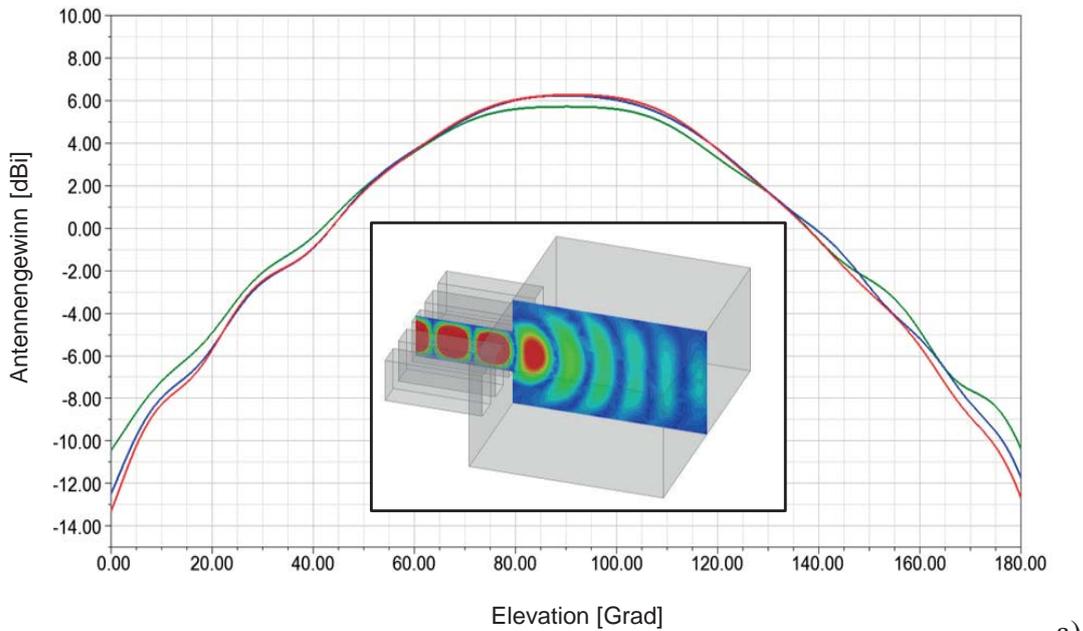


Abbildung 31: Gewinn des Antennendiagramms eines einzelnen offenen W-Band-Hohlleiterstrahlers.

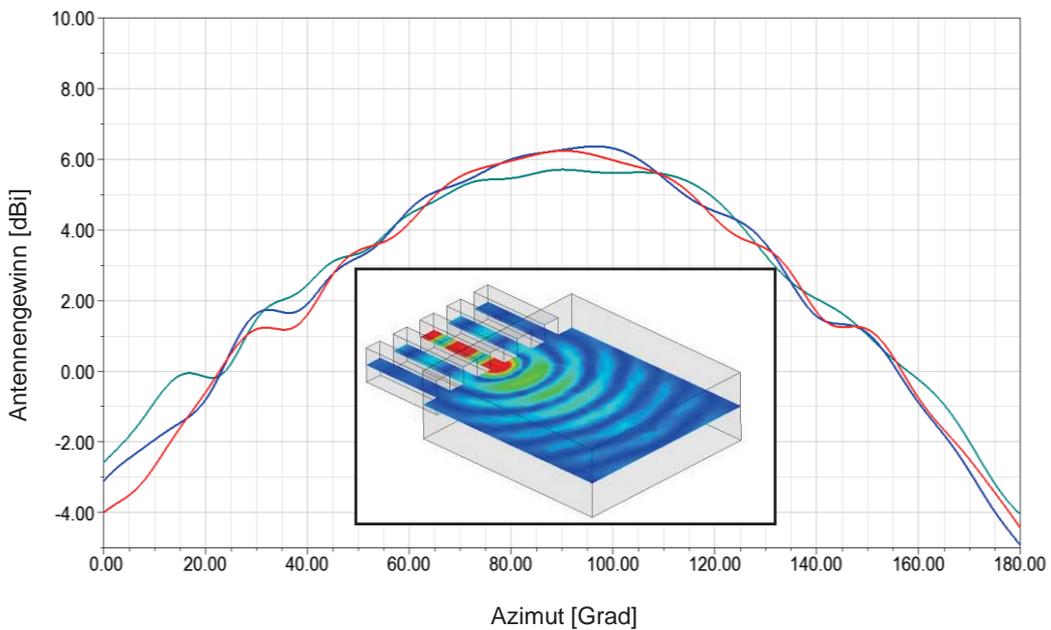
Betrachtet man ein Layout im W-Band-Design folgt für ein Array aus offenen WR08-Hohlleitern bei 94 GHz ein Gewinn für das Einzelement von ca. 7 dBi (s. Abbildung 31). Die Simulation ergibt für den angestrebten Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz eine Anpassung von 12 bis 13 dB. Für die Testlinsen werden relativ kleine Antennenfelder aufgebaut, um einerseits den Aufwand für die Fertigung zu minimieren und andererseits die Linse auf den Präzisionsfräsmaschinen fertigen zu können. Ein weiterer Vorteil kleiner Testlinsen ist die Möglichkeit, die Linse vollständig zu simulieren. Bei der Verwendung von kleinen Antennenfeldern übt die Verformung der Einzelementcharakteristik für die Randelemente einen deutlichen Einfluss auf die Gruppencharakteristik des Antennenfeldes aus. Die Berechnung oder Simulation der Gruppenantenne erlaubt die Untersuchung der Einzelementcharakteristik unter Berücksichtigung der Position des einzelnen Strahlungselements im Antennenfeld.

3.4.2 Charakteristik des Hohlleiterarrays

Für die weiteren Betrachtungen wird von einem zweidimensionalen Antennenfeld von lediglich 25 Antennenelementen (5*5 Antennenelementen) ausgegangen. Setzt man voraus, dass die Verkopplung mit den direkten Nachbarn ausschlaggebend für die Charakteristik des Einzelements ist, gibt es im Antennenfeld mehr Randelemente als zentral angeordnete Antennenelemente. Da Hohlleiterstrahler linear polarisierte Strahlungselemente sind, ist der Einfluss der Verkopplung in der E-Ebene und der H-Ebene sehr unterschiedlich. In einem ersten Schritt wird die Einzelementcharakteristik eines aus fünf offenen F-Band-Hohlleitern bestehenden Antennenfeldes betrachtet. Die Elemente wurden in einem Abstand von zwei Millimetern angeordnet. Hierbei zeigen sowohl der Azimutschnitt als auch der Elevationsschnitt nur eine geringe Beeinflussung der Einzelementcharakteristik. Die Verkopplung zwischen den einzelnen Hohlleiterstrahlern ist gering und beträgt bei 94 GHz nur ca. -17 dB zum ersten bzw. -24 dB zum zweiten Nachbarn. Gleichzeitig verbessert sich die Anpassung für die mittleren Ports um knapp 1,5 dB.



a)

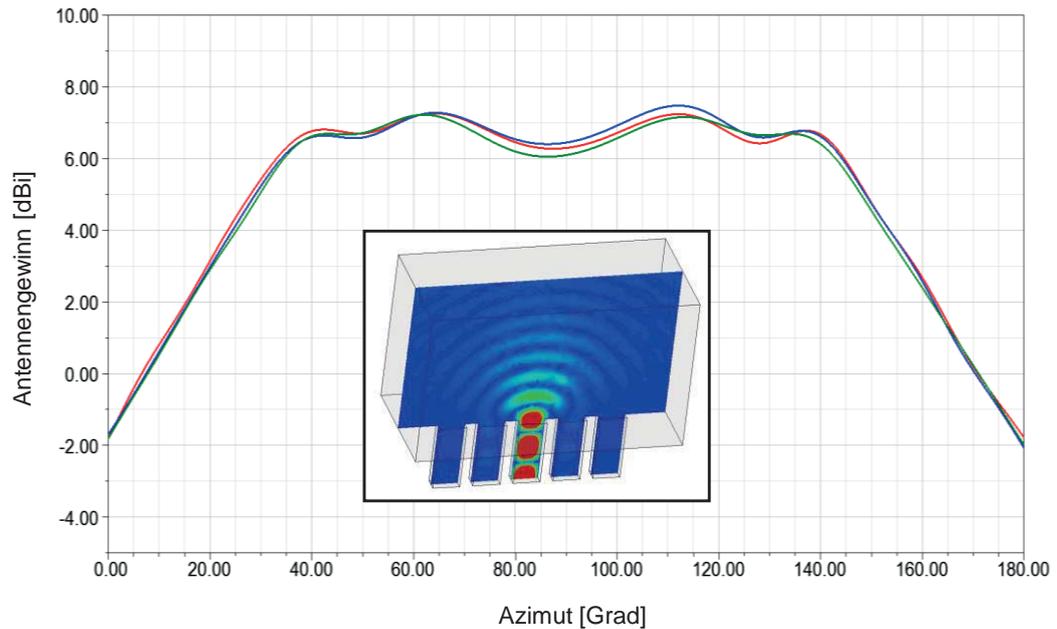


b)

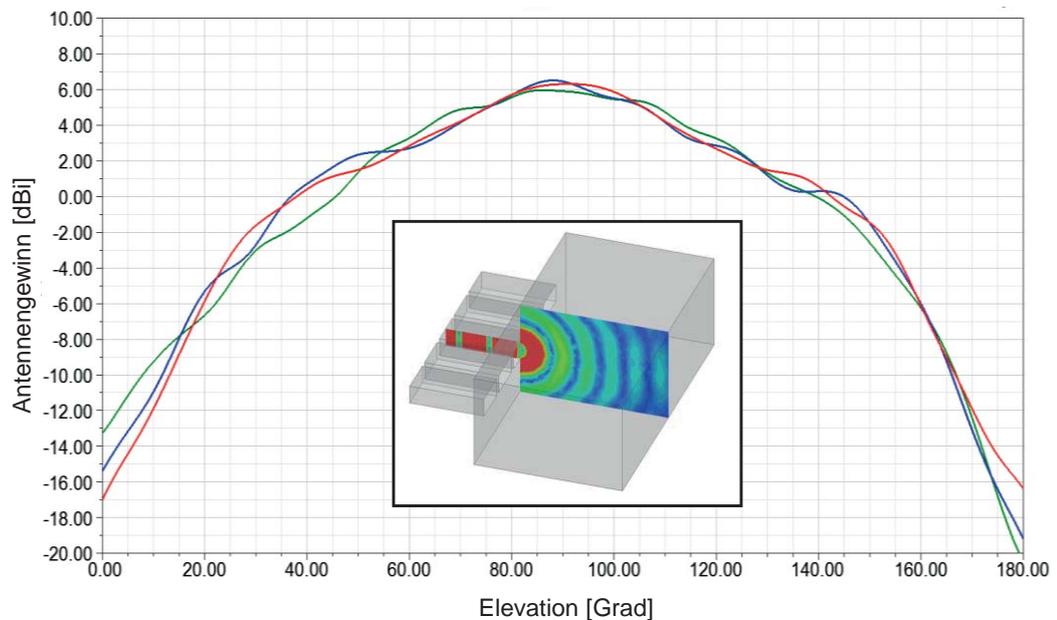
Abbildung 32: Verkopplung für den Azimut- und den Elevationsschnitt. Simuliert werden die Einzelementcharakteristiken für eine Linse mit 5 Strahlungselementen im TE-Design. -- Einzelner Hohlleiter, -- Hohlleiter im Zentrum, -- Randelement.

Während die Elevationsschnitte praktisch keine Änderung aufweisen, wird die stärkere Verkopplung entlang des Azimutsschnitts deutlich (s. Abbildung 32). Für die kleinen Arrays ist dabei kein Unterschied zwischen den Randelementen und der Charakteristik des Einzelements zu beobachten. Vergleichbar verhält sich die Anordnung für die zweite Simulation, bei der das Antennenfeld einer Linse im TEM-Design simuliert wird (s. Abbildung 33). Hier sind die Hohlleiter mit einem Abstand von 2,5 Millimetern angeordnet. Aufgrund des größeren Elementabstands, der zwangsweise aus der Anordnung der Hohlleiter im TEM-Design folgt, fällt die Verkopplung zwischen den benachbarten Hohlleiterstrahlern geringer aus. Bei 94 GHz liegt sie bei -31 dB und bei -38 dB für den ersten und zweiten Nachbarport. Dementsprechend verbessert sich die Anpassung lediglich um 0,5 dB. Die Deformation der Einzelementcharakteristik ist — unabhängig von ihrer Position —

sehr ähnlich. Im Gegensatz zu den Antennenelementen in Mikrostreifentechnik beruht die Beeinflussung der Einzelementcharakteristik im Array nicht auf der Verkopplung der Antennenelemente untereinander. Das Abstrahlverhalten des Hohlleiterstrahlers verändert sich durch die von den Nachbarelementen verursachten Störungen der den Hohlleiterstrahler umgebenden metallischen Fläche. Während die Schwankungen in der Antennencharakteristik aufgrund der geringen Auslenkungen nur wenig Einfluss auf die Amplituden der Hauptkeulen haben, kann es bei einzelnen Nebenzipfeln zu einer deutlichen Überhöhung kommen. Die in der Simulation vorausgesagte Erhöhung eines einzelnen Nebenzipfels wird durch die Messdaten bestätigt. Neben unerwünschten Reflexionen bei der Parallelplattenleitung ist die Einzelementcharakteristik im Antennenfeld eine weitere Ursache dafür.



a)



b)

Abbildung 33: Verkopplung für den Azimut- und den Elevationsschnitt. Simuliert werden die Einzelementcharakteristiken für eine Linse mit 5 Strahlungselementen im TEM-Design. -- Einzelner Hohlleiter, -- Hohlleiter im Zentrum, -- Randelement.

4 Optimierungstrategien für Rotman-Linsen

In den bisherigen Ausführungen wurden die jeweiligen Komponenten der Rotman-Linse separat betrachtet. Für die Optimierung von Rotman-Linsen ist es jedoch notwendig, das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten in einem Gesamtentwurf zu optimieren und Einschränkungen durch die Fertigungsverfahren in die Optimierung mit einzubeziehen. Für die Auslegung der Linse sind die spezifischen Materialeigenschaften genauso von Bedeutung wie die Erzeugung des CNC-Codes oder dessen Umsetzung auf den zur Verfügung stehenden Fräsmaschinen. Ziel ist es, Entwurfsstrategien zu entwickeln, die eine genaue Vorhersage der elektrischen Eigenschaften und eine optimale Umsetzung der Entwurfsparameter gewährleisten.

4.1 Fertigungstechnik für Rotman-Linsen in Hohlleitertechnik

Zu beachten ist, dass die beschriebenen Verfahren und Vorgehensweisen bei der Fertigung von Hohlleiterlinsen auf den am Institut vorhandenen Erfahrungen und Fertigungsanlagen beruhen.

4.1.1 Materialauswahl

Für die Entwicklung der Prototypen der Linse wurde auf eine Fräsmaschine zurückgegriffen, die auf das Anfertigen von Präzisionsteilen ausgelegt ist. Bei der Auswahl des Materials für die Linse wurde zuerst spannungsarmes Aluminium verwendet. Dabei handelte es sich um ACP5080, eine Legierung (AlMg4.5Mn0.7) der Firma Alimex, die speziell für spanende Verarbeitungsschritte hergestellt wird. Aufgrund der Zusammensetzung ist die elektrische Leitfähigkeit mit $16 \cdot 10^6$ S/m bis $19 \cdot 10^6$ S/m geringer als bei reinem Aluminium, wo sie bei $37 \cdot 10^6$ S/m liegt. Spannungsarmes Aluminium wird – im Gegensatz zu normalen Aluminiumplatten und -blechen – nicht gewalzt, sondern gegossen und durchläuft im Rahmen des Abkühlprozesses ein eigenes Temperaturprofil in Abhängigkeit von der verwendeten Legierung und der Materialstärke. Durch das Temperaturprofil während des Abkühlens werden Spannungen im Material vermindert. Spannungsarmes Material ist nicht vollkommen spannungslos, jedoch können durch seine Verwendung die entstehenden Verformungen beim Fräsvorgang minimiert werden. Wegen des aufwendigeren Herstellungsprozesses wird das spannungsarme Aluminium nur in wenigen Materialstärken angeboten.

Neben Aluminium bietet sich eine Vielzahl weiterer Metalle und Legierungen an, die spannungsarm gefertigt werden können. Aluminium hat mit $37 \cdot 10^6$ S/m – im Vergleich zu Kupfer, Silber oder Gold, die ebenfalls häufig im Hochfrequenzbereich eingesetzt werden – eine etwas geringere Leitfähigkeit. Das Material ist relativ preisgünstig und kann mit einem hohen Vorschub auf der Fräse bearbeitet werden. Der hohe Vorschub erlaubt deutlich kürzere Stückzeiten als bei der Fertigung mit anderen Materialien. Damit ist es für kleinere Serien bis in den mittleren zweistelligen Bereich das optimale Material. Für eine Serienproduktion würde sich eine Herstellung in metallisierter Spritzgusstechnik anbieten. Diese wäre jedoch aufgrund der hohen Rüstkosten für die Formen erst ab einer niedrigen dreistelligen Stückzahl konkurrenzfähig. Um eine verlustarme Leitungsführung zu erreichen bietet sich Gold an, welches als dünne Schicht aufgedampft oder gesputtert wird. Aufgrund des Skin-Effekts werden in dem betrachteten Frequenzbereich lediglich dünne

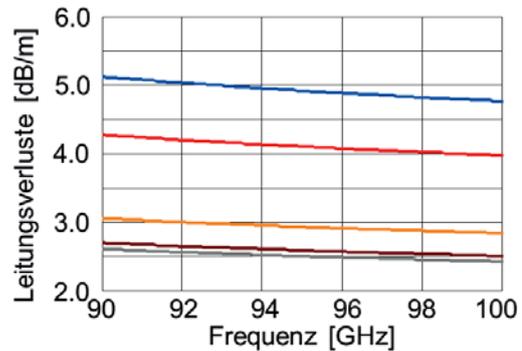
Goldschichten benötigt. Für eine Mittenfrequenz von 94 GHz liegt die aufzutragende Goldschicht – unter Berücksichtigung des Skin-Effekts – bei ca. 0,2 µm:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu_0 \mu_r}} \quad (43)$$

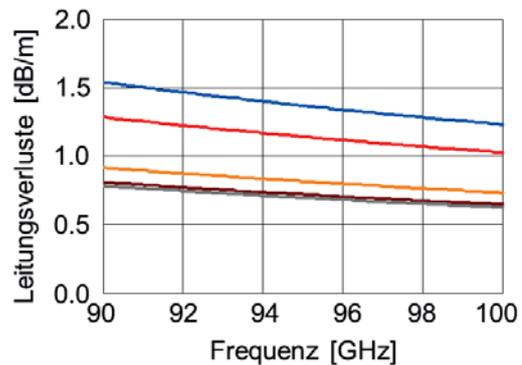
Da Gold jedoch nicht direkt auf Aluminium abgeschieden werden kann, würde eine zusätzliche Pufferschicht aus Nickel benötigt. Jedoch stellt insbesondere das Aufbringen der Nickelschicht einen erheblichen Aufwand dar, und die zusätzliche Schichtdicke müsste während der Fertigung der Linse bereits berücksichtigt werden, wodurch zusätzliche Fehlerquellen entstehen würden, sodass aufgrund des höheren Aufwands und der bestehenden Risiken auf diesen Arbeitsschritt verzichtet wird⁶.

Als Alternative bietet sich eine Realisierung der kompletten Linse in Messing mit anschließender Vergoldung an, da hierbei auf eine Pufferschicht aus Nickel verzichtet werden kann. Aufgrund des höheren spezifischen Gewichts von Messing kommt es insbesondere bei Linsenstapeln zu einem erheblichen Zuwachs des Gesamtgewichts⁷. Zudem handelt es sich bei Messing um einen sehr weichen Werkstoff. Als Folge lagern sich Reste davon an den Kanten der Fräser ab, wodurch diese an Schärfe verlieren und die Fertigungstoleranz zunimmt.

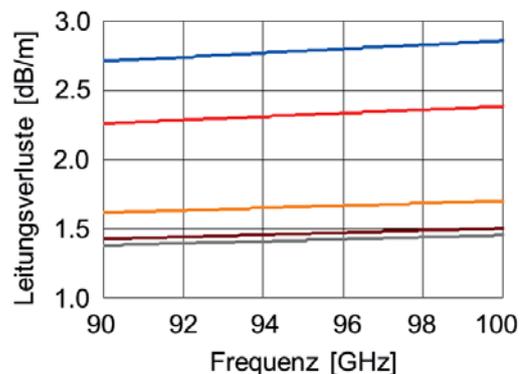
Für eine erste grobe Abschätzung der zu erwartenden Verluste wird der Grundmode



- a) Berechnete Verluste für einen Standardrechteckhohlleiter WR10.



- b) Berechnete Verluste für den Bereich der Parallelplattenleitung für ein TE-Design mit WR10 Hohlleitern.



- c) Berechneten Verlusten für den Bereich der Parallelplattenleitung für ein TEM-Design mit WR10 Hohlleitern

ACP5080/Aluminium/Gold/Kupfer/Silber

Abbildung 34: Abschätzung der Verluste für verschiedene Materialien.

⁶ Es kommen nur stromlose Verfahren zur Vernickelung infrage, da sie eine deutlich bessere Metallverteilung insbesondere bei geometrisch komplexen Strukturen besitzen. Um die Pufferschicht aus Nickel auf die Aluminiumoberfläche aufzubringen, ist es notwendig, zuerst die Oxidschicht zu entfernen. Dies geschieht mittels eines Salpetersäurebades. Anschließend muss die Oberfläche für das Abscheiden des Nickels vorbereitet werden bzw. aktiviert werden. Dieses geschieht in der Regel mit einer Zinkatbehandlung. Hierbei wird das Aluminium mit einer Zinkbeize aktiviert. Das Zink ist notwendig, um die autokatalytische Nickelabscheidung vorzubereiten. Auf dem Zink scheiden sich Nickelkeime ab, die eine stromlose Vernickelung einleiten.

⁷ Eine Realisierung in Messing bedeutet bei einem spezifischen Gewicht von ca. 8,4 g/cm³ eine Verdreifachung des Gesamtgewichts gegenüber einer Auslegung in Aluminium mit einem spezifischen Gewicht von 2,7 g/cm³.

TE_{10} betrachtet. In die Auswahl — werden wie oben beschrieben — neben klassischen Hohlleitermaterialien wie Kupfer sowie Silber und Gold als Beschichtungsmaterial auch Aluminium und spannungsarmes Aluminium einbezogen. Es zeigt sich deutlich, dass für einen Standardrechteckhohlleiter WR10 im angestrebten Frequenzbereich die Unterschiede zwischen Hohlleitern aus Gold, Kupfer oder Silber zu gering sind (s. Abbildung 34 a), als dass sie bei einer Linse mit einer typischen mittleren Weglänge von 10 bis 30 cm relevant würden. Aluminium selber verursacht aufgrund seines schlechteren Leitwerts jedoch pro Meter ca. 1,5 dB zusätzliche Verluste im Vergleich zu einem Hohlleiter mit Münzsilber.

Somit vergrößern sich die Gesamtverluste für ein Layout mit einer mittleren Weglänge von 30 cm um weitere 0,5 dB. Durch die Verwendung von spannungsarmem Aluminium steigt der Wert noch einmal um ca. 0,8 dB pro laufenden Meter an. Für diese erste Abschätzung wurden die Verluste innerhalb des Bereichs der Parallelplattenleitung denen in einem Standardhohlleiter gleichgesetzt. Für eine genauere Bewertung muss eine Abschätzung auf Basis der Verluste im Bereich der Parallelplattenleitung erfolgen. Dafür muss zwischen einem TE- und einem TEM-Design unterschieden werden (s. Abbildung 34 b. und c.). Die Kennlinien verdeutlichen die geringeren Verluste bei der Parallelplattenleitung sowie die größeren Verluste bei einem TEM-Design gegenüber einem TE-Design.

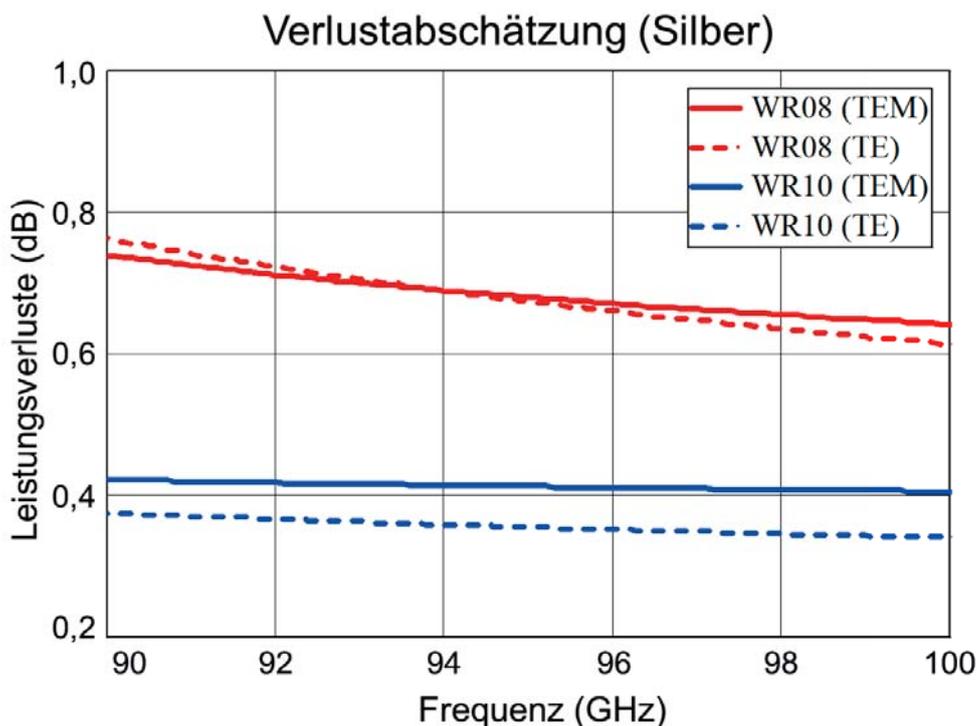


Abbildung 35: Verluste in einer virtuellen Linse. Betrachtet werden jeweils eine Linse im TEM- und eine im TE-Design für einen WR08- und einen WR10-Hohlleiter.

Berücksichtigt man weiterhin, dass aufgrund der waagerechten Hohlleiterorientierung und des damit höheren Flächenverbrauchs für die Verbindungsleitungen zwischen Antennenkontur und Antennenfeld die Abstände zwischen den beiden Konturen größer werden müssen, steigen die Verluste zusätzlich an. Somit sind TE-Layouts für verlustarme Designs besser geeignet als vergleichbare TEM-Designs. Zur besseren Analyse wird nun eine virtuelle Linse mit einer mittleren Länge von 200 mm herangezogen. Für die Linse wird eine mittlere Weglänge im Bereich der Paral-

lelplattenleitung von 80 mm und im Standardhohlleiter von 120 mm angenommen. Die Kennlinien (s. Abbildung 35) verdeutlichen bei einem WR10-Layout die etwas höheren Verluste für ein TE-Design. Für ein WR08-Design sind die Kennlinien weitestgehend deckungsgleich. Insgesamt sind die Verluste im WR08-Design höher, und zwar aufgrund des ungünstigeren f_c/f –Verhältnisses im betrachteten Frequenzbereich. Für einen Entwurf mit ACP5080 liegen die Verluste, bezogen auf die dB-Werte um den Faktor zwei höher. Für die Testlayouts ist eine Realisierung in Aluminium vertretbar, für eine Serienfertigung lohnt sich der Wechsel zu einem verlustärmeren Material. In der Praxis sind die Unterschiede in den Verlusten zwischen einem WR08- und einem WR10-Design nicht so ausgeprägt⁸.

4.1.2 Fertigung der Linsen mittels der Frästechnik

Bei der Entwicklung von Rotman-Linsen in Hohlleitertechnik sind die aus der Fertigung resultierenden Toleranzen von ausschlaggebender Bedeutung. So bestimmen die eingesetzten Fräsmaschinen die Frequenzbereiche und Baugrößen der Linsen, die angefertigt werden können. Die Linsentwürfe werden bereits während der Entwicklungsphase mit der institutseigenen Werkstatt abgestimmt, um Auslegungen, die aus fertigungstechnischen Gründen kritische Parameter enthalten, bereits im Vorfeld zu vermeiden. Ein wesentlicher Parameter ist z.B. die minimale Stegbreite, die zwischen den Hohlleitern verbleiben muss und einen direkten Einfluss auf den Entwurf der Verbindungshohlleiter zwischen den Antennenports und den Antennenelementen hat. Der kleinste Abstand, der zwischen Hohlleitern im W-Band realisiert werden konnte, lag bei 90 μm für ein TEM-Design mit einem WR08-Hohlleiter. Als erste Näherung für den Entwurf einer Linse sollte die minimale Stegbreite bei ca. einem Zehntel der jeweiligen Frästiefe liegen. Bei einer geringeren Wandstärke besteht die Gefahr, dass während des Fräsvorgangs die Stege zwischen den Hohlleitern zur Seite gedrückt werden. Im Rahmen der ersten Layouts hat sich die Fertigung in einigen zentralen Punkten weiterentwickelt, ohne die eine Realisierung des Linsentwurfs für das W-Band nicht möglich gewesen wäre. Für die Herstellung stehen zwei Fräsmaschinen zur Verfügung, die Universalwerkzeugfräsmaschine UWF 902H sowie die Präzisionsfräsmaschine HSPC 2825.

Bei der eingesetzten UWF 902H von Hermle handelt es sich um eine Fräsmaschine, die auf vier Achsen aufgerüstet ist und deren maximale Verfahrswege in X/Y/Z 600/450/500 mm betragen. Die Maschine ist standardmäßig für einen Drehzahlbereich von 20-6300 U/min ausgerüstet. Jedoch kam es bei der Fertigung von größeren Linsen zu stärkeren Abweichungen bei der Fertigung der Werkstücke durch die langen Bearbeitungszeiten und die damit verbundenen thermischen Ausdehnungen in den Achsen der Fräsmaschine. Um die Fertigungszeit zu minimieren, wurde die Fräsmaschine mit einer Hochgeschwindigkeitsspindel ausgestattet, die mit einer maximalen Drehzahl von 80.000 U/min die Zeit für den reinen Fräsvorgang um den Faktor Zwölf verringert. Die angestrebte Positions- und Wiederholgenauigkeit liegt bei ca. $\pm 20 \mu\text{m}$ und reicht damit für die Fertigung einzelner Linsen im W-Band aus. Schwächen weist die Fertigung auf der Hermel bezüglich der Speicher-

⁸ Diese Abschätzung geht von einer identischen Leitungsführung aus. Berücksichtigt man jedoch, dass aufgrund der geringeren Hohlleiterabmessungen die Hohlleiter günstiger verlegt werden können und somit die Gesamtweglänge reduziert werden kann oder dass durch die stärkere Aufweitung der Hohlleiter die Anpassung bzw. der Wirkungsgrad verbessert wird, kann es, abhängig vom Layout, durch den Wechsel von WR10 zu WR08 zu einer Reduzierung der Gesamtverluste kommen.

tiefe und bei den Fertigungstoleranzen auf. Der zu geringe Arbeitsspeicher der zur Verfügung stehenden Ansteuerung führt dazu, dass beim Fräsen von komplexen Konturverläufen kontinuierlich Daten nachgelesen werden. Dies bedingt kurzfristige Aussetzer beim Fräsen, wodurch es verstärkt zur Gratbildung während des Fräsvorgangs kommt. Die HSPC 2825 von Kern verfügt lediglich über einen Verfahrensweg in X/Y/Z von 280/250/248 mm. Weiterhin erreicht die Fräsmaschine nur eine Spindeldrehzahl von 35000 U/min. Jedoch hat die Präzisionsfräsmaschine eine automatische Werkzeugvermessung. Hierdurch können Abnutzungen der Fräser automatisch durch die Steuerung kompensiert werden. Da hierdurch eine wesentlich höhere Fertigungstoleranz über die verschiedenen Werkstücke zu erwarten ist, wurden die Linsendesigns so ausgelegt, dass sie auf der Präzisionsfräsmaschine gefertigt werden konnten.

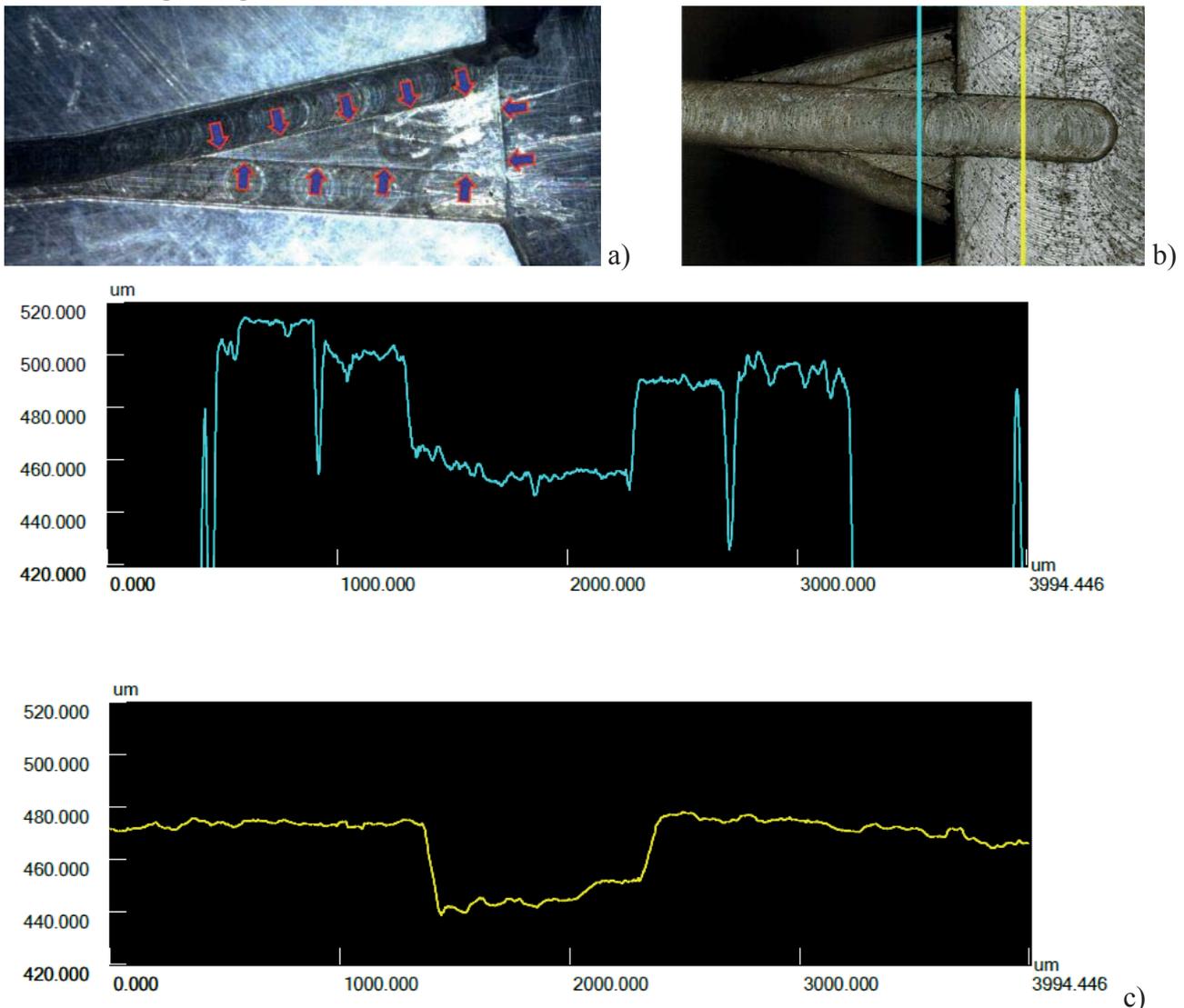


Abbildung 36: a) zeigt ein Foto der Hornstruktur und b) eine Lasermessung, jeweils mit starker Kantenbildung durch den Höhenversatz der Fräser während des Fräsvorgangs. c) zeigt die Messergebnisse an zwei ausgewählten Stellen.

Die notwendigen Fertigungstoleranzen konnten anfänglich mit der HSPC 2824 nicht realisiert werden. Die Hornstrukturen in Abbildung 36a zeigen eine deutliche Kantenbildung am Übergang vom Speiseport zum Bereich der Parallelplattenleitung, da sie zu einem späteren Zeitpunkt gefräst wurden als der eigentliche Hohlleiter und der Bereich der Parallelplattenleitung. Aufgrund des Temperaturverlaufs während des Fräsvorgangs ergeben sich Schwankungen bezüglich der Frästiefe.

So konnte der Höhenversatz am Anfang und gegen Ende der Fräsarbeiten über 20 µm betragen (s. Abbildung 36).

Während der Temperaturverlauf über die Klimaanlage weitestgehend kompensiert werden konnte, zeigten sich bei der Nachtabsenkung der Zentralheizung erneut Schwankungen in der Herstellung. Zu den wesentlichsten Optimierungsschritten gehörten dabei die Klimatisierung des Werkstattbereichs, deren Ausstattung mit Parkett⁹ sowie eine zusätzliche externe Kühlung des Kühlmittels¹⁰. Für kleinere Linsenstrukturen liegen die Fertigungsschwankungen aufgrund der durchgeführten Optimierungen des Fertigungsprozesses im einstelligen Mikrometerbereich. Bei größeren Linsenstrukturen, insbesondere wenn sich die Fertigung über mehrere Tage erstreckt, liegen die Fertigungsschwankungen auf den zur Verfügung stehenden Fräsmaschinen im zweistelligen Mikrometerbereich was zu erheblichen Einschränkungen bei der Performance der Linsen führt. Bei der Kern HSPC 2825 handelt es sich um eine Präzisionsfräsmaschine, die am Werkstück eine Fertigungstoleranz von ± 2 µm erreicht. Die Maschine selber ist dreiachsig. Daraus resultiert üblicherweise, dass die Werkstücke häufiger umgespannt werden müssen, was sich negativ auf die Fertigungstoleranzen auswirkt. Für Werkstücke wie die Rotman-Linse mit ihrer zweidimensionalen Struktur ist dieser Umstand jedoch ohne Bedeutung. Abbildung 37 vergleicht die gemessenen Antennendiagramme von fünf in Serie gefertigten Linsen. Die gemessenen Charakteristiken zeigen dabei, insbesondere im Nebenzipfelniveau teilweise, deutliche Unterschiede. Die Hauptkeulen sind – bis auf kleinere Abweichungen – identisch. Neben den Rahmenbedingungen für die Fertigung ist die automatisierte Umsetzung der technischen Zeichnungen in einen von der Steuerung der Fräsmaschine umsetzbaren Code ein wesentlicher Arbeitsschritt.

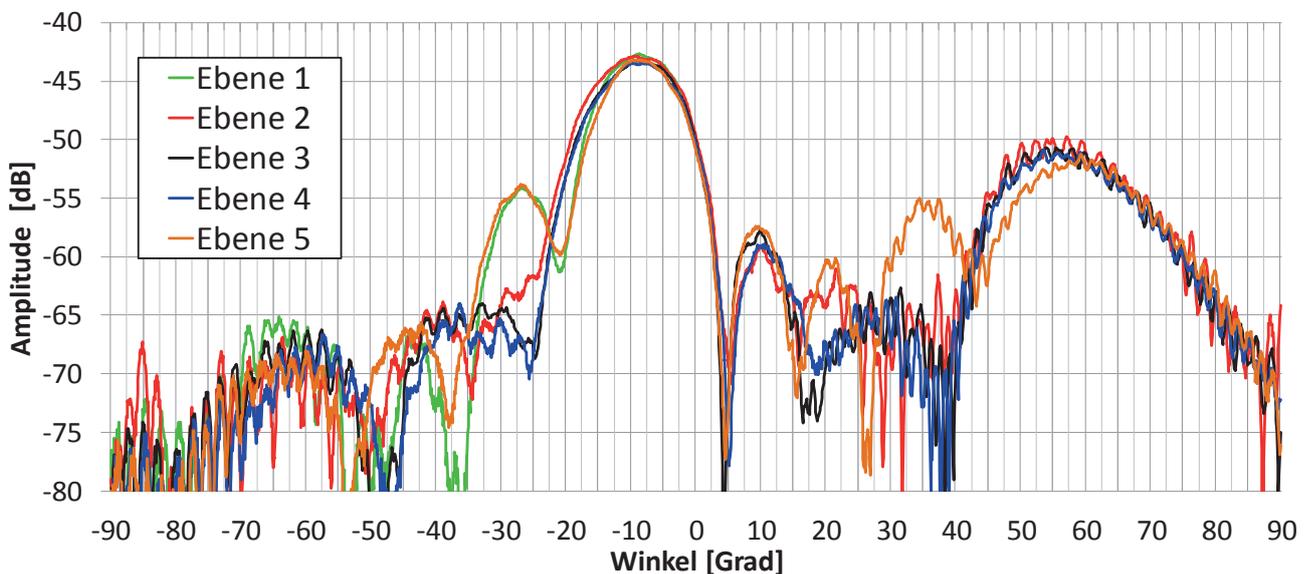


Abbildung 37: Vergleich von Antennendiagrammen von fünf identisch gefertigten Linsen, die für die einzelnen Ebenen eines Linsenstapels gefertigt wurden.

⁹ Durch den zusätzlichen Parkettboden konnten Vibrationen minimiert und die Luftfeuchtigkeit konstant gehalten werden.

¹⁰ Aufgrund der langen Fertigungszeiten kommt es zu einer Erwärmung des verwendeten Kühlmittels. Da insbesondere jedoch die letzten Arbeitsschritte von zentraler Bedeutung für das Einhalten der Fertigungstoleranzen sind, wurde die Fräsmaschine mit einem zusätzlichen Kühlkreislauf für das Kühlmittel ausgestattet. Hierdurch ist es möglich, über eine Fertigungszeit von acht bis zehn Stunden die Temperatur des Kühlmittels konstant zu halten.

Während der CNC-Code für die ersten Rotman-Linsen auf Basis der technischen Zeichnungen manuell erstellt wurde, wird aktuell auf die Umsetzungssoftware der Firma MTS-Berlin zurückgegriffen. Hierbei wird aus der Zeichnung ein Bahnsteuerprogramm erstellt, das unter Berücksichtigung des gewählten Werkzeugs den Weg des Fräsers festlegt. Die Güte des gefertigten Werkstücks hängt dabei hauptsächlich von den Rundungsfehlern der Software und der optimalen Einbindung der verwendeten Fräsmaschine ab. Bei einer mangelhaften Unterstützung der Fräsmaschine können Fehler in der Parameterübergabe und Rundungsfehler zu Abweichungen von mehreren Mikrometern führen. Dabei sind TEM-Designs anfälliger für Fertigungsschwankungen.

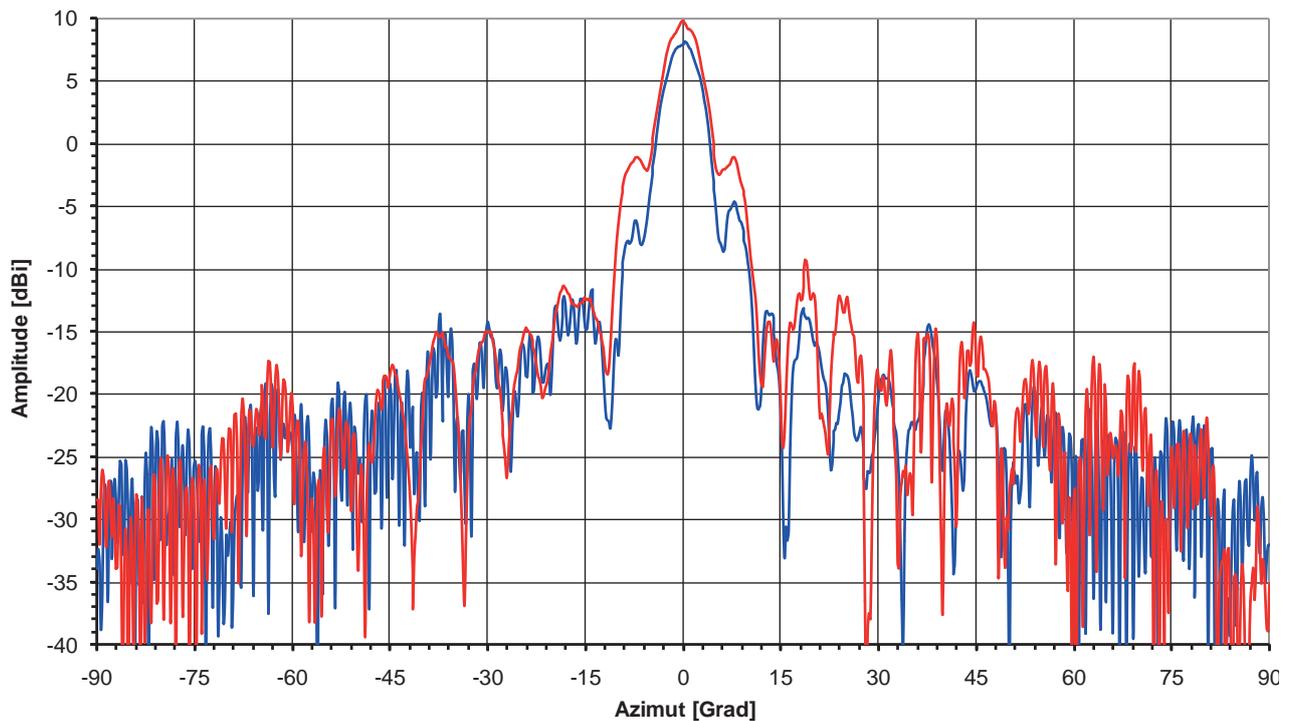


Abbildung 38: Vergleich zweier Antennendiagramme, bei 94 GHz unter 0 Grad gemessen. Der CNC-Code für die Fertigung der beiden Linsen wurde mit zwei unterschiedlichen Softwaretools generiert.

Fehler in der Fertigungshöhe lassen sich üblicherweise leicht identifizieren, da es zu einer Gratbildung kommt. Fehler in der Breite der Hohlleiter sind insbesondere bei Kreisbögen kaum nachzuweisen und bleiben meistens unentdeckt. Daraus entstehen jedoch Phasenfehler, so dass es zu einem Einbruch der Hauptkeule kommt oder einem starken Anstieg im Nebenkeulenniveau. Das Programm erfordert noch wesentliche Eingriffe des Programmierers, um die Linsen mit einer entsprechenden Genauigkeit zu fertigen. Insbesondere Parameter wie die Frästiefe oder der Vorschub sind für die Oberflächengüte oder die minimal zu realisierende Stegbreiten von zentraler Bedeutung und müssen manuell auf Basis der bisherigen Erfahrungen überarbeitet werden. Um die Überarbeitung des Programmcodes möglichst einfach zu gestalten, werden weiterhin einfache Hohlleiterstrukturen wie Kreisbögen und Geraden für die Ausgleichsleitungen verwendet. Die Bedeutung der Umsetzung in den CNC-Code für die Fertigung und die Schwankungen im Fertigungsprozess ergibt sich aus der Abbildung 38.

In dieser Abbildung werden die Messungen für ein Linsenlayout einander gegenübergestellt, welches zweimal hergestellt worden war. Dabei wurde es einmal mit hyperMill¹¹ und einmal mit der Software TOPCAM¹² in einen CNC-Code umgesetzt. Die mit den zur Verfügung stehenden Mitteln messbaren Unterschiede bewegen sich im Bereich weniger μm und liegen in einer Größenordnung, die der Simulation gemäß nicht zu messbaren Unterschied führen sollte¹³. Anders als bei den aus der Simulation erwarteten Ergebnissen liegen zwischen den Maxima der Hauptkeulen bzw. den ersten Nebenzipfeln mehrere dB. Die Unterschiede sind indessen zu groß, um sie alleine auf die Unterschiede in der Software zurückzuführen, insbesondere wenn man sich die Serienstreuung in Abbildung 37 betrachtet. Jedoch weisen die mit hyperMILL hergestellten Linsen insgesamt die geringeren Fertigungstoleranzen auf. Da diese Software zusätzlich optimierte Strategien für die HSC-Bearbeitung besitzt, wurde nach den Erfahrungen mit dem ersten Linsenstapel die Fertigung umgestellt.¹⁴

¹¹ hyperMill ist ein Produkt der OPEN MIND Technologies AG.

¹² TOPCAM ist ein Produkt der MTS GmbH Berlin und ist neben der Fertigung spezialisiert auf Aus- und Weiterbildung.

¹³ Im Bereich der Ausgleichsleitungen können aufgrund des gekrümmten Verlaufs der Hohlleiter weder die Breite noch die Tiefe exakt vermessen werden.

¹⁴ Neben der professionelleren Entwicklungsumgebung zeigte sich im Verlauf der Arbeit, dass es bei der von MTS vertriebenen Software Schwierigkeiten bei der Integration von Fräsern mit einem Durchmesser unter 2 mm gab. Da insbesondere für die im Linsenstapel verwendeten F-Band-Hohlleiter kleinere Fräser verwendet werden müssen, wurde der Wechsel durchgeführt.

4.2 Entwicklungsschritte bei der Optimierung der Linsen

Der Entwurfsprozess verläuft in drei zentralen Schritten:

- 1) im Abschätzen der Entwurfsparameter
- 2) in der Optimierung des Linsendesigns mit der Entwurfssoftware
- 3) in der Optimierung des Linsenentwurfs mittels der Simulation.

Im ersten Arbeitsschritt werden – unter Bezugnahme auf die Vorgaben durch die Systemanforderungen – Parameter wie der Schwenkbereich, die 3-dB-Keule, die Zahl der Antennenkeulen und deren Ausrichtung sowie der Frequenzbereich der Linse bestimmt.

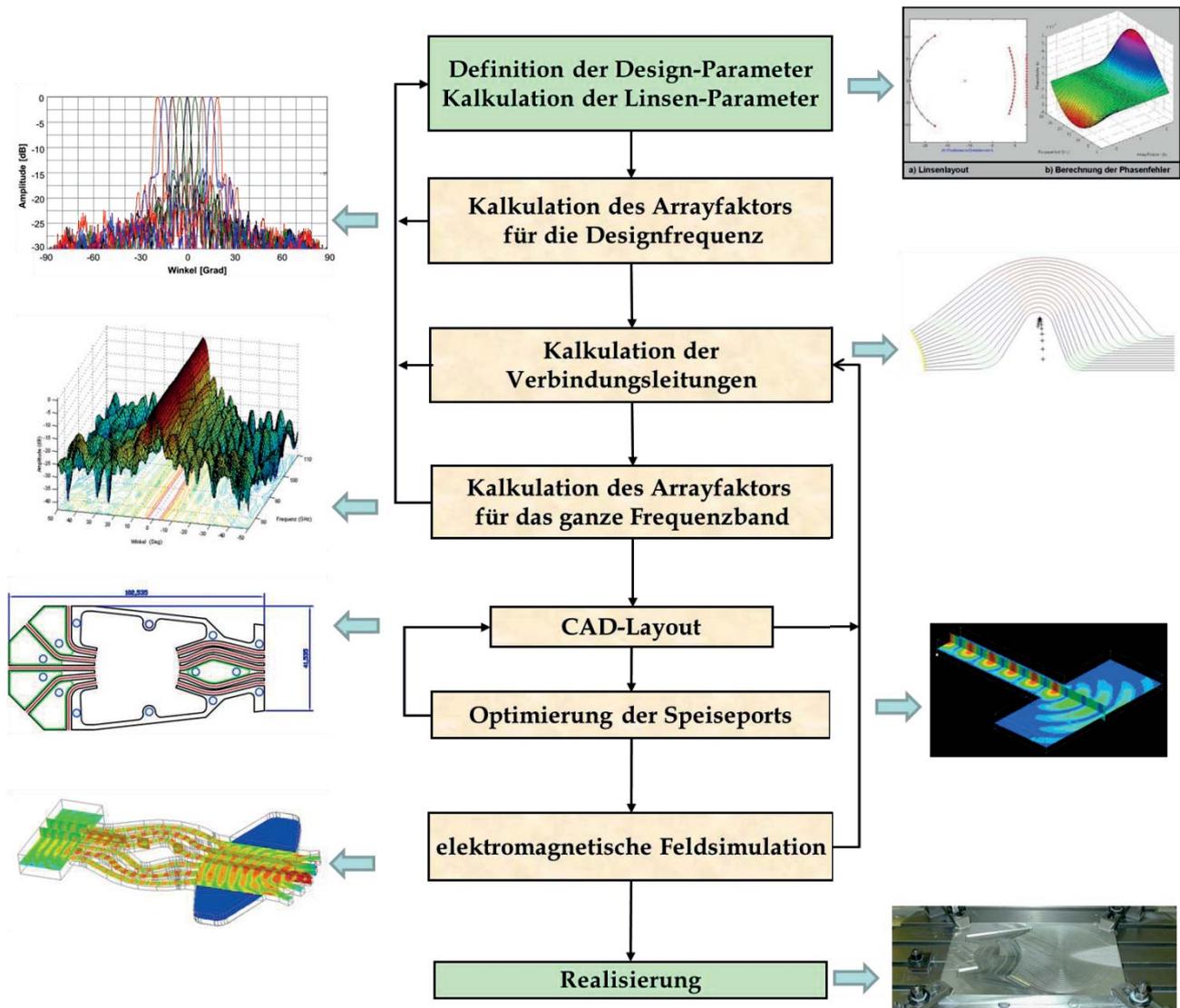


Abbildung 39: Ablaufplan der Entwicklungsschritte.

Auf Basis des Frequenzbereichs und der daraus resultierenden Bandbreite wird beim Optimieren von Einzellinsen festgelegt, ob ein TE-Design infrage kommt bzw. ob ein TEM-Design verwendet werden muss. Die Entscheidung für ein TE- oder TEM-Design ist entscheidend für den minimal realisierbaren Elementabstand und somit für den maximalen Schwenkbereich. Aus der geforderten 3dB-Keule und dem Abstand zwischen den Strahlungselementen ergibt sich die benötigte Anzahl

von Strahlungselementen. Aus der Hohlleiterorientierung, dem Elementabstand und der Zahl der Antennenkeulen ergibt sich die minimal zu realisierende Fokusslänge. Mit dem G/F -Verhältnis wird der Phasenfehler optimiert, wobei die daraus resultierenden Formen der Fokus- und der Antennenkontur ausschlaggebend für den Entwurf der Ausgleichsleitung sind und in der Optimierung berücksichtigt werden müssen. Liegen alle Linsenparameter vor, werden auf Basis der Konstruktionsparameter die Antennendiagramme über das Frequenzband berechnet und mit den Vorgaben abgeglichen (s. Abbildung 39). Im Rahmen des Entwurfsprozesses wird dabei ein Kompromiss zwischen Antennenparametern, Fertigungsmöglichkeiten und Linsenparametern gesucht. Hierbei werden die zur Verfügung stehenden Möglichkeiten der feinmechanischen Werkstatt letztendlich ausschlaggebend sein.

4.2.1 Entwurfssoftware

Da kommerzielle Entwurfssoftware aktuell nur für Mikrostreifenlinsen verfügbar ist [80-82], wird für die Arbeiten eine eigene Software entwickelt. Die Berechnung der Linsenparameter und der Antennendiagramme erfolgt mittels eines Matlab-Programms (Abbildung 40). Das erlaubt die Berechnung einzelner oder mehrerer Gruppenfaktoren für eine vorgegebene Frequenz bzw. über das ganze Frequenzband.

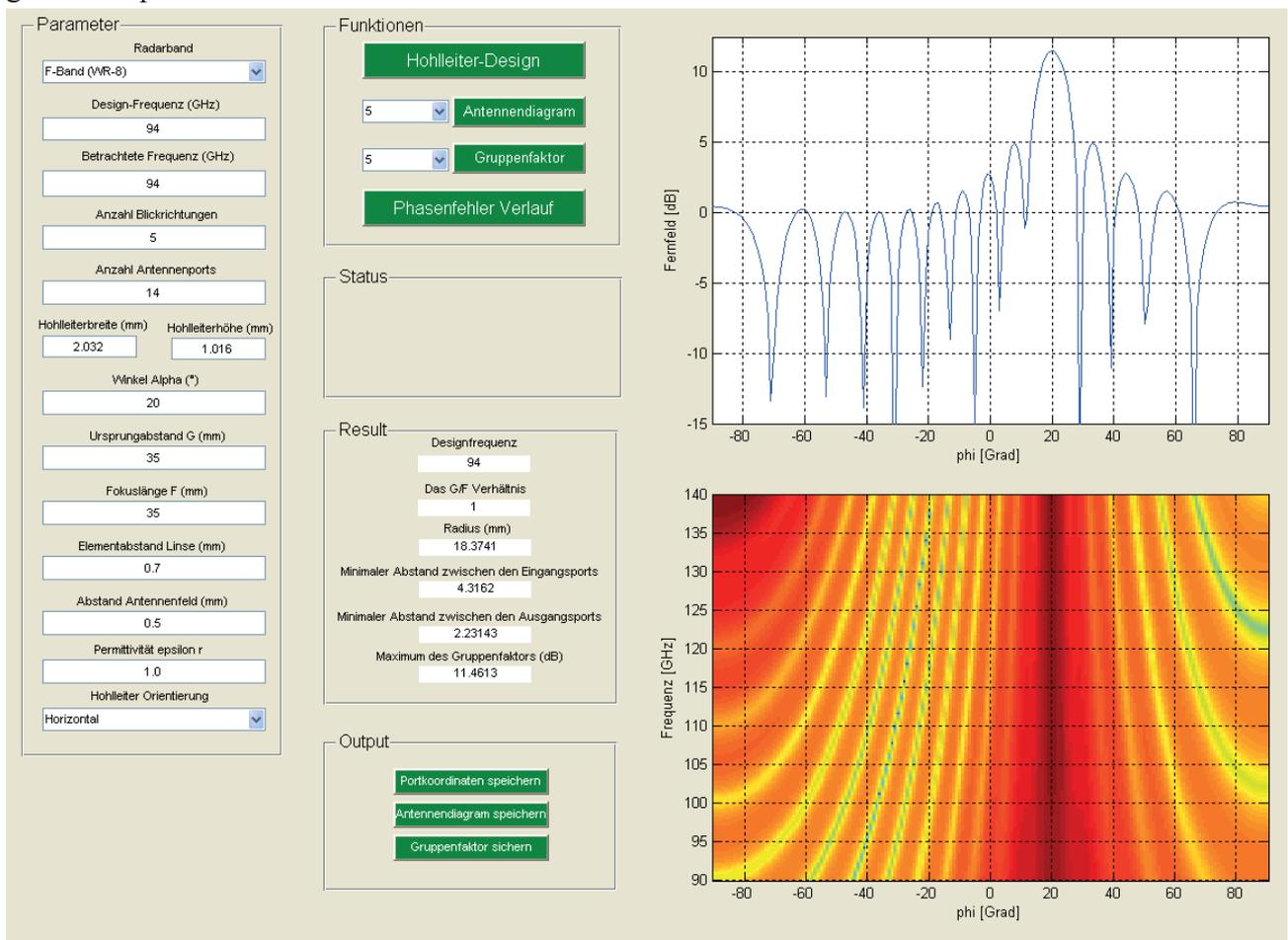


Abbildung 40: Screenshot des GUIs der Entwicklungssoftware.

Die Berechnungen erfolgen auf den realen Linsenparameter, sodass Phasenfehler und die Verschiebungen des Antennendiagramms mit berücksichtigt werden. Neben den Konturverläufen wird der

Phasenfehler über die einzelnen Antennenpositionen berechnet. Zurzeit sind zwei der drei verwendeten Algorithmen zur Berechnung der Ausgleichsleitungen implementiert. Mithilfe des Programms können sowohl TE- als auch TEM-Linsen berechnet werden sowie Mikrostreifenlinsen. Dabei stehen, abhängig von dem verwendeten Linsenentwurf, verschiedene Leitungsformen zur Verfügung. Die Software hat eine Exportfunktion, die es erlaubt, auf Basis der Konstruktionsdaten der Linse und der Ausgleichsleitung eine DXF-Datei des gewünschten Layouts zu erstellen. Sind die Linsenparameter festgelegt, wird im zweiten Arbeitsschritt anhand der Konstruktionsdaten eine technische Zeichnung erstellt. Die Nutzbarkeit der Entwurfssoftware hängt dabei wesentlich von der Kongruenz der gemessenen mit den berechneten Antennendiagrammen ab. Nur bei einer ausreichend hohen Übereinstimmung der Diagramme kann eine Optimierung der Linsenparameter durch die Software erfolgen. Um dies zu verifizieren, wird eine Testlinse gefertigt [83], und zwar eine TE-Linse mit 13 Fokusports und 20 Antennenelementen. Sie wird für eine Entwurfsfrequenz von 94 GHz ausgelegt, wobei die Fokusports in 5 Grad Schrittweite zwischen ± 30 Grad angebracht werden. In Abbildung 41 werden die berechneten Antennendiagramme mit den gemessenen für 0 Grad und -30 Grad Auslenkung verglichen. Die Hauptkeulen sind dabei weitestgehend deckungsgleich, genauso wie die Position der ersten Nebenzipfel und die Nullstellen im Diagramm. Für die -30 Grad Auslenkungen zeigt sich an den mit Pfeilen markierten Positionen ein leicht erhöhtes Nebenzipfelniveau. Der Anstieg dürfte durch Reflexionen aus den Seitenbereichen hervorgerufen werden, da die Absorption wegen der kleinen Absorbieretaschen nicht vollständig ist. Der Linsenentwurf zeigt jedoch noch einen ausreichend hohen Grad der Übereinstimmung zwischen den Diagrammen, um eine erste Optimierung auf Basis der berechneten Arrayfaktoren durchzuführen.

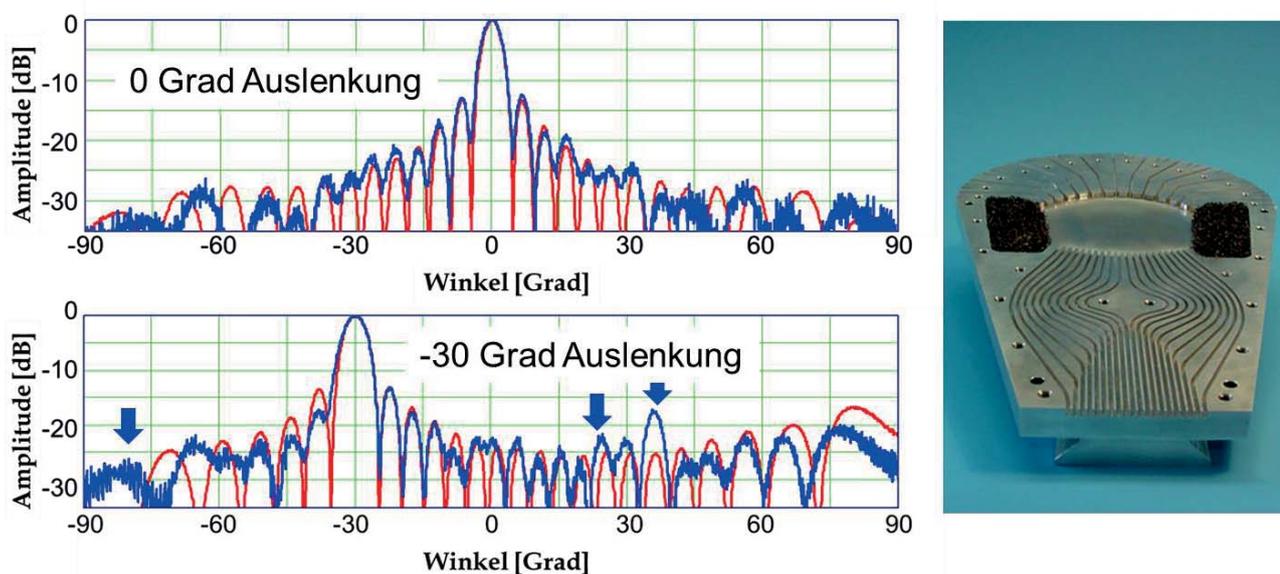


Abbildung 41: Vergleich der berechneten und gemessenen Antennendiagramme.

4.2.2 Simulation der Linse mit einem elektromagnetischen Feldsimulator

Für die Simulation der Hohlleiterlinsen wurden zwei 3D-Simulatoren betrachtet. Neben HFSS wurde noch das Programm „CST Microwave Studio“ in die Auswahl mit einbezogen. Beide Programme sind spezialisiert auf die Simulation von HF-Schaltungen und haben unterschiedliche Vorteile. Bei mehreren Testsimulationen zeigte sich, dass HFSS bei der Berechnung der Hohlleiterlinsen einen geringeren Speicherbedarf besaß. Wesentlich dafür war zum Zeitpunkt der Vergleichs-

simulationen die bessere adaptive Stützstellengenerierung von HFSS. Da der begrenzende Faktor für die Größe der Struktur, die simuliert werden kann, der Speicherbedarf ist, wurde HFSS als Simulationssoftware ausgewählt. Der Simulator arbeitet nach der Finiten Elemente Methode (FEM). Trotz der effizienteren Stützstellenverteilung unter HFSS und des damit einhergehenden geringeren Speicherbedarfs, können mit HFSS nur kleinere Linsen komplett simuliert werden. Dabei weisen die simulierten Antennendiagramme eine sehr gute Übereinstimmung mit den gemessenen Antennencharakteristiken (s. Abbildung 42) auf. Die Ausgangsbasis des 3-D-Modells für die Simulation ist dabei die Konstruktionszeichnung der Linse. Durch deren Verwendung wird sichergestellt, dass es zu keinen Übertragungsfehlern zwischen den Versionen für die Simulation und der gefertigten Linse kommt.

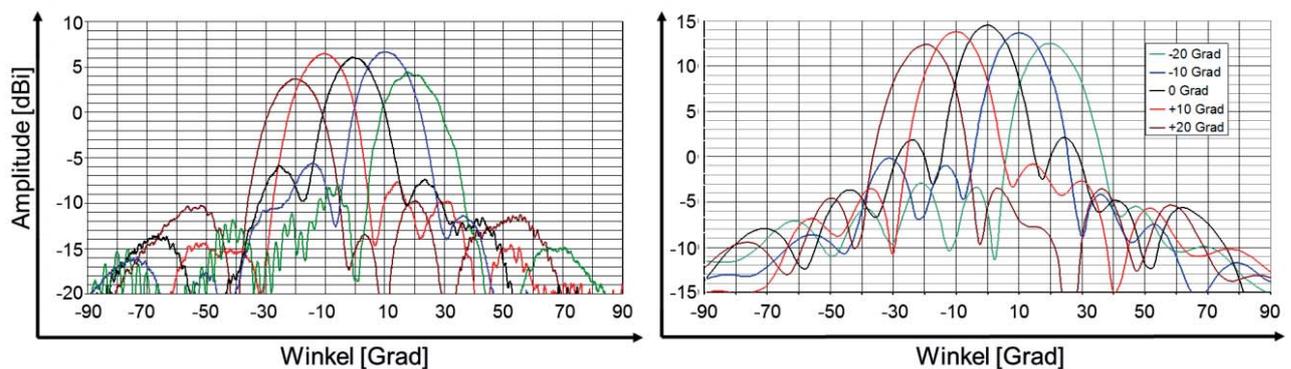


Abbildung 42: Simuliertes und gemessenes Antennenfeld einer Linse bei 94 GHz.

Eine vollständige Linse zu simulieren, ist dabei aus mehreren Gründen bedeutsam. Die bisherigen Abschätzungen bezüglich der Abstrahlcharakteristik der Hohlleiter und der daraus resultierenden Antennenperformance basieren auf vereinfachten Modellen; die Verkopplung der Hohlleiter untereinander wird weitestgehend nicht berücksichtigt. Wegen des Fertigungsaufwands ist es aus Kostengründen nicht möglich gewesen, die Parallelplattenleitungen zusätzlich zur gefertigten Hohlleiterlinse separat aufzubauen. Darum stützt sich die Fehleranalyse wesentlich auf die Ergebnisse der Simulation. Um größere Linsen berechnen zu können, wird die Linse in drei Schritten berechnet und in einzelnen Komponenten simuliert.

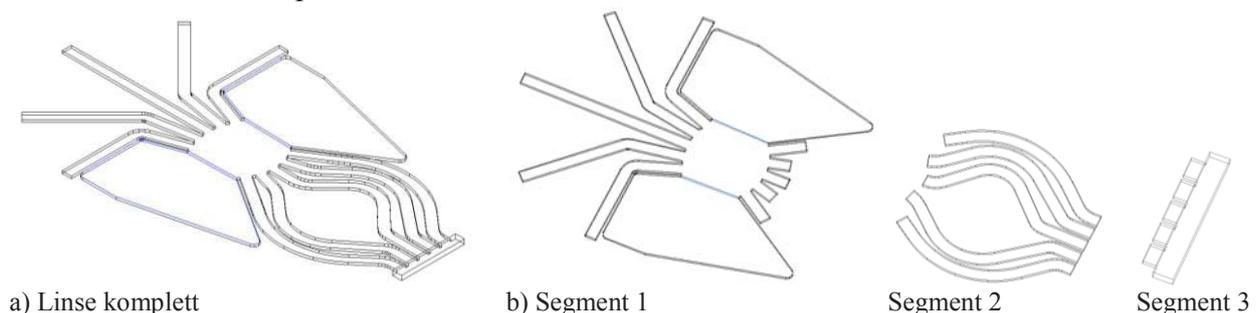
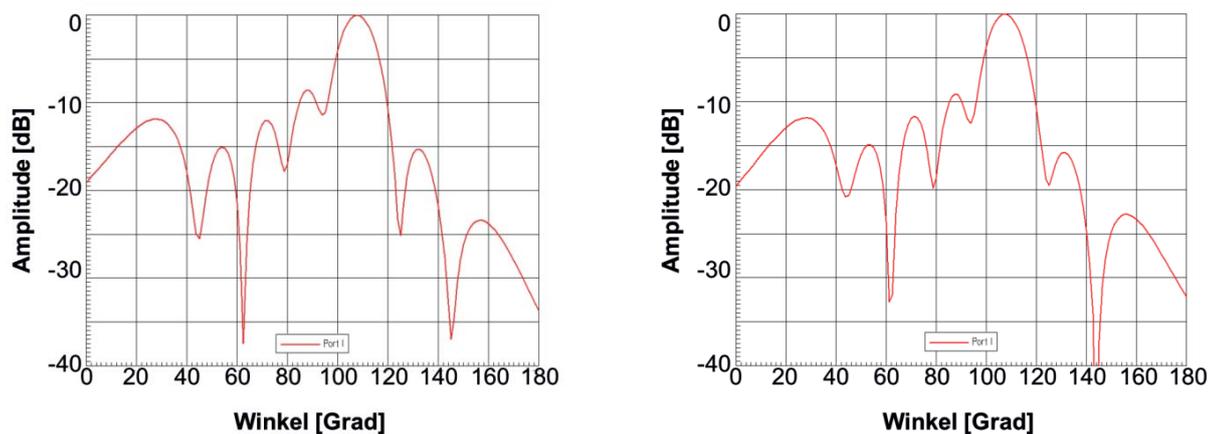


Abbildung 43: CAD-Modelle für die Simulation einer kompletten Linse sowie einer in Teilsegmente zerlegten Linse.

Im Wesentlichen besteht die Simulation einer Linse aus drei Hauptbereichen, dem der Parallelplattenleitung, dem der Hohlleiterlinse und dem des Antennenfelds mit der „Radiation Box“, mit deren Hilfe die Fernfeldcharakteristik berechnet werden kann. Bei der Auswahl eines geeigneten Programms für die Feldsimulationen war mit entscheidend, dass die Hohlleiterports unter einem beliebigen Winkel angeordnet werden konnten. Damit ist es möglich, die Hohlleiterlinse an fast jeder

beliebigen Stelle zu teilen (s. Abbildung 43). Im aufgeführten Beispiel besteht Segment 1 aus dem Bereich der Parallelplattenleitung, Segment 2 setzt sich aus den einzelnen Ausgleichsleitungen zusammen, und Segment 3 stellt das Antennenfeld dar. Die einzelnen Simulationen werden über die Streumatrix miteinander verkettet. Hierbei zeigte es sich jedoch, dass einige Verbindungsleitungen nicht mit einem ausreichenden Konvergenzkriterium berechnet werden konnten. Dies ist eine potentielle Schwäche der automatisierten, adaptiven Stützstellengenerierung. Bei Verbindungsleitungen mit Kreisbögen mit sehr großen Radien konvergiert die Simulation nicht und verfeinert fortwährend das Gitter bis zur Speicherobergrenze. So können teilweise einzelne Verbindungsleitungen einer Linse nicht mit demselben Konvergenzkriterium berechnet werden wie die komplette Linse, aus der sie entnommen wurden.



a) 20 Grad komplett simuliert

b) 20 Grad in Einzelschritten simuliert

Abbildung 44: Simulation der Antennencharakteristik. In a) wurde die Linse als ein Block simuliert. In b) wurde die Linse in drei Segmente zerlegt. Diese wurden separat simuliert und über die S-Parameter miteinander verbunden.

Betrachtet man die simulierten Antennencharakteristiken, so sieht man nur geringe Unterschiede zwischen der Simulation einer kompletten Linse und der Simulation der Ergebnisse aus den Einzelberechnungen (s. Abbildung 44). Das Aufteilen der Modelle in einzelne getrennt zu simulierende Abschnitte verursacht jedoch im Zusammenspiel mit der verwendeten Simulationssoftware bei einigen Linsen teilweise erhebliche Abweichungen bei den simulierten Ergebnissen. Probleme treten insbesondere bei der Simulation einzelner Hohlleitersegmente auf. Für die Simulationen wurde ein Konvergenzkriterium von 2 % bzw. wurden maximal 30 Simulationsdurchläufe als Abbruchkriterium festgelegt. In den Simulationen konnte lediglich für den Hohlleiter ohne Krümmung das Konvergenzkriterium von 2 % nach 18 Durchläufen erreicht werden. Für die anderen Hohlleiterführungen konnte das vorgegebene Konvergenzkriterium nach 30 Simulationsdurchläufen nicht erreicht werden. Für die Linsendesigns bedeutet dies, dass eine komplette Linse mit einem Konvergenzkriterium von 2 % simuliert wird, einzelne Hohlleiter derselben Linse, die separat simuliert werden, jedoch ein deutlich schlechteres Konvergenzkriterium aufweisen können. Um eine Konvergenz in der Simulation zu erreichen, ist es notwendig, manuelle Vorgaben für die Erzeugung der Stützstellen zu machen. Berücksichtigt man, dass dieses Verfahren insbesondere bei größeren Linsen zur Anwendung kommt, bei denen mehrere Hohlleiter nicht konvergieren, ist dessen praktischer

Einsatz stark eingeschränkt¹⁵. Da teilweise mehrere Durchläufe erforderlich sind, bis die entsprechenden Einstellungen gefunden werden, ist der Aufwand an zusätzlicher Simulationszeit teilweise erheblich und insbesondere bei der Simulation größerer Linsen kaum vertretbar. Wegen des großen Speicherbedarfs war in der Anfangszeit die Simulation auf die Optimierung von Einkopplungen und Übergängen beschränkt. Mit fortschreitender Weiterentwicklung der Programme und einer verbesserten Rechnerhardware ist es mittlerweile möglich, kleinere Linsen vollständig zu simulieren.

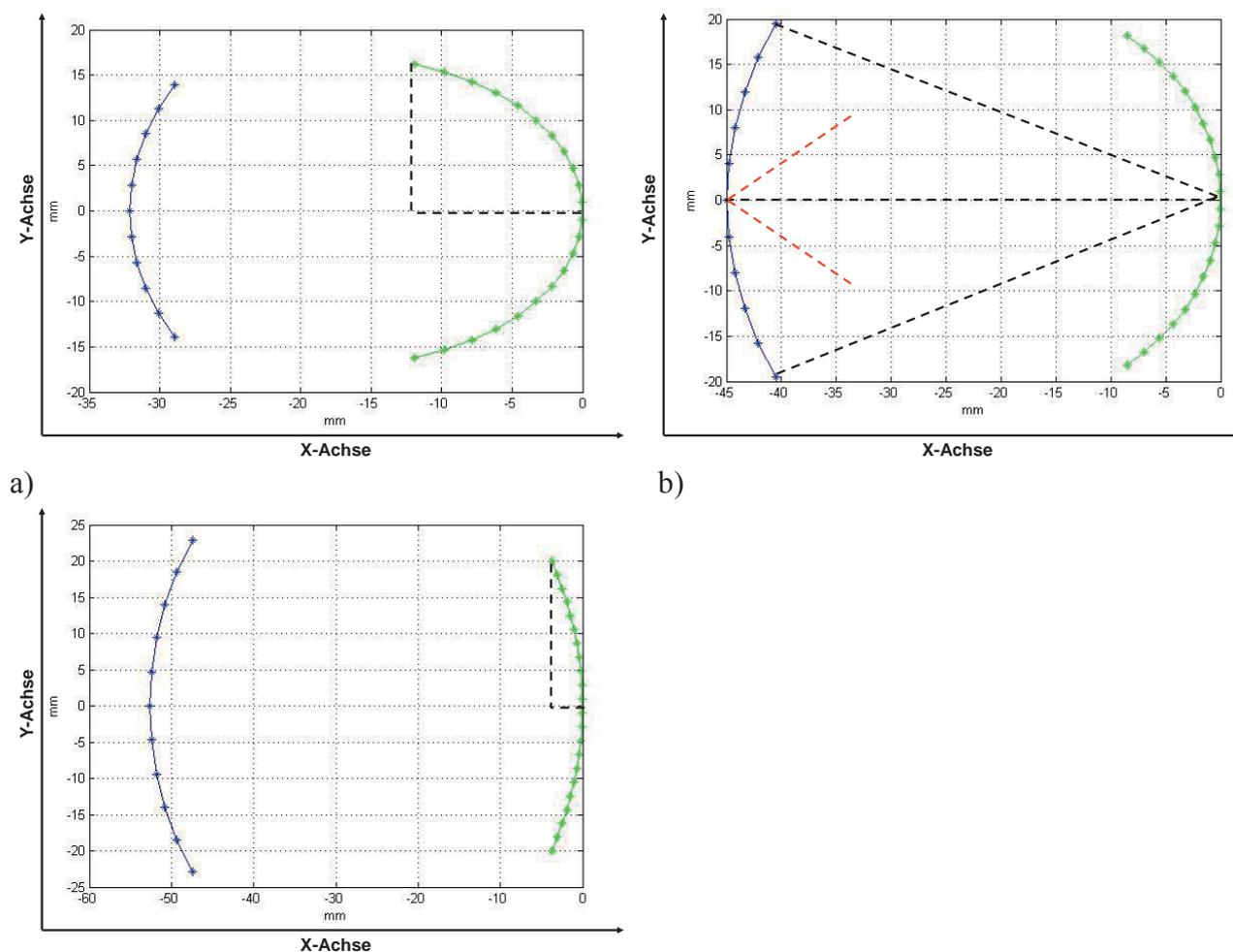
¹⁵ Verwendet wurden Simulationsrechner mit 64GB Ram Speicher.

4.3 Designstrategien für Rotman-Linsen

Für die weiteren Betrachtungen erscheint es sinnvoll, die bisherigen Optimierungsstrategien und Lösungsansätze bei der Fertigung von Hohlleiterlinsen zusammenzuführen. Eine Diskussion über die weitere Verminderung des Phasenfehlers ist Dank der Vielzahl von Literaturstellen zu diesem Thema nicht notwendig [81] [55] [22]. Da Hohlleitereinspeisungen relativ viel Platz brauchen, sollten die verschiedenen Layouts unter diesem Aspekt beleuchtet werden: Die Geometrie der Speiseports, die Leitungsführung, Mehrfachreflexionen innerhalb der Linse oder Verkopplungseffekte der Ports untereinander haben einen größeren Einfluss auf die Gesamtperformance der Linse als eine weitere Optimierung der Konturverläufe der Linse.

4.3.1 Konturverläufe und Berücksichtigung der Hohlleitereinspeisung

Der Entwurf einer Rotman-Linse ist immer ein Kompromiss bei gegensätzlichen Optimierungsfaktoren. Am deutlichsten wird dies an den Konturverläufen; wenn man als mögliche Kriterien für einen optimalen Entwurf den Wirkungsgrad, den Phasenfehler und die Gesamtgröße der Linse als Parameter heranzieht. Danach werden exemplarische Konturverläufe berechnet.



c)
 Abbildung 45: Konturverläufe für eine TE-Linse mit verschiedenen G/F -Verhältnissen
 a) $G/F=1,2$ b) $G/F= 1,1$ und c) $G/F=1$.

Die Linsen werden im WR10-Hohlleiter bei einer Designfrequenz von 94 GHz realisiert. Sie haben 11 Fokusports und 22 Antennenelemente bei einem Elementabstand von 0,6 Wellenlängen und einer Linse im TE-Design. Die Linse hat einen maximalen Schwenkbereich von ± 20 Grad, und als freie Parameter sollen lediglich die Fokuslänge sowie das Verhältnis G/F eine Rolle spielen (s. Abbildung 45). Es werden die Konturverläufe für eine Fokuslänge von 25 mm, 40 mm und 52 mm verfolgt. Für eine optimale Auslegung der Übergänge sollten die Hohlleiter an den jeweiligen Einspeisepunkten näherungsweise auf das Zentrum der gegenüberliegenden Kontur ausgerichtet sein. Die theoretischen Konturverläufe der Antennenkontur zeigen, dass sich bei einer größer werdenden Fokuslänge bei gleichzeitiger Annäherung an das G/F -Verhältnis von 1, die Auslenkung der einzelnen Speisepunkte entlang der X-Achse verringert. Eine geringere Variation der Portpositionen – entlang der X-Achse wie in Abbildung 45 b) – vereinfacht den Verlauf der Ausgleichsleitungen zwischen Antennenkontur und Antennenfeld und reduziert somit die Gesamtabmessung der Linse. Gleichzeitig nehmen jedoch die Verluste zu, wenn die Bündelung der Einspeisepunkte nicht im selben Maße gesteigert werden kann. Für eine Optimierung der Konturverläufe sollten somit sowohl die Antennen- als auch die Fokuskontur eine möglichst geringe Krümmung aufweisen und optimal aufeinander ausgerichtet sein. Die Einspeisung der Hohlleiter kann optimiert werden, wenn die Stirnflächen der Hornaperturen als Tangente auf der Fokuskontur oder Antennenkontur angebracht werden können (s. Abbildung 46a).

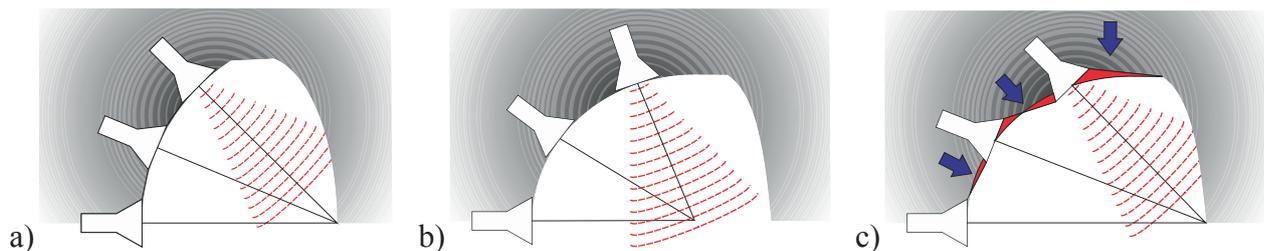


Abbildung 46: Skizze zur Optimierung der Fokusports.

Verschiebungen durch das Phasenzentrum werden zuerst vernachlässigt. Die Ausrichtung der äußeren Fokusports ist, wie man der Skizze (s. Abbildung 46 b) entnehmen kann, nicht optimal auf die Antennenkontur ausgerichtet. In der Folge weist der Verlauf der Antennendiagramme (s. Abbildung 47) eine stark einhüllende Kurve auf. Als Beispiel dient die erste gefertigte Hohlleiterlinse für das W-Band [42]. Die Linse hatte ein G/F -Verhältnis von 1,135 bei einer Fokuslänge von 12 Wellenlängen, was zu einer stärkeren Krümmung der Fokuskontur führt.

Die Leistung der Randelemente liegt mit fast 4 dB unter der im Zentrum der Fokuskontur, da ein wesentlicher Teil der Leistung im Randbereich der Linse absorbiert wird. Für die Fokuskontur ist somit ein G/F -Verhältnis von näherungsweise 1 optimal, wenn die Fokuskontur als Kreisbahn durch die drei Fokuspunkte angenähert wird. In diesem Fall befindet sich das Zentrum des Kreises im Mittelpunkt der Antennenkontur, und die Hornstrahler sind auf die gegenüberliegende Apertur ausgerichtet. Bei einem größeren Schwenkbereich vergrößert sich das G/F -Verhältnis nach dem Ansatz von Rotman und Turner (s. Gl. 20). Das Zentrum der Kreisapertur wandert somit mehr und mehr zwischen die beiden Konturen. Als direkte Folge würde ein wesentlicher Anteil der abgestrahlten Leistung in den Bereich der Randzonen fallen. Das Resultat wäre in diesem Fall ein deutlicher Abfall des Wirkungsgrades zum Rand hin (s. Abbildung 46 b).

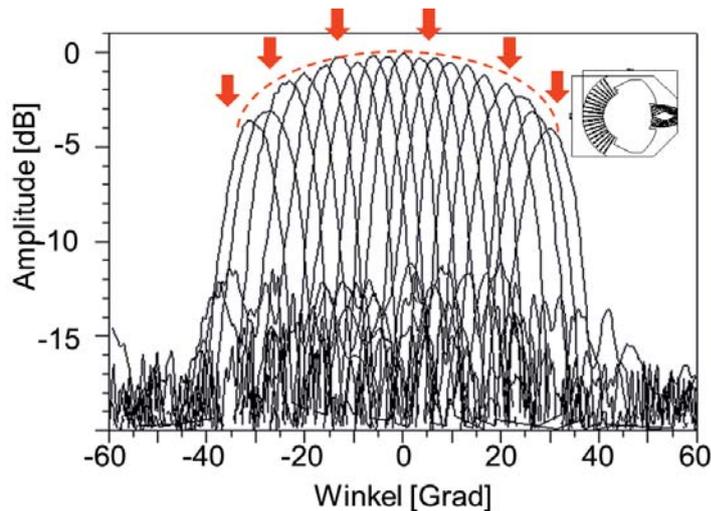


Abbildung 47: 2D-Skizze und gemessene Antennendiagramme für die erste gefertigte Rotman-Linse bei 94 GHz.

Werden die Speiseports stattdessen auf das Zentrum der gegenüberliegenden Kontur ausgerichtet, wird der Konturverlauf verzerrt. Während die eine Seite der Antennenkontur nach hinten gezogen wird, wird die andere Seite nach vorne gezogen (s. Abbildung 46 c). Diese Geometrie hat mehrere negative Auswirkungen auf die Antennencharakteristik der Hornstruktur. Die augenscheinlichste Folge wäre eine Verformung der Antennencharakteristik der Hornstruktur, in der die Leistung unsymmetrisch auf die gegenüberliegende Apertur aufgeteilt wird. Des Weiteren kann es – in Abhängigkeit von der Geometrie – zu einer Verschiebung des Phasenzentrums kommen. Zur Optimierung müsste die Hornstruktur eines jeden Einspeisepunktes separat behandelt werden, da der Effekt zu den äußeren Fokuspunkten hin ansteigt. Berücksichtigt man die diskutierten Punkte, ist eine möglichst große Fokusslänge bei einem gleichzeitigen G/F -Verhältnis von annähernd 1 besonders wichtig für die Auslegung der Linse. Jedoch führt vor allem die größere Fokusslänge zu höheren Verlusten. Die Steigerung des Wirkungsgrades durch eine Optimierung der Speiseports gewinnt somit an Bedeutung.

4.3.2 Lösungsstrategien bei Portüberschneidungen auf der Antennenkontur

Die Berechnung der Speiseports auf der Antennenkontur verdeutlicht ein grundlegendes Problem des Verfahrens für die Auslegung bei Hohlleiterlinsen insbesondere bei TEM-Linsen. Aufgrund der Hohlleiterorientierung ist der Flächenbedarf der Ports im Vergleich zu einer Einspeisung mit einer E-Feld-Sonde oder einer Mikrostreifenleitung sehr groß [84]. Im Antennenfeld kann durch das konstante Raster eine Überschneidung der Hohlleiterports vermieden werden. Die Abstände der Ports auf der Antennenkontur entsprechen näherungsweise denen im Antennenfeld. Die Berechnungen der Konturverläufe ergeben jedoch teilweise Geometrien, bei denen die Abmessungen der Ports so dicht beieinander liegen, dass sie sich überschneiden. Bei der Auslegung der Linsenparameter ist für jeden Konturverlauf eine separate Überprüfung auf Überschneidungen von Speiseports notwendig.

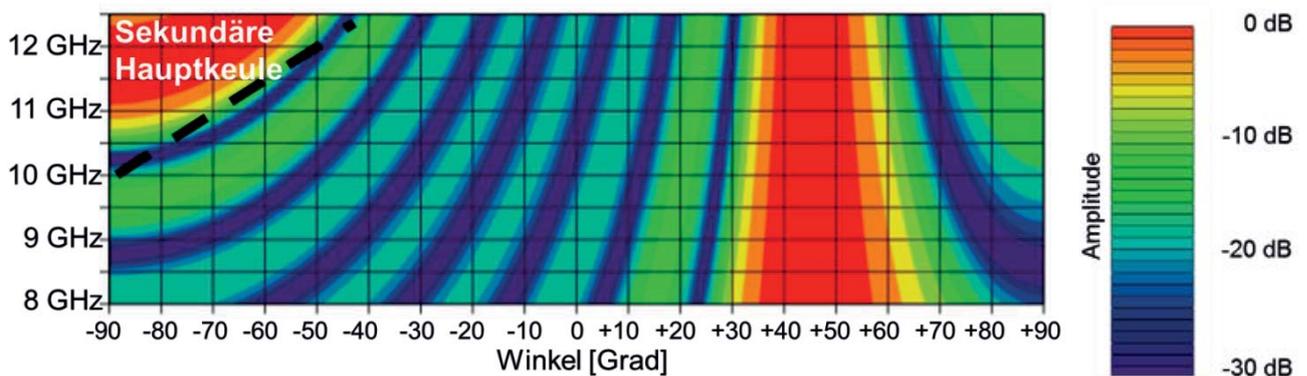


Abbildung 48: Berechnetes Antennendiagramm für eine Rotman-Linse mit einer Designfrequenz von 10 GHz bei einer Auslenkung von 45 Grad.

Durch die Veränderung des G/F -Verhältnisses, des Abstands der Antennenelemente oder der Hohlleiterabmessungen ist es möglich, Konturverläufe zu realisieren, bei denen ein ausreichender Elementabstand existiert. Die Vergrößerung des Elementabstands im Antennenfeld kann die Anordnung der Speiseports auf der Antennenkontur vereinfachen. Sie ist jedoch nur begrenzt einsetzbar, da für Elementabstände über der halben Wellenlänge in Abhängigkeit vom Schwenkwinkel sekundäre Hauptkeulen auftreten. Für die Optimierung der Linsenlayouts ist es notwendig, einen weiteren Freiheitsgrad für die Auslegung zu gewinnen. Ein alternativer Ansatz ergibt sich aus der Veränderung des Elementabstands. In diesem Fall ist es möglich, beim Entwurf der Linse einen größeren Antennenelementabstand einzusetzen, als es dem realen Abstand im Antennenfeld entspricht. Betrachtet wird ein theoretisches Linsendesign für eine Linse mit 7 Fokusbeams, 8 Antennenelementen und einem maximalen Schwenkwinkel von ± 45 Grad. Bei einer Wellenlänge von 30 mm wäre der ideale Abstand im Antennenfeld, wie in Abbildung 48 verdeutlicht, 15 mm. Die Längsabmessung eines Standardrechteckhohlleiters im X-Band beträgt 22,86 mm und eignet sich somit nicht als Antennenelement. Um die Hohlleiter auf der Antennenkontur anzuordnen, muss der Elementabstand im Antennenfeld größer gewählt werden als eine halbe Wellenlänge.

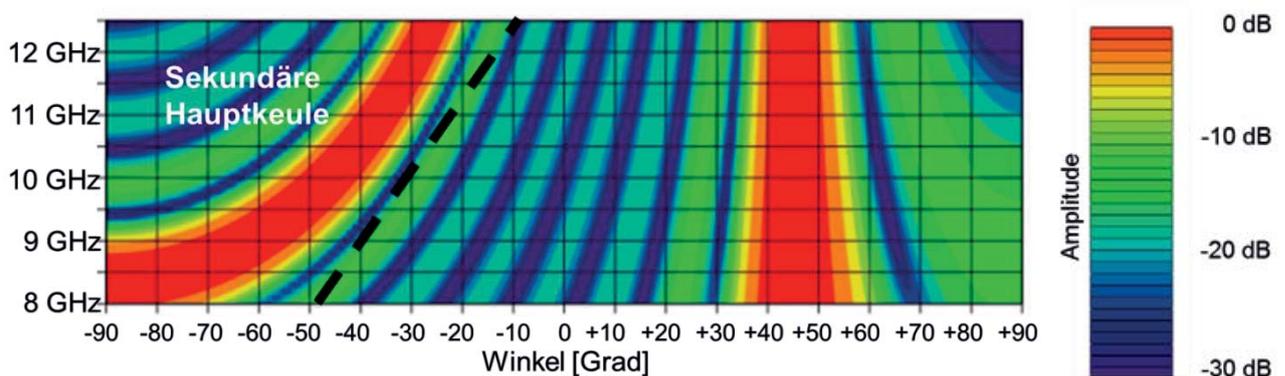


Abbildung 49: Berechnetes Antennendiagramm für eine Rotman-Linse mit einer Designfrequenz von 10 GHz.

Oberhalb der Designfrequenz tritt für die maximale Auslenkung eine erste sekundäre Hauptkeule auf. Um eine Antennenkontur mit genügend Elementabstand zu berechnen, muss dieser mindestens 0,8 Wellenlängen betragen. Als direkte Folge tritt die sekundäre Hauptkeule über dem kompletten Frequenzbereich auf (s. Abbildung 49). Da die Gesamtgröße der Antenne gleichfalls um den Faktor 0,8 vergrößert wurde, ist die 3-dB-Keulenbreite infolge der höheren Antennenbündelung entspre-

chend kleiner ausgefallen. Um Linsendesigns unter diesen Rahmenparametern zu realisieren, muss ein neues Konzept angewendet werden. Hierbei wird die Linse (s. Abbildung 50) für eine Gruppenantenne (A_i) mit einem Abstand der Antennenelemente (d_i) von z. B. 0,8 Freiraumwellenlängen berechnet. Die Antennenelemente werden jedoch nicht in dem für das virtuelle Antennenfeld berechneten Abstand (d_i) angeordnet, sondern in einem Antennenfeld (A_a) mit dem Abstand (d_a) von einer halben Wellenlänge.

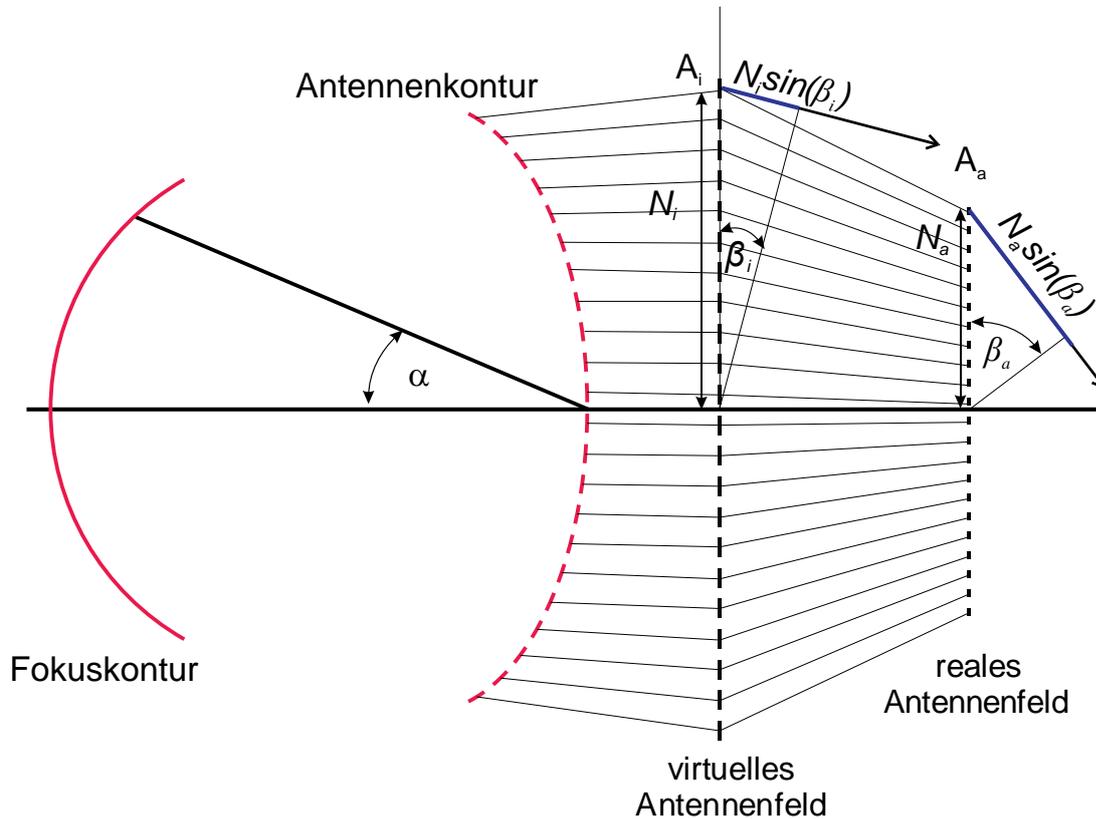


Abbildung 50: Skizze der Antennenfeldmodifikation.

Als Folge ist der Phasengradient über dem realen Antennenfeld (A_a) zu steil. Die Antennenkeule wird daher nicht mit dem im Entwurf vorgesehenen Winkel (β_i) ausgelenkt, sondern mit dem Winkel (β_a), der infolge des steileren Phasengradienten größer ist (s. Abbildung 51).

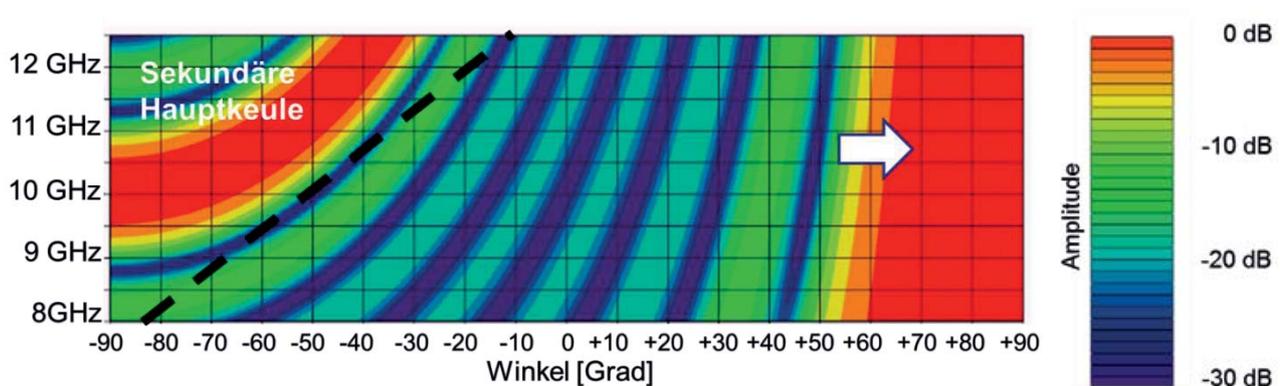


Abbildung 51: Frequenzbandbetrachtung für die Verschiebung der Antennenkeule durch den vergrößerten Elementabstand.

Da der Phasengradient zwischen den Einzelstrahlern konstant geblieben ist, gilt für die Winkel β_i und β_a folgende Beziehung:

$$d_i \sin \beta_i = d_a \sin \beta_a \quad (44)$$

Über die Gl. 8 ist α_i mit β_i verknüpft:

$$\sin \alpha_i = \frac{\sin \beta_i}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{d_a}{d_i} \frac{\sin \beta_a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (45)$$

Der Winkelfehler in der Ausrichtung muss auf der Fokussseite der Linse über eine Neuberechnung der Positionen für die ein-/auskoppelnden Hohlleiter kompensiert werden (s. Abbildung 52).

$$\alpha_i = \arcsin \left(\frac{d_a \sin \beta_i}{d_i \sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (46)$$

Die Antennenpositionen werden auf die vorher berechneten Positionen refokussiert (s. Abbildung 53). Wird das Verhältnis kleiner als eins, wird der Abstand zwischen den Einspeisepunkten auf der inneren Antennenkontur größer, während gleichzeitig der Abstand zwischen den Speisepunkten auf der Fokuskontur kleiner wird. Hierdurch verlagert sich die Problematik der zu geringen Abstände zwischen den Einspeisepunkten von der Antennenseite auf die Fokussseite. Der Abstand zwischen den Ports kann jedoch über die Fokusslänge vergrößert werden. Bei geringen Abweichungen zwischen den Elementabständen kann das vorliegende Verfahren relativ unkritisch angewendet werden.

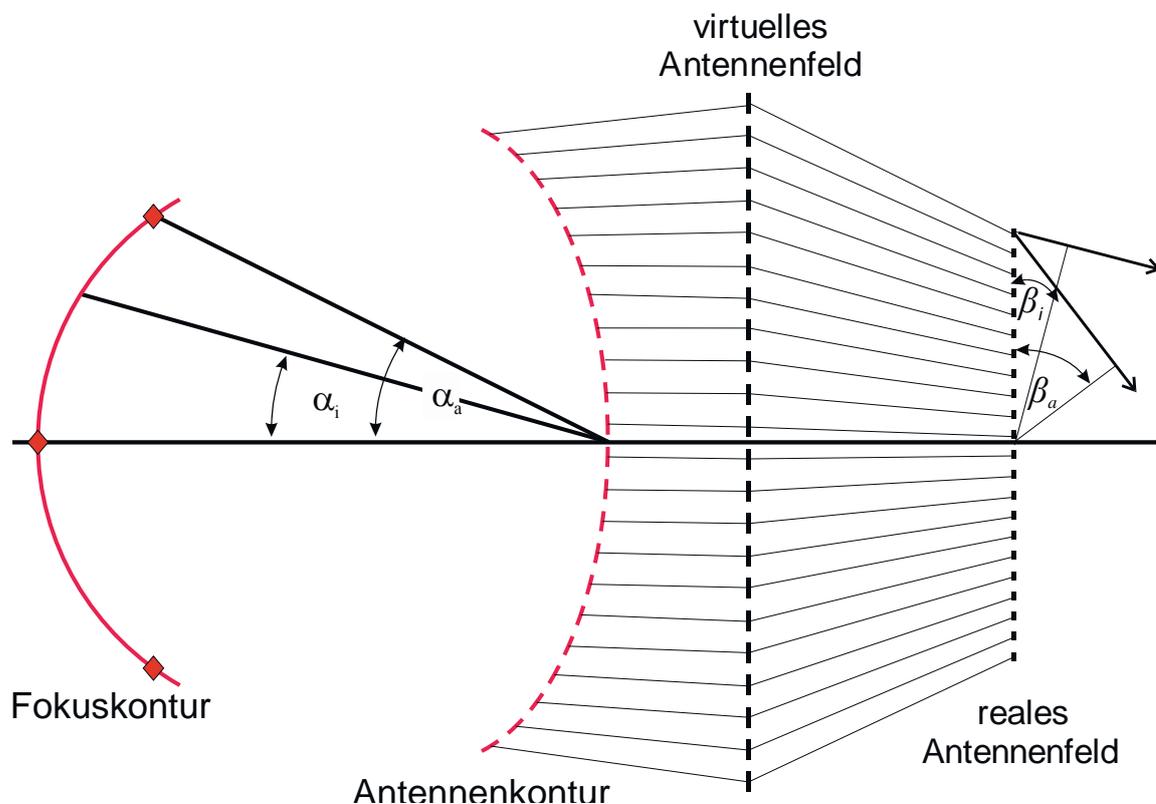


Abbildung 52: Skizze für die Neuausrichtung der Antennenkeulen.

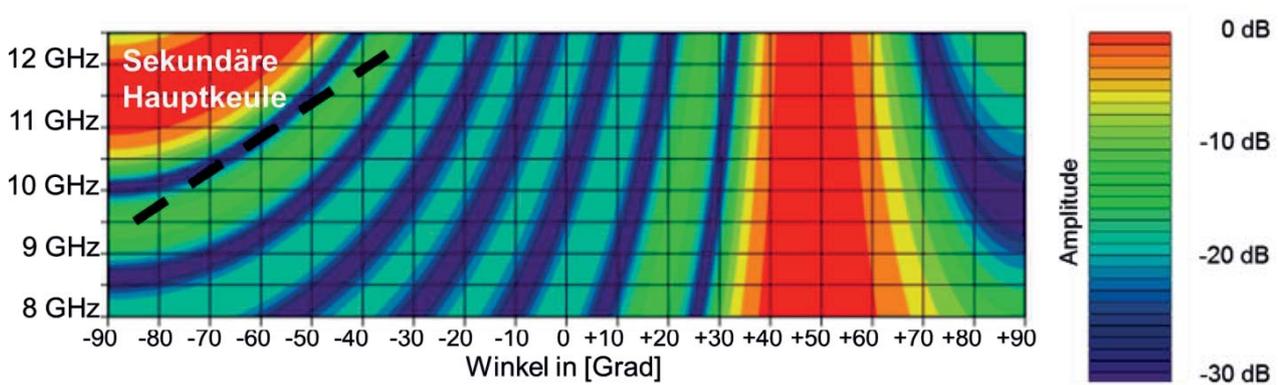


Abbildung 53: Berechnetes Antennendiagramm für eine Rotman-Linse mit refokussiertem Antennendiagramm.

Diese Methode eignet sich insbesondere für Hohlleiterlinsen, bei denen die Antennenelemente mit Kabel angeschlossen werden. Jedoch bietet der Ansatz auch für Hohlleiterlinsen Vorteile, da durch den größeren Elementabstand Übergänge realisiert werden können, die über eine bessere Anpassung verfügen, als eine Einspeisung über einen offenen Hohlleiter (s. Abbildung 53). Für den Nachweis wird ein Linsenlayout für eine Designfrequenz von 94 GHz mit 6 Antennenelementen und 5 Fokusports bei einem maximalen Schwenkwinkel von ± 20 Grad und einer Fokuslänge von $4 \lambda_g$ (s. Abbildung 54) betrachtet. Für die Linse wurden die Antennenelemente in einem Abstand von $0,6 \lambda_0$ angeordnet. Bei der Auslegung der Linse ist jedoch mit einem Elementabstand von $0,7 \lambda_0$ gerechnet worden.

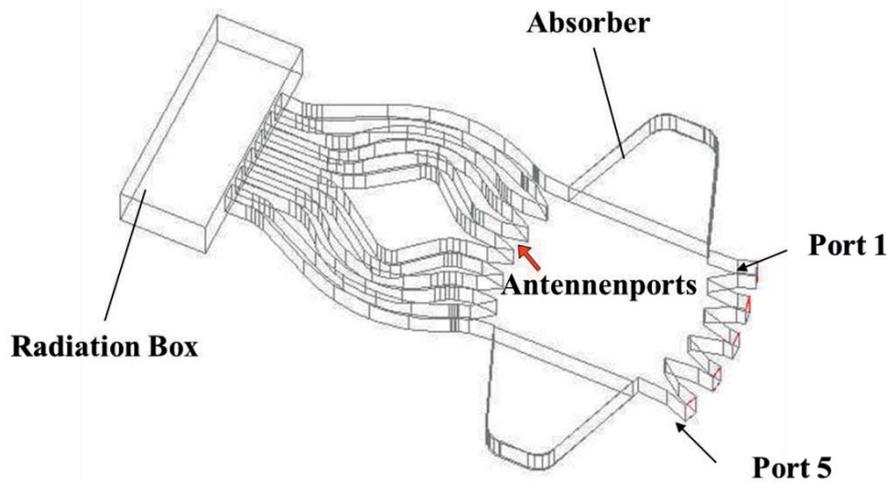


Abbildung 54: 3D-Skizze für das Simulationsmodell.

Der größere Elementabstand auf der Fokuskontur erlaubte die Auslegung von Hornstrukturen auf der Antennenkontur. Durch die verbesserte Anpassung und die höhere Richtwirkungen der Speisepunkte verbessert sich der Wirkungsgrad der Linse. Um diesen zu berechnen werden die gemessenen Antennenkeulen für 94 GHz auf das Maximum eines einzelnen Antennenelements normiert. In einer idealen Linse mit 6 Antennenelementen liegt das theoretische Maximum um 7,8 dB über dem Einzelstrahler. Erreicht werden – abhängig von der Keulenposition – Werte zwischen 4 und 6,5 dB über der Charakteristik des einzelnen Antennenelements (s. Abbildung 55). Insbesondere für die zentralen Blickrichtungen wird ein hoher Wirkungsgrad erreicht, der neben dem kompakten Entwurf auf die Aufweitungen der Hohlleiter an den Speiseports zurückzuführen ist.

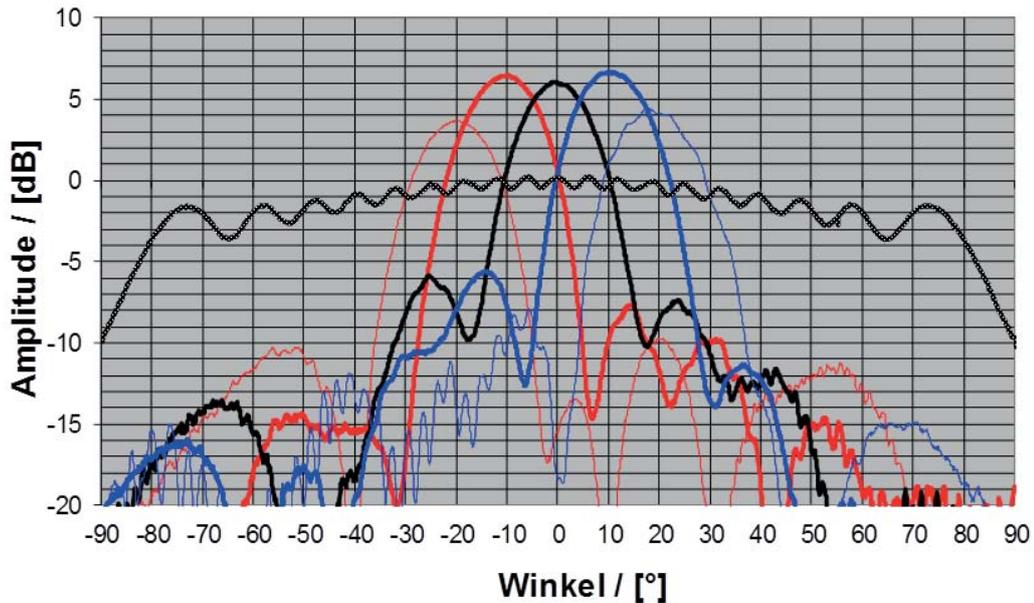


Abbildung 55: Vergleich der gemessenen Antennendiagramme der Linse mit der Einzelementcharakteristik.

Für Linsen mit einem großen Schwenkbereich ist dieser Ansatz kritisch, da der vergrößerte Elementabstand auf der Antennenkontur bei größeren Schwenkwinkeln zu sekundären Hauptkeulen im Bereich der Parallelplattenleitung führen kann. Der Nachweis für die Funktionstüchtigkeit dieses Ansatzes auch für größere Auslenkungen wurde im Pales-System erbracht, dessen Linsen unter Verwendung des beschriebenen Verfahrens berechnet wurden [64] [85].

4.3.3 Berechnung des Wirkungsgrades im Bereich der Parallelplattenleitung

Der Wirkungsgrad einer Linse hängt weitestgehend von 5 Faktoren ab: Zuerst sind Fokuskontur und Antennenkontur optimal auszurichten. Bezüglich der Optimierung der Konturen und der Linsenparameter wurden bereits in der Vergangenheit umfangreiche Untersuchungen durchgeführt [22]. Der zweite Faktor, den Wirkungsgrad der Linse zu verbessern, beruht auf der Minimierung der Hohlleiterlängen. Durch eine geschickte Wahl der Verbindungsleitung zwischen der Antennenkontur und dem Antennenfeld können die Leitungslängen minimiert werden, was deutlich zur Reduzierung der Einfügedämpfung beiträgt. Hier setzt auch die Materialauswahl an, da Leitungsverluste wesentlich durch die Dämpfung im Hohlleiter beeinflusst werden. Drittens stellt die Form der Hohlleiterübergänge eine weitere wesentliche Stellschraube dar, um den Wirkungsgrad zu optimieren. Die Minimierung der Phasenfehler innerhalb der Linse ist die vierte Stellschraube. Die größten Verluste entstehen im Bereich der Parallelplattenleitung, und zwar durch Verkopplungen der Ports auf der Fokuskontur und durch die Leistung, die in den Randzonen absorbiert wird. Die Verluste im Bereich der Parallelplattenleitung dominieren die Verluste bei kleineren Linsenstrukturen. Somit besteht die Notwendigkeit, diese eingehender zu betrachten und Strategien für verlustarme Linsen zu entwickeln. Idealerweise simuliert man für die Verlustbetrachtungen die Linse im Ganzen und berechnet die Verluste anhand der fokussierten Leistung im Fernfeld der Antenne. Diese Vorgehensweise ist aufgrund der erforderlichen Rechenleistung selbst für kleine Linsen mit wenigen Elementarstrahlern nicht praktikabel. Für den Entwurfsprozess bedarf es einer effizienteren Bewertungsstrategie. Die Leitungsverluste können über die Materialparameter und die jeweiligen Moden

in den einzelnen Bereichen der Linse berechnet werden. Die Verluste bei der Parallelplattenleitung beruhen auf der Geometrie und den Abständen der einspeisenden Ports. Optimierungsziel ist es dabei, dass die in den Bereich der Parallelplattenleitung eingestrahlte Energie möglichst vollständig von der gegenüberliegenden Kontur aufgenommen wird. Hieraus resultieren 2 Forderungen: Der Elementabstand zwischen den speisenden Ports muss minimiert werden. An den verbleibenden Stegflächen zwischen den Ports wird die Energie in den Bereich der Parallelplattenleitung reflektiert. Durch die Aufweitung der einspeisenden Hohlleiter zu einem Sektorhorn kann das Verhältnis von der Portfläche zur Stegfläche maximiert werden. Gleichzeitig bündelt ein Sektorhorn die Energie auf die gegenüberliegende Kontur, sodass weniger Energie in den Bereich der Randzonen abgestrahlt wird. Die Verschiebung des Phasenzentrums des abstrahlenden Ports sowie die Anregung weiterer Moden sind Nachteile einer zu exzessiven Aufweitung der speisenden Hohlleiterports. Als weitere Optimierungsstrategie bietet sich eine Linsenauslegung mit minimaler Fokusslänge an. Ein minimaler Abstand zwischen der Fokus- und der Antennenkontur hat, bei gleicher Bündelung des einspeisenden Ports, den offensichtlichen Vorteil, dass weniger Energie in den Bereich der Seitenzone emittiert wird und somit verloren geht. Als eine erste Abschätzung kann der 3-dB-Punkt für die Abstrahlcharakteristik der offenen Hohlleiterports (WR10) für eine Designfrequenz von 94 GHz – äquivalent zur Freiraumabstrahlung – mit ca. ± 30 Grad für ein TE-Design und ca. ± 45 Grad für ein TEM-Design angenähert werden. Die Forderung nach einer minimalen Fokusslänge weist bei kleinen Linsen mit einer geringen Anzahl von Antennenelementen eine Schwäche auf, denn die minimal realisierbare Fokusslänge ist begrenzt. Der offensichtliche Grund ist der, dass die gegenüberliegende Kontur außerhalb des Nahfeldes des einspeisenden Hohlleiterports liegen sollte. Diese Anforderung ist vernachlässigbar, da sie für alle Linsen erreicht wird. Schwerer wiegt der daraus resultierende Verlauf der beiden Konturen. Die Konturen weisen bei zu geringen Fokusslängen eine stärkere Krümmung auf, sodass die Anordnung der Hohlleiterports ohne Überschneidung nicht mehr realisiert werden kann. Die kleinsten Linsen, die im Rahmen der Arbeit entwickelt wurden bestanden aus 5 Antennenelementen und 5 Fokusports. Für TE-Linsen konnten dabei keine Fokusslängen unter $4,5 \lambda_g$ realisiert werden. Für die weiteren Betrachtungen wird eine optimale Fokusslänge in Abhängigkeit von der Antennenapertur gesucht. Es wird ein theoretisches TEM-Linsendesign mit 7 Fokusports skizziert, die in 10 Grad-Schritten den Winkelbereich von ± 30 Grad abdecken. Aus den 5 Antennenelementen werden in 5er-Schritten 25, wobei das G/F -Verhältnis zwischen 1,03 und 1,09 verbleibt. Die Fokusslänge wird dabei von 12 auf 38 mm gesteigert (s. Abbildung 56).

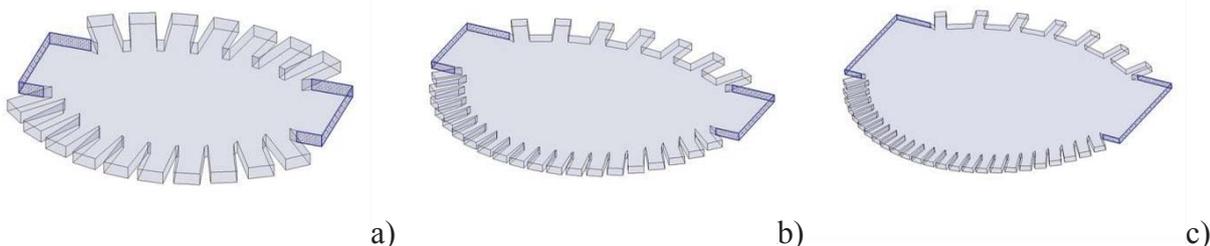


Abbildung 56: Skizze der 3D-Modelle für die Versuchsreihe zum Wirkungsgrad a) 10 Antennenports b) 20 Antennenports und c) 25 Antennenports.

Betrachtet wird der Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz, wobei für die Linse ein Elementabstand im Antennenfeld von $0,7$ Wellenlängen eingehalten werden muss, um Überschneidungen der Hohlleiter zu vermeiden. Bei den Hohlleitern wird keine Aufweitung vorgenommen, und der Wirkungs-

grad wird mittels der unter HFSS simulierten S-Parameter berechnet. Um den Wirkungsgrad zu bestimmen, wird das Verhältnis der eingespeisten Leistung zu der aufsummierten Leistung an den Antennenports betrachtet. Die Phasenlage der aufsummierten Amplitudenwerte wird dabei nicht berücksichtigt. Betrachtet man den Wirkungsgrad für den zentralen Hohlleiter, steigt dieser von ca. 56% für das 5er-Antennenfeld auf 83 bis 88% für die größeren Antennenfelder, wobei die Standardabweichung von 6,1% für das 5er-Antennenfeld auf 1,7% für die 25er-Linse sinkt. Der Wirkungsgrad schwankt innerhalb der Bandbreite, wobei die Schwankungsbreite mit kleiner werdendem Antennenfeld größer wird. An den Ergebnissen sind 2 Aspekte auffällig: der relativ große Sprung im Wirkungsgrad vom 5er- auf das 10er-Antennenfeld und die geringen Unterschiede zwischen den größeren Antennenfeldern. Beim dem Verhältnis von der Fokusslänge zur Anzahl von Antennenelementen, zeigt es sich, dass das Verhältnis für das 5er-Feld bei 2,4 mm und für die größeren Antennenfelder relativ konstant zwischen 1,4 und 1,52 mm liegt. Über das Verhältnis von Fokusslänge zu Antennenapertur kann somit der Wirkungsgrad optimiert werden, wobei das Verhältnis möglichst klein sein sollte. Da der für die Fokusports zur Verfügung stehende Raum abhängig vom Winkel α und der Fokusslänge F ist, ergibt sich für die Optimierung der Zusammenhang, dass die Zahl der Fokusports idealerweise gleich der der Antennenelemente sein sollte, um die Fokusslänge möglichst klein zu halten.

5 Entwurf einer 220-GHz-Linse

Um die Leistungsfähigkeit der bisherigen Entwurfsstrategien zu überprüfen, wird eine 220-GHz-Linse entwickelt [86] [87]. Die Motivation für den Aufbau von Rotman-Linsen bei 220 GHz beruht auf dem Fehlen klassischer Bauelemente wie Phasenschieber, variabel einstellbare Verstärker oder verlustarme Schalter. Die Entwicklung entsprechender Komponenten oberhalb von 200 GHz wird noch für Jahre Gegenstand der Forschung sein und für operative Systeme nur eingeschränkt zur Verfügung stehen. Linsen stellen eine der ersten Technologien dar, die bereits zum jetzigen Zeitpunkt für diese Frequenzbereiche gefertigt werden können. Das Herstellen der Ausgleichsleitungen als Hohlleiter begrenzt jedoch wegen des großen Flächenbedarfs und des höheren Gewichts die Anwendungsbereiche von Rotman-Linsen. Die Verbesserung der Kabeltechnik und insbesondere die Entwicklung von Kabeln werden in den nächsten Jahren den Aufbau von Rotman-Linsen mit flexiblen Koaxialleitungen erlauben [88]¹⁶. Eine vergleichbare Entwicklung oberhalb von 220 GHz ist bisher nicht zu beobachten und aufgrund der fehlenden Anwendungen auf absehbare Zeit nicht zu erwarten. Für diesen Frequenzbereich sind kompakt aufgebaute Rotman-Linsen in Hohlleitertechnologie eine der wenigen Möglichkeiten, Multi-Beam-Systeme zu realisieren. Um die Machbarkeit von Rotman-Linsen für diesen Frequenzbereich zu demonstrieren, wurde ein erster Linsentwurf für 220 GHz angefertigt (s. Abbildung 57).



Abbildung 57: 3D-AutoCad-Skizze und gefertigte Rotman-Linse für 220 GHz, links: erster Entwurf mit 5 Fokusports, rechts: zweiter Entwurf mit 9 Fokusports.

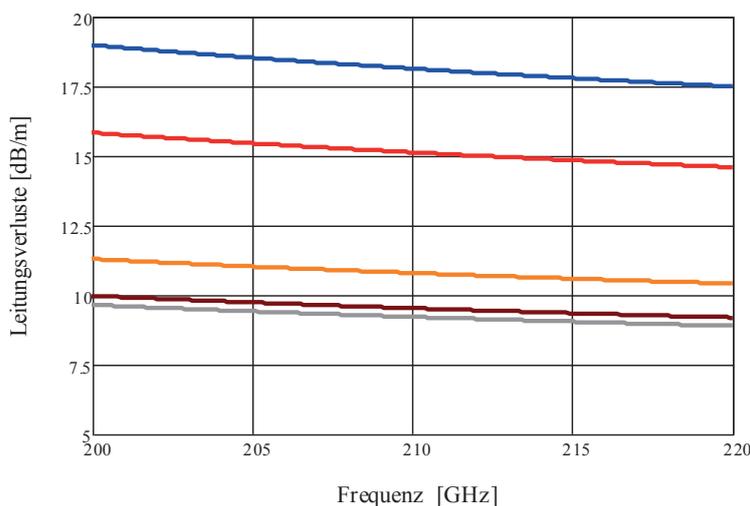
Die Linse wurde wie die 94 GHz-Linsen vollständig in eine Platte aus spannungsarmem Aluminium gefräst. Die Mittenfrequenz von 220 GHz wurde deshalb gewählt, weil für diesen Frequenzbereich erste Halbleiterverstärker verfügbar sind. Das atmosphärische Fenster bei 220 GHz erlaubt aktuell den Aufbau von Radarsystemen und radiometrischen Systemen mit einer mittleren Reichweite von einigen hundert Metern bis zu einem Kilometer. Mit dem System „COBRA“ des Fraunhofer FHR wurde erstmals ein Radar bei 220 GHz vorgestellt, das eine Bandbreite von 8 GHz hat und dabei eine Reichweite von bis zu einem Kilometer erreicht [89] [90]. Die hohe Antennenbündelung erlaubt die Entwicklung kompakter Systeme für Sicherheitsanwendungen. Unter Berücksichtigung

¹⁶ Die Kabel basieren auf dem 1-mm-Standard. Verfügbar sind bei verschiedenen Herstellern freie oder vorkonfigurierte Kabel in Längen von 300 bis 500 mm. Die durchschnittliche Dämpfung pro Kabel liegt bei knapp unter 2 dB für 100 mm Kabel.

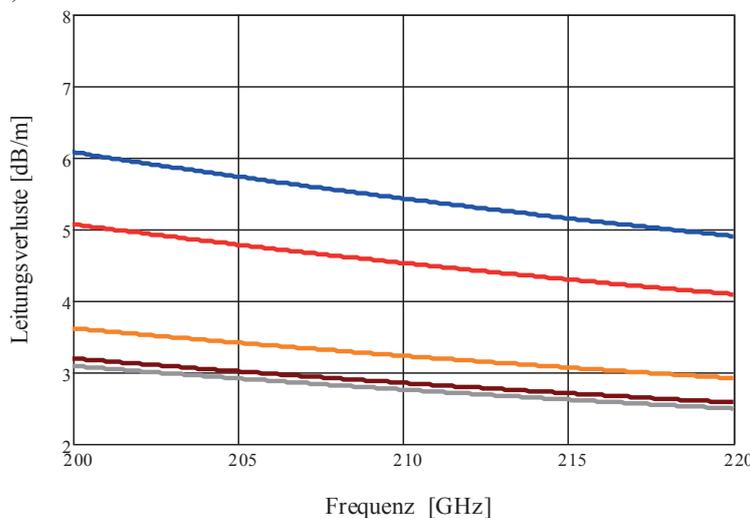
der Fertigungstoleranzen dürfte der Aufbau von Linsen bei ca. 600 bis 800 GHz realisierbar sein¹⁷. Insbesondere die Anfertigung der Hohlleiteranschlüsse stellt für die Fertigung oberhalb von 200 GHz eine erhebliche Herausforderung dar. Zunehmende Verluste im Hohlleiter und die noch nicht zur Verfügung stehende Verstärkertechnik stehen jedoch aktuell einer Entwicklung von Linsen oberhalb von 400 GHz entgegen.

5.1 Designparameter

Die Linse hat 32 Strahler, die als offene Hohlleiter in einem Abstand von 0,62 Wellenlängen angeordnet sind. Sie wurde im TE-Design realisiert. In einem ersten Schritt wurde eine Linse mit 5 Antennendiagrammen angefertigt, die in 10-Grad-Schritten den Frequenzbereich von ± 20 Grad abdeckt. Da es bei der ersten Fertigung durch einen Fehler in einer der Achsen zu leichten Fertigungsschwankungen kam, wurde eine zweite Linse mit identischen Entwurfsparametern angefertigt. Im Unterschied zum ersten Linsenentwurf wurde der Entwurf auf 9 Antennendiagramme erweitert, die den Winkelbereich von ± 20 Grad in 5-Grad-Schritten abdecken. Der verwendete Hohlleiter ist vom Typ WR04 und deckt den Frequenzbereich von 170 bis 260 GHz ab. Damit liegt die Designfrequenz am oberen Ende des Hohllei-



a) Berechnete Verluste für einen WR05-Hohlleiter.



b) Berechnete Verluste für den Bereich der Parallelplattenleitung.

ACP5080/Aluminium/Gold/Kupfer/Silber

Abbildung 58: Verluste in einer WR05-TE-Linse für den Frequenzbereich von 200 bis 220 GHz.

¹⁷ Kommerziell verfügbar sind heute Hohlleiterlösungen bis 2 THz. Insbesondere im Frequenzbereich bis zu 1 THz gibt es verschiedene kommerzielle Anbieter auf dem Markt. Jedoch sind die Voraussetzungen für eine Fertigung in diesem Frequenzbereich so hoch, dass eine kostengünstige Fertigung aktuell nicht möglich ist. Oberhalb von 100 GHz werden aktuell nur Kleinserien gefertigt.

terbandes. Die Fokuslänge der Linse beträgt $16 \lambda_g$, bei einem G/F -Verhältnis von 1,05, was eine optimale Ausrichtung der Hohlleiterports auf das Zentrum der gegenüberliegenden Kontur zulässt. Den bisherigen Festlegungen entsprechend kann für den Schwenkbereich und den Elementabstand das Auftreten von sekundären Hauptkeulen im nutzbaren Frequenzbereich ausgeschlossen werden. Der verbleibende Phasenfehler liegt unter 10^{-3} Wellenlängen und ist für die 10-Grad-Position am größten. Da der Phasenfehler gering ist und Einflüsse durch die Fertigung einen größeren Einfluss haben, kann der auf dem Entwurf beruhende Phasenfehler für die weiteren Betrachtungen vernachlässigt werden. Wegen der Größe der Linse ist deren Simulation mit der zur Verfügung stehenden Hardware nur sehr begrenzt möglich. Die weiteren Auslegungen stützen sich deswegen auf die Berechnung des Arrayfaktors. Für eine Linse mit entsprechender Anzahl von Antennenelementen ist ein Wirkungsgrad von 50 bis 70 % realistisch. Insbesondere im oberen Millimeterwellenbereich führt die Wahl zu Gunsten des spannungsarmen Aluminiums ACP5080 zu größeren Verlusten, als es für ein operatives System akzeptabel ist (s. Abbildung 58). Für den Testaufbau wird jedoch aus Gründen der einfachen Verarbeitung weiterhin Aluminium verwendet.

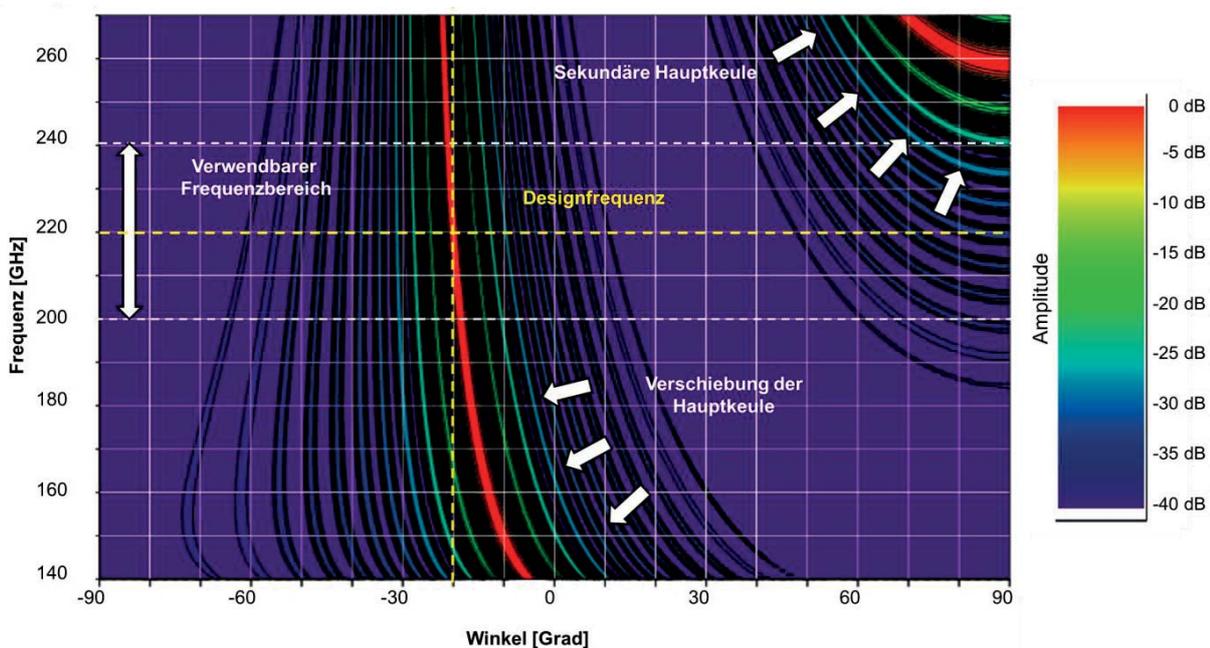


Abbildung 59: Berechnetes Antennendiagramm für eine 20-Grad-Auslenkung für das komplette Hohlleiterband.

Für das hier beschriebene Linsenlayout liegen die theoretischen Verluste bei ca. 2,75 dB. Hierbei wurde angenommen, dass die durchschnittliche Wegstrecke im Bereich der Parallelplattenleitung 30 mm beträgt, zuzüglich 150 mm im WR04-Hohlleiter. Würde die Linse vergoldet, wären die Verluste im Mittel um 1 dB geringer. Der Gewinn eines offenen Hohlleiters als Antenne für den Frequenzbereich liegt bei 5,6 dBi, der Gewinn der Gruppenantenne bei 32 Antennenelementen bei ca. 15 dB, sodass bei Gesamtverlusten von 5 bis 6 dB die Linse theoretisch einen Gewinn von 15 bis 16 dBi aufweisen müsste.

Die Breite des WR04-Hohlleiters beträgt lediglich 1,092 mm. Daraus resultiert eine Grenzfrequenz von ca. 137 GHz. Die Darstellung der Antennendiagramme für die 20-Grad-Auslenkung zeigt die massive Verschiebung der Position der Hauptkeule für den unteren Teil des Frequenzbandes. Am

Verlauf des Arrayfaktors zeigt es sich, dass der nutzbare Frequenzbereich zwischen 200 und 240 GHz liegt (s. Abbildung 59). Um den dispersiven Effekt der Hohlleitermode zu reduzieren, könnte ein Hohlleiter für ein niedrigeres Frequenzband verwendet werden, um die Linse dichter am oberen Ende des Frequenzbandes zu realisieren. Anbieten würde sich der Hohlleiter WR05, der das Frequenzband von 140 bis 220 GHz abdeckt. Jedoch gerät die verbleibende Stegbreite zwischen den Hohlleitern bei konstantem Abstand im Antennenfeld durch die größeren Hohlleiterabmessungen im Linsenbereich unter den kritischen Mindestabstand von 100 μm . In der Folge wird die Linse trotz der dispersiven Effekte mit einem WR04-Hohlleiter angefertigt.

Die Linse erreicht somit eine nutzbare Bandbreite von 18 %, bezogen auf die Designfrequenz von 220 GHz. Diese Abschätzung ist jedoch bei genauerer Betrachtung zu grob. Für den oberen Millimeterwellenbereich und insbesondere bei größeren Antennenfeldern wird ein exaktes Kriterium für die Nutzbandbreite benötigt. Hierbei erscheint es sinnvoll, die Verschiebung der Hauptkeule auf die 3-dB-Keulenbreite des Antennendiagramms zu beziehen und somit die Größe des Antennenfelds mit in die Abschätzung einzubeziehen. Für die Auslegung wird hier von einer Mittenfrequenz von 210 GHz ausgegangen und eine maximale Verschiebung der Hauptkeule von 30 % auf die 3-dB-Keulenbreite angestrebt. Die Linse erreicht bei einem zulässigen Winkelfehler von $\pm 0,5$ Grad und bei einer 3-dB-Keulenbreite von ca. 2,5 Grad theoretisch eine Systembandbreite von ca. 10 GHz. Somit sinkt die nutzbare Bandbreite für diese Linse unter den verschärften Randbedingungen auf unter 5 %.

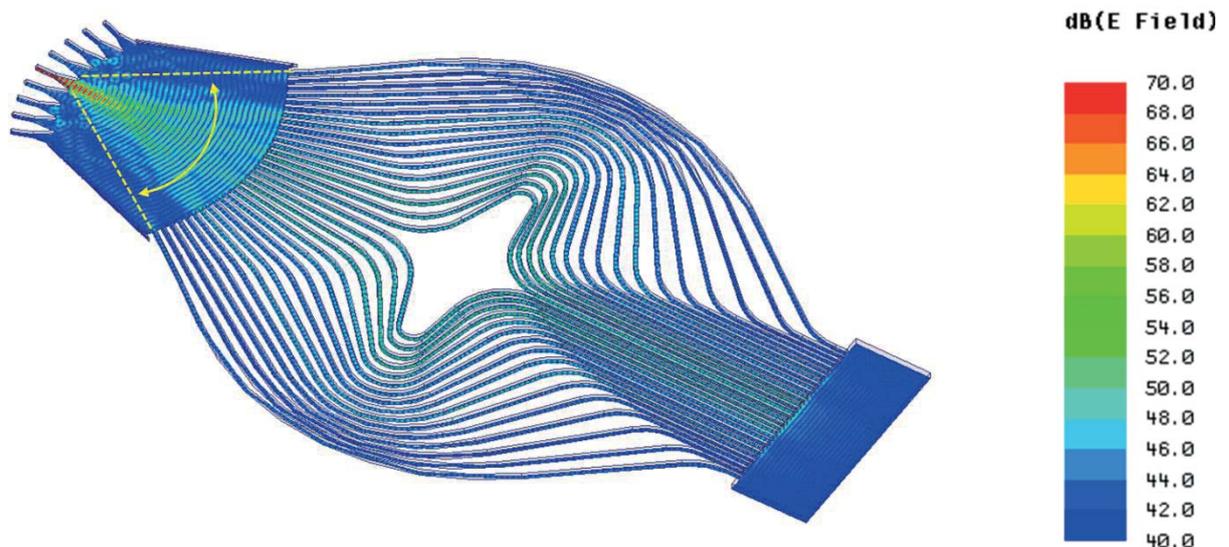


Abbildung 60: Feldverteilung für die Einspeisung am mittleren Port für die 0-Grad-Auslenkung.

Für die Auslegung der Linse und insbesondere für den Wirkungsgrad kommt — wie bereits im Kapitel 4.3 ausgeführt — den Hornstrukturen eine besondere Bedeutung zu. Sie wurden mit 250 μm für Δx und 1 mm für Δy auf der Fokuskontur für eine optimale Bündelung auf die gegenüberliegende Antennenkontur ausgelegt. Wegen der begrenzten Fläche konnte die Aufweitung lediglich auf der Fokuskontur durchgeführt werden, die Speiseports auf der Antennenkontur werden nicht aufgeweitet. Abbildung 60 zeigt die Feldsimulation für die Einspeisung am zentralen Port. Dem dargestellten Verlauf der Feldverteilung kann entnommen werden, dass die Leistung der eingespeisten Energie sich auf die zentralen Ports auf der Fokuskontur konzentriert. Dieses führt — wie schon von den Layouts im W-Band bekannt — zu einer gaußschen Amplitudengewichtung über das Antennen-

feld. In der Folge sinkt das Nebenzipfelniveau leicht. Für ein 32er-Antennenfeld wird ein Nebenzipfelniveau (Side-Lobe-Level „SLL“) von ca. -12,5 dB erwartet, durch die stärkere Fokussierung sollte dieses im gemessenen Antennendiagramm niedriger liegen.

Für die Auslegung großer Antennenfelder müssen die maximalen Weglängenunterschiede zwischen den Leitungen minimiert werden. Das ist, wie bereits in den vorherigen Kapiteln beschrieben, notwendig, um die Dispersion durch die Verbindungsleitungen zwischen Antennenfeld und Antennenkontur zu vermindern. Im hier beschriebenen Layout liegen die zu realisierenden Weglängenunterschiede zwischen 1 μm und maximal 397 μm . Positiv hierbei ist, dass der maximale Weglängenunterschied am äußeren Rand des Antennenfeldes erreicht wird und der Weglängenunterschied zu den äußeren Ports hin wieder auf 200 μm sinkt. Dies erleichtert die Leitungsführung deutlich und zeigt sich insbesondere in dem Verhältnis von Antennenkontur zur Breite der Linse, welches mit ca. 1:2 sehr niedrig liegt.

Für die Konstruktion der Linse existieren weitere Parameter, die insbesondere für den oberen Millimeterwellenbereich immer mehr an Bedeutung gewinnen. Die Konstruktion der Absorbertaschen wurde bereits im Kapitel 3.2 ausführlich beschrieben. Die wesentlichsten Vorgaben sind im Layout umgesetzt. Die Absorbertasche wurde möglichst großflächig ausgeführt, während auf rechte Winkel verzichtet wurde. Des Weiteren wurde die Oberfläche der Flachabsorber mit einem Skalpell zu kleinen Dreiecken strukturiert (s. Abbildung 61).

Die Rotman-Linse selbst wird, wie ausgeführt, komplett in eine Platte aus spannungsarmem Aluminium gefräst. Der Deckel selber weist keine Strukturierung auf und wird mittels der rot markierten Gewindelöcher mit dem Linsenblock verschraubt. Um Verschiebungen zwischen dem Deckel und dem Linsenblock während des Verschraubens zu minimieren, wird die Position der beiden Aluminiumblöcke mit 2 Passstiften fixiert. Die beiden Platten werden mit M3-Inbus-Schrauben miteinander verbunden. Dem Übergang zwischen den beiden Aluminiumblöcken kommt dabei eine zentrale Bedeutung zu. Beim Verschrauben der beiden Seiten besteht insbesondere an den ausgefrästen Hohlleiterkanten die Gefahr, dass die Platten nicht überall bündig aufliegen und durch die verbleibenden Spannungen im Material ein Luftspalt entsteht.

Um die hieraus resultierenden Verluste zu vermeiden, müssen die Verschraubungspunkte über den gesamten Bereich der Linse gleichmäßig verteilt werden. Hierdurch sollen Luftspalte zwischen den beiden Platten vermieden werden. Auf der Fokussseite ist diese Forderung dank der wenigen Hohlleiter im Layout einfach umzusetzen. Auf der Antennenseite besteht aufgrund der Leitungsführung und des geringen Elementabstands keine Möglichkeit, zwischen Hohlleitern zusätzliche Verschraubungspunkte zu setzen. Lediglich im Zentrum der Verbindungsleitungen entsteht durch die Spiegelsymmetrie der beiden Seiten ein rhombusförmiger Bereich, in dem Verschraubungspunkte gesetzt werden können.

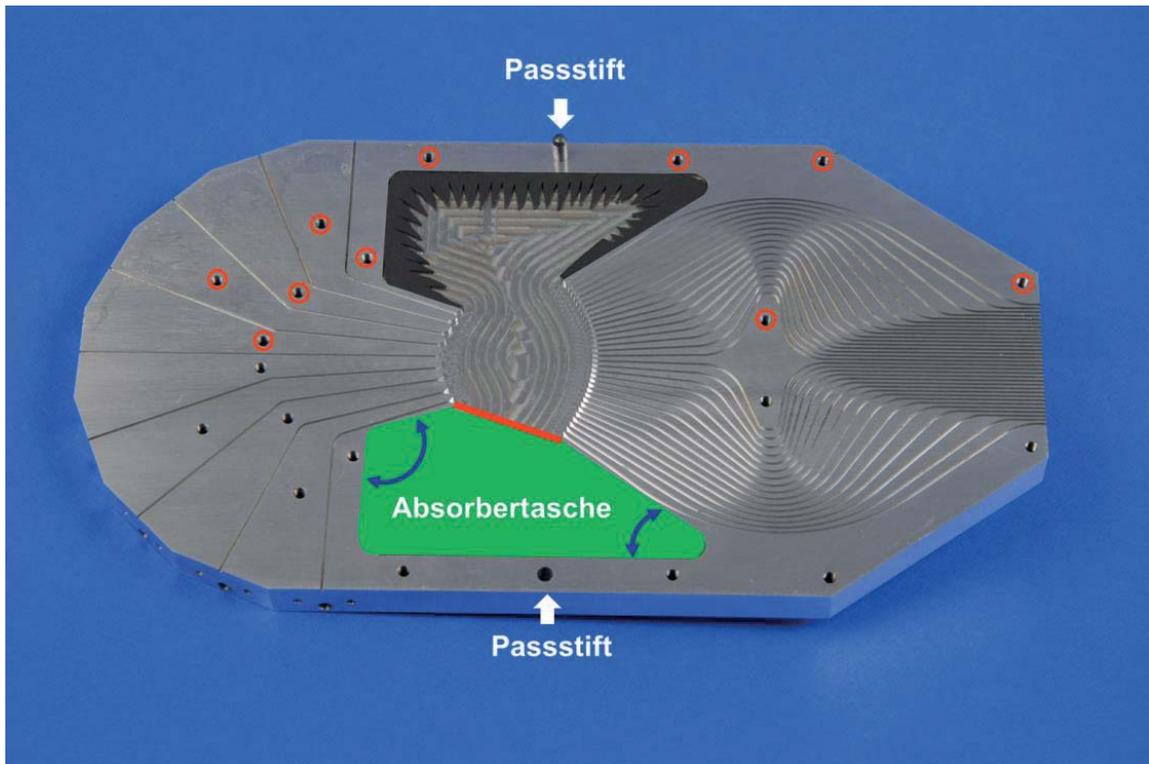


Abbildung 61: Foto der gefertigten Linsen. Farblich markiert sind die kritischen Konstruktionspunkte. Mit Grün ist der Bereich der Absorbertaschen markiert, und die Gewindelöcher zum Verschrauben der Linse sind Rot markiert.

5.2 Messergebnisse

Zur Durchführung der Messungen wurde, wie im W-Band, ein vektorieller Netzwerkanalysator verwendet. Da Module zur Frequenzerweiterung nur im Frequenzbereich von 140 bis 220 GHz zur Verfügung standen, konnten die Module nicht direkt angeschlossen werden. Um Fehlanpassungen zu vermeiden, wurde ein Hohlleiterübergang von WR05 auf WR04 verwendet. Hierbei wird die Linse auf einem Drehstand montiert und in einem Winkelbereich von ± 90 Grad in 0,25-Grad-Schritten geschwenkt. Zusätzlich wird die Anpassung für die einzelnen Hohlleiterports vermessen. Dargestellt sind die Ergebnisse für 210 GHz, um die Mittenfrequenz des angestrebten Frequenzbandes zu betrachten. Die Antennendiagramme zeigen eine symmetrische Charakteristik (s. Abbildung 62). Da die Linse für die Designfrequenz von 220 GHz entwickelt wurde, weichen die äußeren Ports, wie abgeschätzt, bereits leicht von der Sollposition ± 20 Grad ab. Die Abweichung der Maximalpegel voneinander liegt bei 1 bis 2 dB und ist noch ausreichend. Der gemessene Gewinn liegt im Mittel für die einzelnen Antennenpositionen um 9 bis 8 dB niedriger. Dies deutet auf zusätzliche Verluste hin, die bisher nicht erfasst wurden. Eine optische Inspektion der gefertigten Linse erbrachte einen leichten Höhenversatz im Bereich der Hohlleitereinspeisung. Zur Herstellung der Linsen werden Fräser mit unterschiedlichen Durchmessern eingesetzt. Insbesondere die Hohlleiter sowie die Hornstrukturen werden üblicherweise mit einem geringeren Durchmesser gefräst. Die Schnittgeschwindigkeit der Fräsmaschine wird dabei – neben den Materialparametern – durch den Durchmesser des Fräasers bestimmt. Während im unteren Millimeterwellenbereich der hieraus resultierende Höhenversatz weitestgehend vernachlässigt werden kann, kommt es bei kleiner werdendem Hohlleiterdurchmesser, prozentual betrachtet, zu einem größeren Höhenversatz. Bereits bei den Hohlleiterlinsen im W-Band hatte sich gezeigt, dass sich Fertigungsfehler in diesem

Bereich negativ auf die Gesamtleistung der Linse auswirken. Der deutliche Anstieg der Verluste deutet auf eine höhere Empfindlichkeit der Linse gegenüber Fertigungsschwankungen hin. Ein Ausweg könnte die Fertigung der Linse mit konstanter Schnittgeschwindigkeit — unabhängig vom Fräsdurchmesser — sein, jedoch kann es in diesem Fall aufgrund der nicht optimalen Schnittgeschwindigkeiten zu unsaubereren Schnittkanten kommen. Für die Entwicklung von Linsen für höhere Frequenzbereiche ist es unbedingt erforderlich, deren Fertigung weiter zu optimieren.

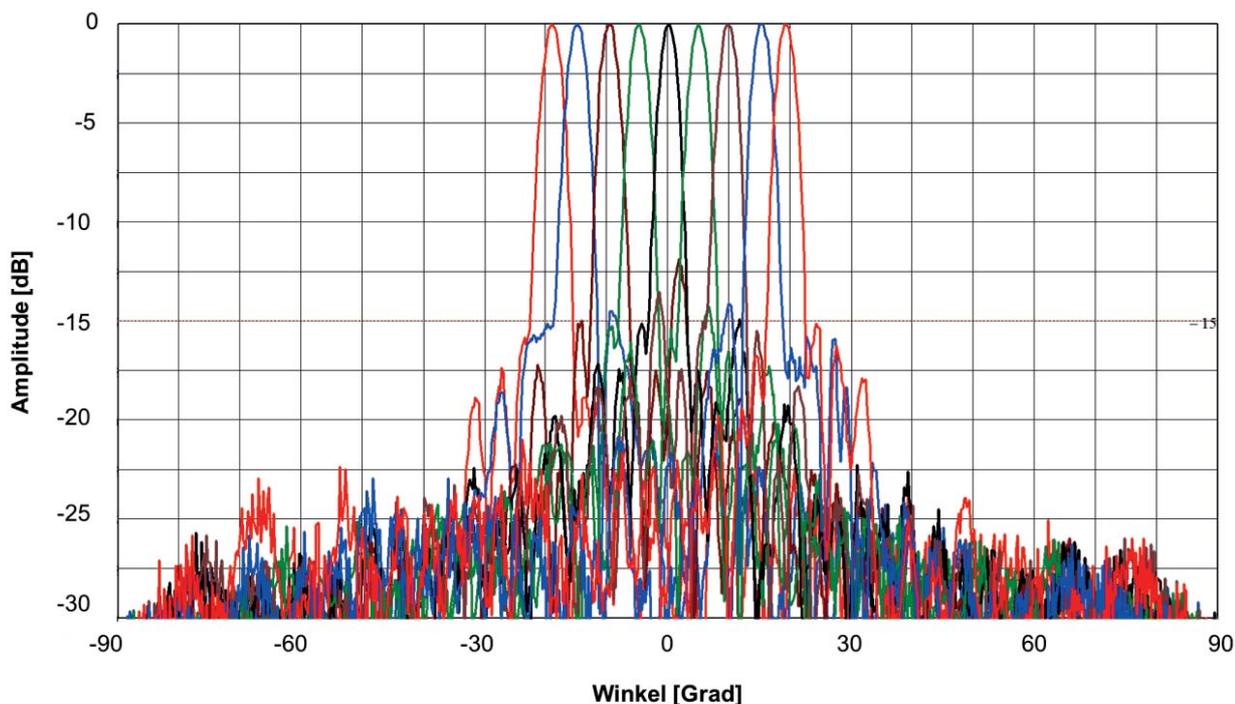


Abbildung 62: Gemessene Antennendiagramme für alle 9 Ports bei 210 GHz.

Einen Indikator für Fertigungsschwankungen bilden auch die Messungen der Anpassungen an den einzelnen Speiseports. Diese liegen über das ganze Frequenzband hinweg über 15 dB und entsprechen damit den Erwartungen aus den Simulationen der einzelnen Ports (s. Abbildung 63). Die beiden Ports S66 und S77 liegen jedoch teilweise deutlich über den restlichen Ergebnissen. Da die Linse spiegelsymmetrisch aufgebaut ist, sind Fertigungsschwankungen die wahrscheinlichste Ursache für dieses Verhalten. Als weiterer Nachteil für die Fertigung erweist sich die Verwendung des Hohlleiterflansches UG-387, der im oberen Millimeterwellenbereich einige Schwächen aufweist. Für diesen Frequenzbereich empfiehlt sich der Wechsel zum TRG-714 (MIL-F_3922/74-(5) 0.373“) [91], da dieser einen präziseren Übergang besitzt und somit eine bessere Wiederholgenauigkeit bei den Messungen erlaubt. Da keine HF-Simulationen mit ausreichend hoher Konvergenz durchgeführt werden konnten, ist nur ein Vergleich der gemessenen Antennendiagramme mit den berechneten Gruppenfaktoren möglich. Abbildung 64 zeigt einen solchen Vergleich.

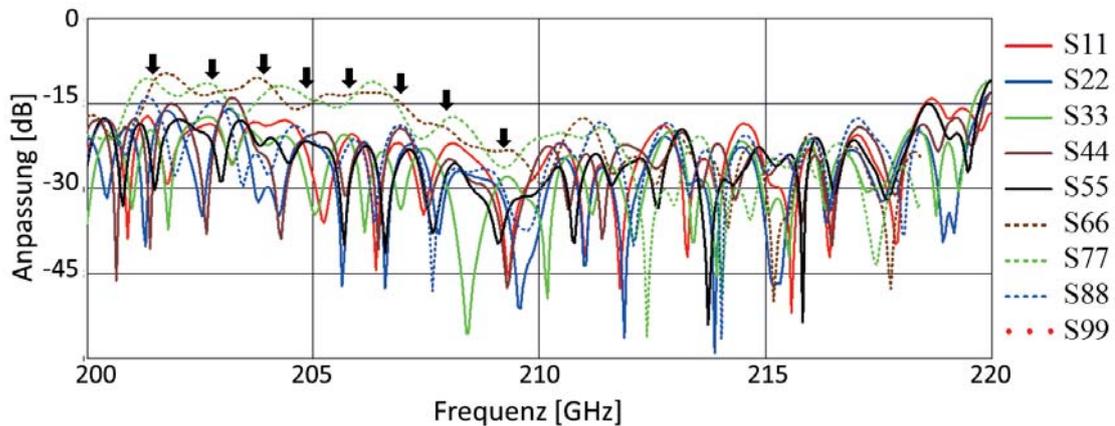


Abbildung 63: Gemessene Anpassung bei 200 bis 220 GHz für die 9 Speiseports auf der Fokusseite.

Im direkten Vergleich von berechnetem Arrayfaktor und der Messung stimmen die Position der Hauptkeule sowie der Verlauf des Nebenzipfelniveaus sehr gut überein. Der größere Abstand zwischen der Hauptkeule und dem ersten Nebenzipfel hat sich bereits in der Visualisierung der Feldverteilung angedeutet (s. Abbildung 60). In dem gemessenen Antennendiagramm ist das Nebenzipfelniveau etwas größer, als es aus der Berechnung des Gruppenfaktors hervorgeht. Zu den möglichen Ursachen gehören, neben Verkopplungen im Antennenfeld oder zwischen den Ports auf der Fokus- oder Speisekontur, Reflexionen aus dem Bereich der Parallelplattenleitung.

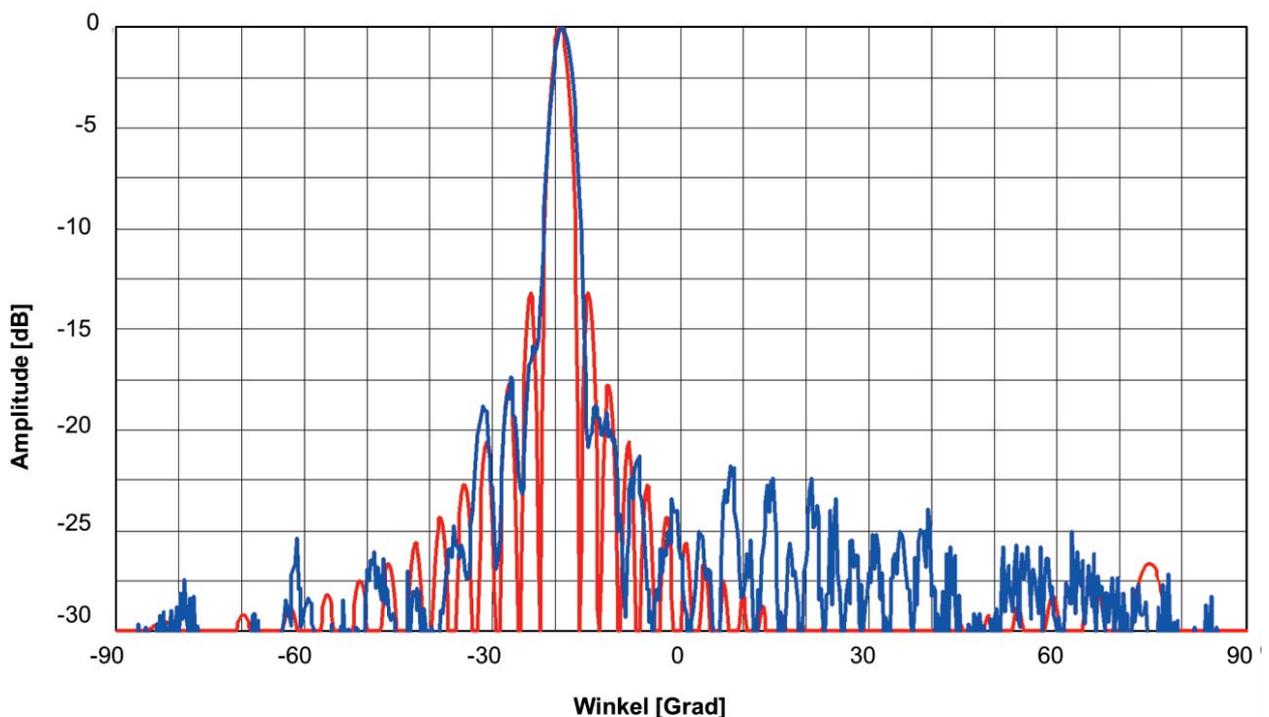


Abbildung 64: Vergleich des gemessenen Antennendiagramms (blau) mit dem simulierten Gruppenfaktor (rot) für -20 Grad.

Im vorliegenden Fall sind unerwünschte Reflexionen aus dem Bereich der Absorbertaschen am wahrscheinlichsten. Der Vergleich verdeutlicht noch einmal die gute Übereinstimmung des berechneten Gruppenfaktors mit dem gemessenen Diagramm. Die in Abbildung 65 dargestellten Anten-

nendiagramme zeigen die Frequenzbandmessungen von 200 bis 220 GHz für 2 exemplarisch ausgewählte Antennenpositionen. Die geringe Verschiebung der Hauptkeule für die -20-Grad-Position verdeutlicht die geringer werdende relative Bandbreite des TE-Designs bei gleichzeitig konstant großer absoluter Bandbreite. Zwischen 209 und 210 GHz kommt es zu einem Einbruch in der Hauptkeule. Deren Ursache hierfür kann ohne eine Feldsimulation nicht vollständig hergeleitet werden. Betrachtet man die gemessenen S-Parameter, ist kein Anstieg der Fehlanpassung nachzuvollziehen. Die Linse ist – im Gegenteil – bei ca. 209 GHz für alle Ports am besten angepasst und die Anpassung aller Ports liegt für diesen Frequenzbereich bei 20 dB. Da die Leistung weder reflektiert noch abgestrahlt wird, muss die eingespeiste Leistung in der Rotman-Linse verloren gehen. Eine Ursache können unerwünschte Reflexionen im Innenraum sein, die sich phasenrichtig überlagern und wieder auslöschen, jedoch sollten sich positive und destruktive Interferenzen für S11 in einer höheren Fehlanpassung zeigen. Wahrscheinlicher ist, dass ab 209 GHz höhere Moden im Bereich der Hornstrukturen angeregt werden.

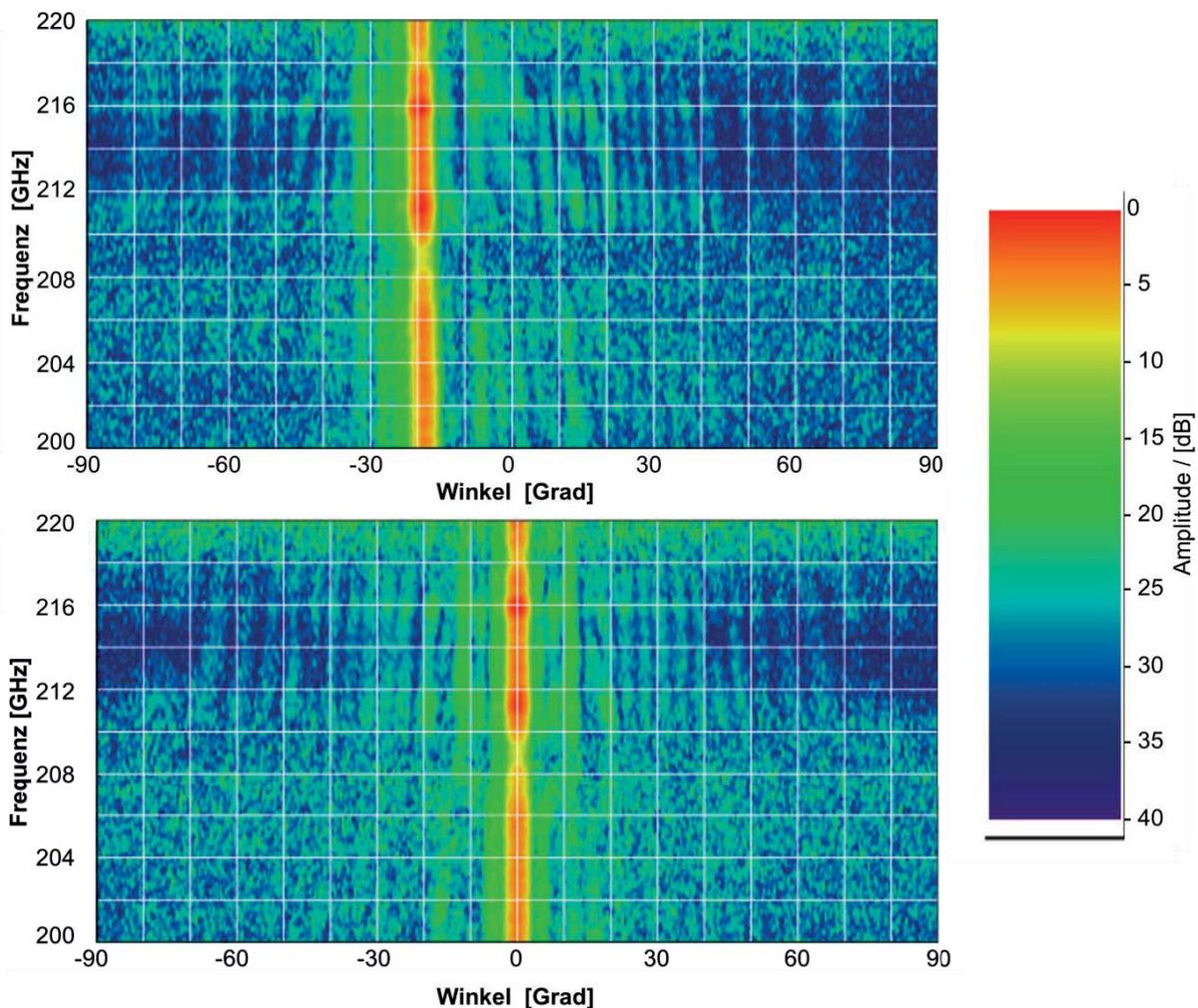


Abbildung 65: Frequenzbandmessung für die 0-Grad und die -20-Grad-Auslenkung.

5.3 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die erfolgreiche Fertigung der Rotman-Linsen für den Frequenzbereich bis 220 GHz zeigt die Eignung von Hohlleiterlinsen für den oberen Millimeterwellenbereich. Insbesondere die gute Über-

einstimmung von Arrayfaktor und gemessenem Antennendiagramm bestätigt die Robustheit der in den vorangegangenen Kapiteln vorgeschlagenen Entwurfs- und Optimierungsstrategien. Die Anforderungen an das Herstellungsverfahren steigen noch einmal erheblich, sodass alternative Fertigungsverfahren in die Überlegungen einbezogen werden sollten. Dieses zeigt sich insbesondere in den höheren Verlusten, die größer waren als ursprünglich berechnet. Mögliche Ursachen sind Fertigungsfehler. Jedoch kommt auch der Materialauswahl eine besondere Bedeutung zu. Der übliche Weg zur Reduzierung der Leitungsverluste ist das Vergolden der Hohlleiterstrukturen. Dieses erscheint aufgrund des hohen Aufwands — wie schon im W-Band — nicht realisierbar. Eine Alternative könnte die Fertigung von Rotman-Linsen in Silber sein. Jedoch verlieren Rotman-Linsen hierdurch ihren größten Vorteil als kostengünstiger Ersatz für voll elektronische Systeme. Des Weiteren stellt die Verarbeitung deutlich weicherer Materialien wie Silber höhere Anforderungen an die Frästechnik und vergrößert somit noch einmal den Fertigungsaufwand ganz deutlich.

Moderne Fräsmaschinen, wie die HSPC2216 von Kern, erreichen mit einer Spindeldrehzahl von $160000 \text{ U/min}^{-1}$ und speziellen Mikrofräsern Genauigkeiten von unter $1 \mu\text{m}$. Jedoch wird für entsprechend großflächige Fräsarbeiten die Beherrschung der Prozessparameter ein wichtiges Schlüsselkriterium, um die notwendige Qualität über die komplette Fertigung hinweg aufrechtzuerhalten. Insbesondere die Kontrolle des Werkzeugverschleißes ist von zentraler Bedeutung. Um die notwendige Güte herzustellen, darf das Ausgangsmaterial nicht länger als homogenes Werkstoffgefüge angesehen werden. Einschlüsse und Lunker wirken sich dabei direkt auf die Oberflächenqualität und den Werkzeugverschleiß aus. Spindeldrehzahl und Vorschub müssen dabei mit Parametern wie denen der Produktivität und der zulässigen Fehlerrate abgestimmt werden. Ein einfaches Skalieren der Techniken aus dem unteren Millimeterwellenbereich ist für den Submillimeterwellenbereich nicht möglich. Ein alternatives Fertigungsverfahren stellt das Laserstrukturieren dar, welches sich aus wirtschaftlichen Gründen allerdings nur für Linsenkonzepte oberhalb von 400 GHz eignet, da nur mit sehr geringem Materialabtrag gearbeitet werden darf.

6 2D-Schwenk der Antennenkeule mittels eines Linsenstapels

Rotman-Linsen erlauben das Auslenken der Antennenkeule — in einer Ebene — über einen weiten Winkelbereich. Ein Schwenk in zwei Dimensionen erscheint nur durch die Kombination von Rotman-Linsen mit mechanischen Schwenkeinrichtungen möglich. Die Herausforderung ist die Entwicklung eines Linsenkonzepts für einen 2D-Schwenk ohne mechanische Schwenkeinrichtung.

Für die weiteren Überlegungen wird eine Linse mit 5 Strahlungselementen für einen Elevationschwenk angenommen, mit der wir die Antennenkeule um 0 Grad, ± 10 Grad und ± 20 Grad auslenken können. Um in Elevation die Antennenkeule um +10 Grad auszulenken, wird auf der Fokussseite am entsprechenden Speiseport ein Signal eingespeist. Am Antennenfeld der Linse wird die Leistung nicht abgestrahlt, sondern die anliegende elektromagnetische Welle speist einen Stapel von weiteren 5 identisch aufgebauten Linsen, die orthogonal zu unserer ersten Linse angebracht werden. Somit speist jedes Antennenelement der ersten Linse einen Fokusport einer Linse des 5er-Stapels. Der Phasenoffset zwischen den Einspeisepunkten der Linsen des 5er-Stapels entspricht dabei exakt der Auslenkung für den Elevationschwenk. Mit dem zweiten Stapel möchten wir jetzt einen Schwenk in Azimut von z. B. 20 Grad machen und schließen das Antennenfeld der ersten Linse an die entsprechenden Fokusports der Linsen im 5er-Stapel an. Die Antennenelemente des Linsenstapels werden zu einem 2D-Antennenfeld angeordnet. Würde an den 5 Fokusports des Linsenstapels ein kohärentes Signal ohne Phasenoffset eingespeist, würde eine Antennenkeule entstehen, die entlang der Hauptachse der Linsen um +20 Grad ausgelenkt ist. Durch die erste Linse wird das Signal an den Fokusports jedoch mit einem Phasenoffset versehen. Der zusätzliche Phasenoffset zwischen den Linsen des 5er-Stapels führt zu der gewünschten Auslenkung in Elevation, und die Antennenkeule wird noch einmal um +10 Grad orthogonal zur Hauptachse des Linsenstapels ausgelenkt. Idealerweise würde man jeder Reihe von Fokusports des 5er-Linsenstapels eine eigene Speiselinse zuordnen, sodass 2 Linsenstapel miteinander kombiniert werden. Dabei würde die Auswahl der Linse des Speisestapels die Azimut-Auslenkung und die Auswahl des entsprechenden Fokusports in der Linse die Elevationsauslenkung der Antennenkeule bestimmen. Für jede Winkelauslenkung existiert somit exakt ein Speiseport. Durch die Kombination von 2 orthogonal angebrachten Linsenstapeln kann somit ein 2D-Schwenk realisiert werden. Exakt dieser Ansatz wurde 2002 bereits für Telekommunikationsanwendungen untersucht [20]. Kwok und Rao kombinierten 2 Stapel aus Mikrostreifenlinsen, um einen 2D-Schwenk zu machen, wobei sie ein Antennenfeld aus hexagonal angeordneten Rundhornstrahlern verwendeten, das über Kabel mit dem Linsenstapel verbunden wurde. Somit stellt sich die Frage, ob sich dieses Konzept in den Millimeterwellenbereich übertragen lässt.

6.1 Konzeptionelle Überlegungen zu einem kombinierten TE/TEM-Linsenstapel

In den ersten Überlegungen zum Aufbau eines Linsenstapels wurde davon ausgegangen, dass beide Linsenstapel im TE-Design gefertigt werden. Um den Stapel für den horizontalen und den vertikalen Schwenk zu kombinieren, müssten die einzelnen Hohlleiter mittels Hohlleitertwists verbunden werden. In Frequenzbereichen, in denen eine flexible, verlustarme und kostengünstige Verbindungstechnik zur Verfügung steht, hat eine solche Realisierung Vorteile. Im angestrebten Frequenzbereich von 90 bis 110 GHz sprechen mehrere Gründe gegen diese Auslegung des Arrays.

Die beiden wichtigsten sind dabei der technische Aufwand und die damit einhergehenden Kosten. Bei angestrebten 25 Blickrichtungen in einem 5-mal-5-Stapel müssen 25 Twists mit identischer Phasencharakteristik angefertigt werden. Da Twists üblicherweise nicht gefräst, sondern aus einem geraden Stück Hohlleiter gebogen werden (s. Abbildung 66a), kommt es auch bei gleicher Hohlleiterlänge zwischen den einzelnen Twists zu Abweichungen in der Phase. Da eine Montage der einzelnen Twists wegen des Platzbedarfs für die 25 Flansche nicht möglich ist, muss der Zusammenbau über 2 Montageplatten erfolgen, in denen die Hohlleiterraußendurchmesser bereits vorgesehen werden, sodass die Hohlleitertwists nur eingelötet werden müssen. Da die Löcher infolge der geringen Fertigungstoleranzen nicht gestanzt oder gelötet werden können, kann die Matrix aus Hohlleitern nur mittels Funkenerosion angefertigt werden. Dieses sehr aufwendige Verfahren stößt indes bei einer größeren Anzahl von Hohlleiterübergängen rasch an seine Grenze und ist bei einer Matrix von z. B. 10-mal-10-Übergängen kaum umsetzbar. Weiterhin muss in die Betrachtungen mit einbezogen werden, dass die Verbindungsmatrix aus Twists aufgrund der verschiedenen verwendeten Materialien (Aluminiumplatten, Hartlot und Hohlleitern, die üblicherweise aus Messing sind), über einen anderen Ausdehnungskoeffizienten verfügt als die beiden Linsenstapel aus Aluminium. Dadurch tritt über die Hohlleitermatrix ein zusätzlicher Versatz auf, der weitere Phasenfehler verursacht. Andere Nachteile dieses Ansatzes sind der größere Raumbedarf sowie das höhere Gewicht dieses Aufbaus. Da Rotman-Linsen insbesondere für den Einsatz als „Low Cost“-Systeme untersucht wurden, ist der Ansatz nicht weiterverfolgt worden. Aktuelle Entwicklungen zeigen jedoch, dass in 3D-Drucktechnik metallisierte Kunststoffe für Hohlleiterstrukturen für den Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich geeignet sind [92], [93]. Insoweit muss dieser Ansatz entsprechend der aktuellen Weiterentwicklung dieser Technologie bei zukünftigen Systemansätzen erneut in Betracht gezogen werden.

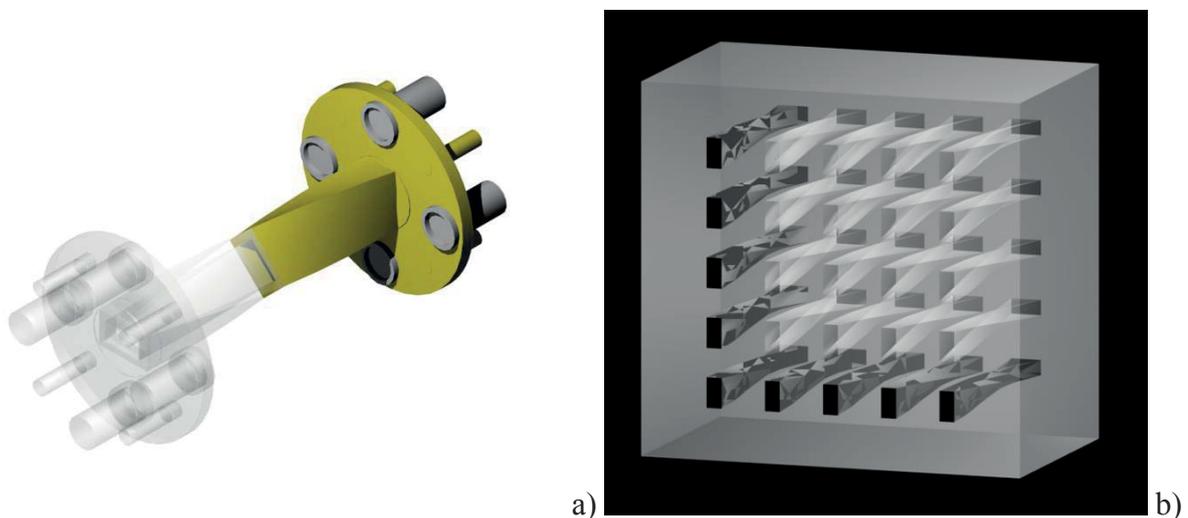


Abbildung 66: 3D-Skizze eines Hohlleitertwists a) sowie einer Matrix aus 25 Twists b).

Als Alternative wurde der Einsatz eines einzelnen Linsenstapels aus Rotman-Linsen erwogen, der über eine Schaltmatrix und Phasenschieber gespeist wird. Hierfür hätten die laufenden Arbeiten zum Aufbau einer phasengesteuerten Gruppenantenne genutzt werden können [94]. Die Auslenkung der Antennenkeule in Elevation wäre über die Phasenschieber realisiert worden, die Auslenkung in Azimut durch die Rotman-Linsen. Trotz einiger Vorteile hat dieser Ansatz 2 zentrale Schwachstellen: Der Einsatz der Phasenschieber, Leistungsteiler und Schalter begrenzt die Bandbreite des Gesamtsystems. Damit entfällt einer der wesentlichsten Vorteile des Einsatzes von Rot-

man-Linsen. Als zweiter nicht zu vernachlässigender Grund müssen die Verluste berücksichtigt werden. Für einen 4-Bit-Phasenschieber muss im W-Band mit 6 dB Einfügungsdämpfung gerechnet werden [94]. Leistungsteiler und Schalter tragen weitere 3 dB zu den Verlusten bei, die durch zusätzliche Verstärker kompensiert werden müssten, was zusätzliche Kosten verursacht. Des Weiteren existieren bisher keine kompakten, kommerziell verfügbaren Phasenschieber für den Frequenzbereich oberhalb von 110 GHz. Darum wurde auch dieser Ansatz verworfen.

Die Arbeiten im W-Band eröffneten die Möglichkeit, eine Linse im TE- oder im TEM-Design herzustellen. Hierbei sind die Hohlleiterorientierungen bereits orthogonal angeordnet, sodass ein Hohlleiterstapel im TE-Design und einer im TEM-Design gefertigt werden kann. Da nun ein Hohlleiterlinsenstapel über eine vertikale Ausrichtung der Hohlleiter verfügt und der zweite über eine horizontale, ist eine direkte Kopplung der beiden Linsenstapel ohne zusätzliche Twists möglich. Die Kopplung zweier Linsenstapel eignet sich insbesondere für asymmetrische Antennenfelder, bei denen die Zahl von Strahlungselementen in einer Ebene, Elevation oder Azimut deutlich größer ist als in der jeweilig anderen. In diesem Fall ist es möglich, die Linsen so zu gestalten, dass wenige Linsen ein möglichst großes Antennenfeld bilden und die Zahl der Linsen insgesamt minimiert werden kann (s. Abbildung 67).

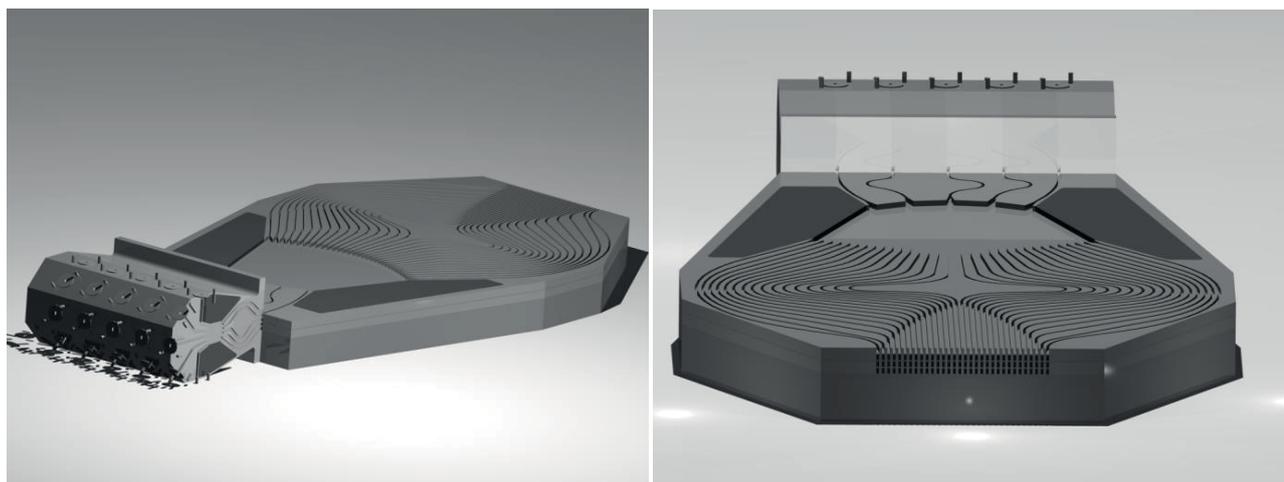


Abbildung 67: Erster Entwurf eines Linsenstapels mit einem aus 5 mal 32 Elementen bestehenden Antennenfeld.

Für den Aufbau der beiden Linsenstapel ist die Reihenfolge der Hohlleiterorientierung ein Schlüsselkriterium. Eng verbunden mit der Reihenfolge ist dabei die Auslegung des Antennenfeldes und damit einhergehend der zulässige Schwenkbereich der Anordnung. Nachfolgend wird hier zwischen dem Speisestapel, über dessen Hohlleiterports die einzelnen Antennenkeulen ausgewählt werden, und dem Antennenstapel, der das Antennenfeld bildet, unterschieden. In diesem Linsenstapel müssen die Elementabstände der Strahlungselemente im Antennenfeld realisiert werden.

Daraus resultiert die Forderung, dass die Höhe dieses Stapels dem Elementabstand im Antennenfeld entsprechen muss. Dabei muss der Elementabstand in den beiden Ebenen des Antennenfeldes nicht identisch sein. Für den ersten Entwurf wurden verschiedene Realisierungsmöglichkeiten diskutiert. Im Wesentlichen ist der Abstand zwischen den einzelnen Hohlleiterstrahlern, die das Antennenfeld bilden, durch die Hohlleiterabmessungen bestimmt. Im Fall eines WR-08-Hohlleiters ist dies 2,032 mm. Damit liegt der Abstand über dem einer halben Wellenlänge, der bei den ange-

strebten 100 GHz als obere Grenzfrequenz 1,5 mm beträgt. Da die Auslenkung auf maximal ± 20 Grad begrenzt ist, darf der maximale Abstand unter Berücksichtigung der Einzelelementcharakteristik zwischen zwei Strahlungselementen bei maximal 2,5 mm liegen.

Hierbei würde der Boden einer jeden Linse des Stapels den Deckel der darunterliegenden Linse bilden. Spannungsarmes Aluminium ist in der erforderlichen Stärke nicht verfügbar¹⁸. Ein solches Aluminium wird, wie bereits erwähnt, im Gegensatz zur sonst üblichen Verarbeitung nicht gewalzt, sondern gegossen. Durch das Gießen der Aluminiumplatten ist die kleinste verfügbare Plattenstärke zu dem Zeitpunkt 5 mm dick. Um Linsen mit Aluminiumplatten mit 5-mm-Wandstärke zu realisieren, wurde als Alternative eine Sandwichstruktur für den Linsenstapel in Betracht gezogen. In einem ersten Schritt werden die Oberflächen der Vorder- und der Rückseite der Linse überfräst, um eine ebene Fläche zu erhalten. Hierdurch wird die Materialstärke der Platte von 5 auf 4,5 mm reduziert. In einem zweiten Schritt wird in die Ober- und Unterseite der Aluminiumplatte jeweils eine Linse gefräst. Zur Trennung der einzelnen Doppellinsen wird eine Zwischenebene aus jeweils 0,5 mm starkem gewalzten Aluminium verwendet.

Da die Aluminiumbleche nur am Rand zugeschnitten werden und keine weiteren spannenden Arbeitsschritte – bis auf das Bohren der Löcher für die Verschraubungen und Passstifte – folgen, sind keine kritischen Verformungen im Material zu erwarten. Der Linsenstapel, der das Antennenfeld bildet, wird dabei im TE-Design ausgelegt. Diese Entscheidung beruht im Wesentlichen auf der Doppelstruktur der Linse. Bei einer TE-Linse liegt die Stegbreite zwischen den Hohlleitern für ein WR08-Design mit einer Hohlleiterabmessung von 1,016 mm und einem Elementabstand von 2 mm bei ca. 1 mm. Für eine TEM-Linse würde aufgrund der Hohlleiterabmessung von 2,032 mm ein Elementabstand von 2,5 mm angestrebt, entsprechend würde die Stegbreite zwischen den einzelnen Antennenports auf 0,5 mm sinken.

Dabei muss berücksichtigt werden, dass aufgrund der Leitungsführung der Hohlleiter zwischen der Antennenkontur und dem Antennenfeld Stegbreiten von 100 bis 200 μm auftreten können. Da für das Fräsen der zweiten Linse die Platte einmal umgespannt werden muss, wobei sie während des Fräsvorgangs auf der bereits gefertigten Linse aufliegt, besteht die Gefahr, die dünnen Stege zwischen den Hohlleitern zu verbiegen. Um dies auszuschließen, wurde zuerst für die Linsen des Antennenstapels ein Entwurf im TE-Design festgelegt und im Umkehrschluss für die Linse des Speisestapels ein TEM-Design. Die Skizze in Abbildung 68 verdeutlicht die orthogonale Anordnung der beiden Linsenstapel, sowie die Sandwichstruktur des Antennenstapels. Für diesen ersten Entwurf wurde ein Layout mit 32 Antennenelementen pro Ausgangslinse angenommen. Jedoch zeigte sich beim Anfertigen der Testlinse, dass die Antennenlinse auf der zur Verfügung stehenden Maschine nicht in ausreichender Präzision gefertigt werden konnte. Aus diesem Grunde muss der Linsenstapel für das Antennenfeld auf der Präzisionsfräsmaschine HSPC 2825 gefertigt werden. Aufgrund des geringeren Verfahrensweges muss eine Linse mit einer geringeren Anzahl von Antennenelementen für den Linsenstapel gewählt werden.

¹⁸ Die Alternative ist die Verwendung von gewalztem Aluminium, das in den entsprechenden Stärken verfügbar ist. Gewalztes Aluminium verformt sich jedoch bei spanender Verarbeitung sehr schnell; aus diesem Grund wurde die Verwendung von gewalztem Aluminium insbesondere für das Anfertigen der TE-Linsen in den ersten Layouts ausgeschlossen.

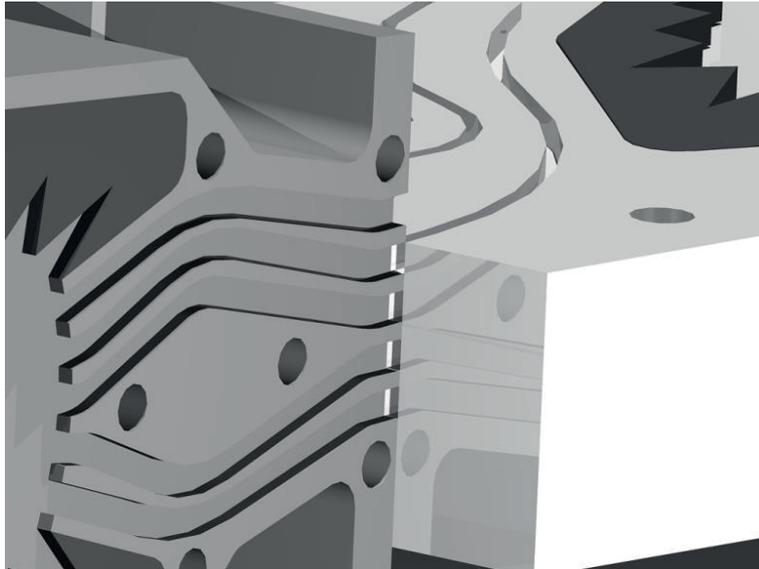


Abbildung 68: 3D-Skizze des Hohlleiterübergangs.

6.2 Doppellinse im TE/TEM-Design

Die Zielsetzung des ersten Entwurfs waren der reine Funktionsnachweis sowie das Austesten der einzelnen Fertigungsschritte (s. Abbildung 69). Aus diesem Grund wurde ein sehr einfaches Layout gewählt, das die Anzahl der Linsen im jeweiligen Stapel auf 5 begrenzt [95]. Eine hohe Zahl von Strahlungselementen erfordert in der Regel eine größere Fokusslänge, um den Phasenfehler zu minimieren und Konturverläufe zu generieren, die eine optimale Ausleuchtung der gegenüberliegenden Apertur zulassen. Für die angestrebte Doppellinse ist eine große Fokusslänge eine Schwachstelle im Entwurf. Es besteht das Risiko, dass sich infolge des hohen Materialabtrags im Bereich der Parallelplattenleitung Spannungen aufbauen. Diese könnten wegen der geringen Materialstärke zwischen den beiden Linsen zu Verformungen führen.

Durch die Reduzierung der Elementanzahl konnte eine Linse mit einer erheblich kleineren Fokusslänge gefertigt werden. Der kritische Bereich der Parallelplattenleitung reduzierte sich entsprechend um den Faktor 5. Gleichzeitig verringert sich der Abstand zwischen dem Zentrum der Antennenkontur und dem Antennenfeld um den Faktor 4 im Vergleich zum vorherigen Entwurf. Hieraus resultierten 2 Vorteile: Zum einen nahm die durch die Leitungslänge verursachte Dämpfung ab, und zusätzlich wurde es möglich, die komplette Linse auf der Präzisionsfräsmaschine der Firma Kern zu fertigen. Die Designfrequenz der Linse wurde auf 94 GHz festgelegt, da die meisten Radaranwendungen 94 GHz als Mittenfrequenz verwenden. Zugunsten der größeren Stegbreite wurde die Antennenlinse im TE-Design hergestellt. Die angestrebte Frequenzbandbreite von 90 bis 100 GHz erlaubt es, die Linse als WR10 oder WR08 auszuführen. Bei einer Hohlleiterbreite von 2,54 mm für den WR10-Hohlleiter ist es nicht möglich, die Linsen in einem Abstand von 2,5 mm anzuordnen. Folglich wurde das Layout für einen WR08-Hohlleiter ausgelegt, der lediglich eine Hohlleiterbreite von 2,032 mm hat.

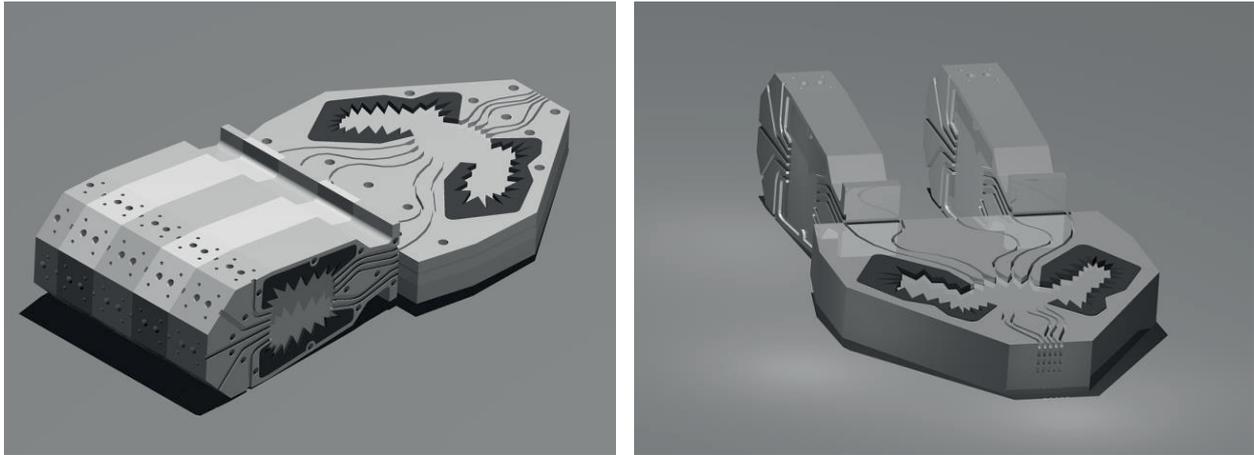


Abbildung 69: 3D-Skizze des überarbeiteten Linsenstapels.

Vor der Realisierung des kompletten Linsenstapels wurde das geplante Layout mit einigen Probelenzen und Teststrukturen überprüft. Hierbei zeigte es sich, dass unter den angestrebten Rahmenbedingungen das Verdünnen der spannungsarmen Aluminiumplatten von 5 auf 4,5 mm nicht gelang¹⁹. Wegen der Einschränkungen wurde entschieden, Aluminiumplatten mit 5 mm zu verwenden. Daraus folgte eine Vergrößerung des Elementabstands zwischen den Linsen, die das Antennenfeld bilden, und es konnte lediglich ein Elementabstand von 3 mm realisiert werden. Wegen dieses Abstandes in der Einspeiselinse sind größere Schwenkbereiche nicht realisierbar, ohne dass sekundäre Hauptkeulen auftreten. Darum wurde auf eine symmetrische Auslenkung der Antennenkeule in beiden Ebenen verzichtet und ein maximaler Schwenkwinkel von ± 20 Grad für die Antennenlinse bzw. von ± 10 Grad für die Speiselinse gewählt.

6.2.1 Antennenlinse im TE-Design

Die Hohlleiter im Antennenfeld werden in einem Raster von 3 mm mal 2 mm angeordnet. Für die Linsen, die den Antennenstapel bilden, ergibt sich somit ein Elementabstand von 2 mm. Die Linse wird mit einem G/F -Verhältnis von 1,05 gefertigt. Das Verhältnis erleichtert die Ausrichtung der Einspeisepunkte auf die jeweilig gegenüberliegende Apertur. Die Fokusslänge ist mit knapp 25,7 mm etwas geringer als die des einspeisenden Linsenstapels (s. Abbildung 70). Der durch das Fertigungsverfahren vorgegebene unübliche große Abstand von 2 mm zwischen den einzelnen Hohlleiterstrahlern muss bei der Ausgestaltung des Innenraums und der Hohlleiterübergänge berücksichtigt werden. Zur Vermeidung von Reflexionen an den Stirnflächen der Stege ist es notwendig, die Hohlleiterübergänge auf der Antennenkontur sowie die Einspeisepunkte auf der Fokuskontur aufzuweiten. Durch die Aufweitung des Hohlleiters von 1,016 auf ca. 2 mm werden weitere Moden ausbreitungsfähig. Da diese jedoch im Hohlleiter nicht weiter ausbreitungsfähig sind, treten

¹⁹ Hierfür war im Wesentlichen die längere Bearbeitungszeit im Zusammenspiel mit dem Temperaturgang innerhalb der Werkstatt der ausschlaggebende Grund. Zum Zeitpunkt der Fertigung des Linsenstapels zeigten sich in den Testlinsen erhebliche Schwankungen in der Fertigung. Als Folge musste das Layout kurzfristig vereinfacht werden. Da der reservierte Fertigungszeitraum nicht verschoben werden konnte und das nächste Zeitfenster für eine Fertigung erst in 12 bis 15 Monaten wieder zur Verfügung stehen würde, wurde entschieden, die spannungsarmen Aluminiumplatten nicht zu verdünnen. Die Doppellinsenstrukturen wurden direkt in die 5 mm starken Platten gefräst und die Einkoppellinse in der Zwischenzeit für den neuen Abstand von 3 mm berechnet.

sie primär durch einen niedrigeren Wirkungsgrad der Linse in Erscheinung. Die größere effektive Apertur kompensiert dabei einen Teil der Verluste.

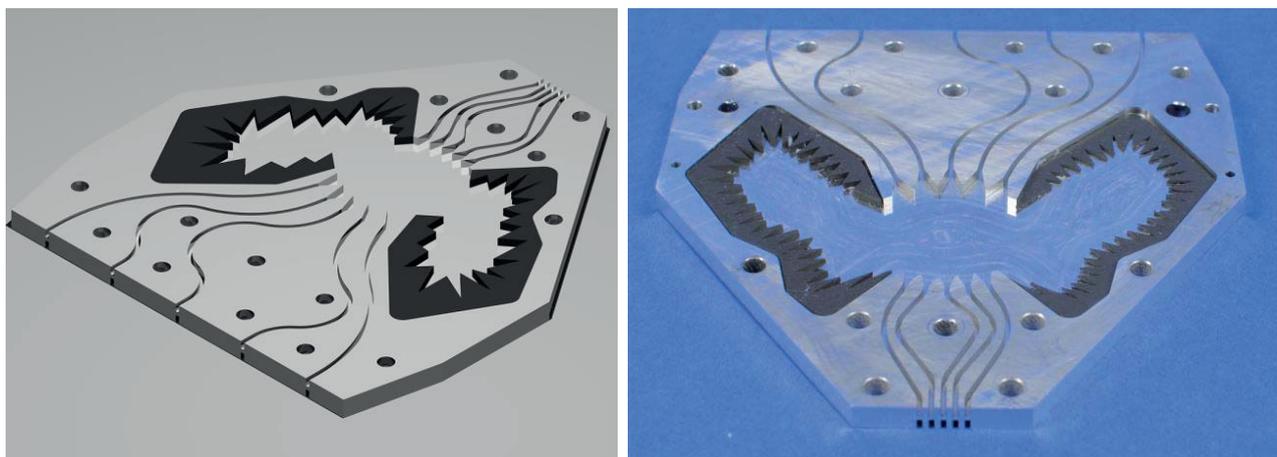


Abbildung 70: 3D-AutoCad-Zeichnung und Foto der Antennenlinse.

Die bessere Bündelung spiegelt sich nicht nur in einer besseren Anpassung wieder, sondern führt auch dazu, dass der Wirkungsgrad der kompletten Linse deutlich gesteigert werden kann. Für die Abschätzung des Wirkungsgrades wird der simulierte Antennengewinn betrachtet (s. Abbildung 74 linke Seite). In der Simulation wird ein theoretischer Antennengewinn für eine Linse aus verlustfreiem Material von 12dBi erreicht. Auf Basis des Gewinns eines einzelnen Hohlleiters kann eine grobe Abschätzung des Wirkungsgrades erfolgen. Der Gewinn eines einzelnen offenen Hohlleiters – für einen WR08-Rechteckhohlleiter – liegt für die Designfrequenz von 94 GHz bei ca. 6 dBi. Der Gewinn des Arrayfaktors liegt bei ca. 7 dB, was theoretisch einem Antennengewinn von 13 dBi entsprechen würde. Damit wäre die Linse nahezu verlustlos.

Setzte man den simulierten Wert an, betrüge der Verlust der Linse 1 dB. Bei dieser Betrachtung werden Leitungsverluste nicht berücksichtigt. Die Differenz zum theoretisch erreichbaren Gewinn entsteht im Wesentlichen durch Verluste im Bereich der Parallelplattenleitung. Aus Kapitel 4.3.3 ist bekannt, dass typischerweise zwischen 20 und 50% der Leistung dort verloren gehen. Verluste durch Phasenfehler, die zu einer Defokussierung der Antenne im Fernfeld führen, können dank des Linsendesigns weitestgehend ausgeschlossen werden. Der maximale Phasenfehler wird bei einer Auslenkung von ± 10 Grad erreicht und liegt unter 10^{-4} einer Wellenlänge bezogen auf die Designfrequenz. Bei der Konstruktion der Absorbertaschen wird versucht, den zur Verfügung stehenden Platz optimal auszunutzen und die Grundfläche der Taschen zu maximieren. Auf rechte Winkel wird verzichtet, und der Flachabsorber wird strukturiert. Das Layout hat einen sehr geringen verbleibenden Phasenfehler. Es werden jeweils zwei Doppellinsen gefertigt sowie eine Linse in einer 20 mm starken Aluminiumplatte, die gleichzeitig die Bodenplatte bildet. Für den Deckel der Sandwichstruktur wird ebenfalls eine 20 mm starke Aluminiumplatte verwendet. Die gesamte Anordnung wird von Passstiften fixiert und komplett verschraubt. Die Hohlleiterleitungen auf der Fokusseite haben alle die gleiche Länge. Sie stellen die Verbindung zu den Speiselinsen des ersten Linsenstapels dar. Da es sich bei der Antennenlinse um ein TE-Design handelt, muss bei der Auslegung der Linsenparameter die Verschiebung der Antennenkeule über das Frequenzband berücksichtigt werden. Betrachtet man den Verlauf des Antennendiagramms über das komplette F-Band von 90 bis 140 GHz, so zeigt sich die Verschiebung insbesondere für die Auslenkung bei 20 Grad deut-

lich (s. Abbildung 71). Reduziert man die Bandbreite auf den angestrebten Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz, so erweist es sich bei den Berechnungen des Gruppenfaktors, dass die Verschiebung aufgrund der relativ geringen Bandbreite und des Umstands, dass die Designfrequenz in der Bandmitte des angestrebten Frequenzbereichs liegt, moderat ausfällt. Die Verschiebung über das Frequenzband ist vorhanden, ist aber nicht so dominant, wie man es für ein entsprechend breitbandiges TE-Design erwartet hätte.

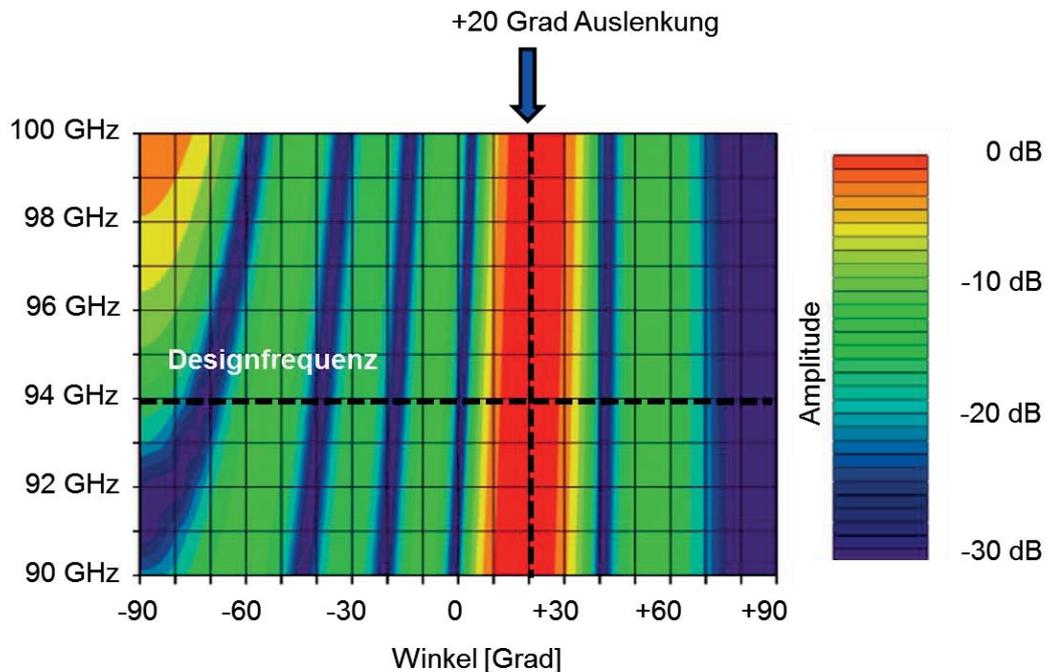


Abbildung 71: Berechneter Arrayfaktor der Antennenlinse von 90 bis 110 GHz für die maximale Auslenkung von +20 Grad.

In der Testanordnung ist dies der Tatsache geschuldet, dass aufgrund der geringen Zahl von Strahlungselementen die 3-dB-Keulenbreite mit ca. 20 Grad recht groß ist und Verschiebungen der Hauptkeule um ca. 2 Grad über das Frequenzband somit nur 10 % der Hauptkeule betragen. Wäre die Linse – wie ursprünglich geplant – mit einem 32er-Antennenfeld realisiert worden, wäre das Verhältnis Verschiebung der 3-dB-Keulenbreite zur Verschiebung der Sollposition an den Rändern deutlich ungünstiger gewesen und hätte berücksichtigt werden müssen. Da 2D-Linsenstapel besonders für asymmetrische Antennenfelder attraktiv sind, sollte bei vergleichbaren maximalen Schwenkbereichen in beiden Ebenen die TE-Linse zum Aufbau der kurzen Aperturseite verwendet werden. Der Anstieg des Nebenzipfelniveaus ab 96,5 GHz durch die sekundäre Hauptkeule kommt daher, dass die Hohlleiterstrahler in einem Abstand von 2 mm angeordnet wurden, um die Doppellinsen besser fertigen zu können. Infolge des Abfallens der Einzelelementcharakteristik des offenen Hohlleiterstrahlers zum Horizont der Apertur hin, ist dieser Anstieg im gemessenen Antennendiagramm jedoch vernachlässigbar. Zu beachten ist, dass – im Gegensatz zu allen bisherigen Linsenlayouts – die Leitungslänge auf der Fokussseite mit berücksichtigt werden muss. So müssen die Abstände zwischen den Einspeisepunkten an der Anschlussfläche einen Abstand von 20 mm haben und die Leitungslängen zwischen der Anschlussebene und der Fokuskontur exakt gleich sein, um keinen zusätzlichen Phasenoffset zu erzeugen.

6.2.2 Realisierung des Linsenstapels auf der Speiseseite im TEM-Design

Die Speiselinse wird unter Berücksichtigung des Abstands der Linsen im Antennenstapel für einen Antennenabstand von 3 mm neu berechnet. Die Fokusslänge beträgt 10,7 Freiraumwellenlängen (34,1 mm). Die Linse hat eine Gesamtlänge von knapp über 100 mm bei einer maximalen Breite von ca. 50 mm. Die mittlere Länge der Ausgleichsleitungen liegt bei 35 mm. Bei der Auslegung der Absorbertaschen wurde auf eine Schrägstellung der Seitenfläche geachtet. Die maximale Taschengröße wird begrenzt, damit genug Platz für die Montage der beiden Linsenstapel besteht. Um möglichst dicht am Hohlleiterübergang der beiden Linsenstapel verschrauben zu können, wird im Bereich der Ausgleichsleitungen eine Tasche ausgebildet, um den Zugang zu den Verschraubungspunkten zu gewährleisten (s. Abbildung 72 rote Pfeile).

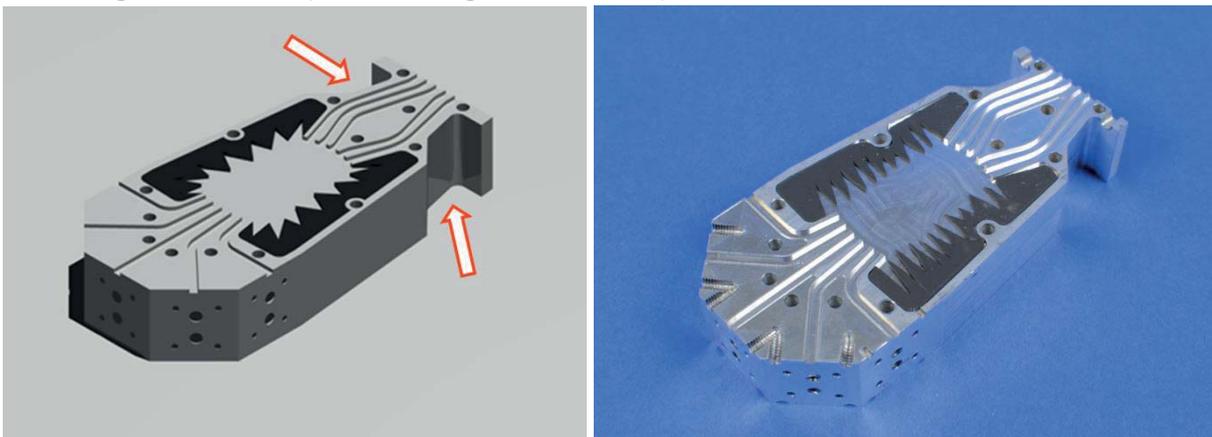


Abbildung 72: 3D-AutoCad-Zeichnung und Foto der Speiselinse, Die roten Pfeile markieren die Taschenpositionen mit den Verschraubungspunkten der beiden Linsenstapel.

Die 5 Speiselinzen werden als Einzellinsen gefertigt, wobei der Boden einer Linse jeweils den Deckel der nächsten Linse bildet. Die 5 Linsen werden mit einem zusätzlichen Deckel in einem Block verschraubt. Aufgrund des modifizierten Aufbaus ist der Abstand zwischen 2 Linsen im Antennenfeld nicht mehr konstant. Die Bodenplatte zwischen den Linsen einer Doppellinse ist 0,936 mm dick, die Wandstärke der Zwischenplatten aus gewalztem Aluminium genau 1 mm. Die unterschiedlichen Abstände zwischen den einzelnen Antennenpositionen werden in den Konstruktionszeichnungen berücksichtigt.

Die Anschlüsse der Linsen werden über Standard-Hohlleiterflansche UG387 realisiert. Dazu müssen die Linsen in 20 mm starke Aluminiumplatten gefräst werden. Die größere Materialstärke der Linsen führt zu einem Gewichtszuwachs von ca. 80 % gegenüber einem optimierten Aufbau²⁰. Die beiden fertig montierten Linsenstapel werden mit Passstiften fixiert und verschraubt. Für die Optimierung des Layouts ausschlaggebend waren der verbleibende Phasenfehler und die bei der Auslegung der Ausgleichsleitung zu realisierenden Weglängenunterschiede. Beide Werte konnten durch das gewählte Linsenlayout minimiert werden. Das G/F -Verhältnis konnte zu 1,003 gewählt werden; es erlaubt eine direkte Ausrichtung der Hohlleiterports auf der Fokuskontur auf das Zentrum der

²⁰ Durch den Einsatz reduzierter Hohlleiterflansche konnten schon Linsen mit lediglich 5 mm breiten Anschlüssen hergestellt werden. Da dies jedoch gleichzeitig erfordert, die Flansche der Hohlleitersümpfe umzugestalten, was einen erheblichen zusätzlichen Aufwand für die Fertigung darstellt, wurde darauf verzichtet, sodass man die Linsenanschlüsse mit Standard-UG387-Flanschen realisierte.

Antennenkontur. Die relativ große Fokuslänge von 34 mm ist durch den Platzbedarf der waagrecht angeordneten Hohlleiterports bedingt. Dank des größeren Abstands von 3 mm im Antennenfeld können die Hohlleiterübergänge als Hornstruktur angefertigt werden. Wie in Kapitel 5 wird auch hier eine Abschätzung des Wirkungsgrades auf Basis des Gewinns des offenen Hohlleiters versucht. Schätzt man den theoretisch erreichbaren Gesamtgewinn auf 13 dBi, belaufen sich die Verluste im vorliegenden Entwurf für einen simulierten Antennengewinn von 9 dBi auf ca. 4 dB.

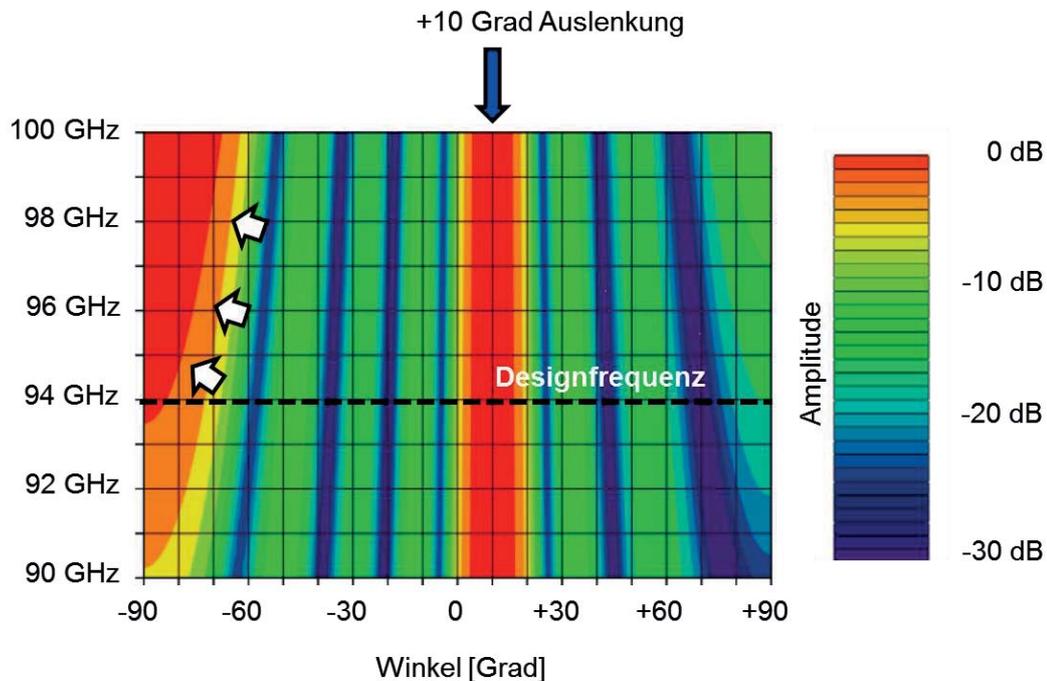


Abbildung 73: Berechneter Arrayfaktor der Speiselinse von 90 bis 100 GHz für die maximale Auslenkung von +10 Grad.

Der größere Elementabstand führt bereits bei der Designfrequenz von 94 GHz zu einem relevanten Anstieg des Nebenzipfelniveaus durch die sekundäre Hauptkeule. Als Konsequenz wurde die maximale Auslenkung der Antennenkeule auf ± 10 Grad begrenzt, da aufgrund der Einzelelementcharakteristik des offenen Hohlleiterstrahlers die sekundäre Hauptkeule teilweise unterdrückt wird. Unter Berücksichtigung der angestrebten großen Bandbreite treten schon bei geringen Auslenkungen sekundäre Hauptkeulen auf, die trotz Gewichtung mit der Einzelelementcharakteristik relevant werden (s. Abbildung 73). Der Elementabstand führt insgesamt zu einem Anstieg des mittleren Nebenzipfelniveaus. Die Simulation der Antennencharakteristik über das Frequenzband verdeutlicht den durch die Einschränkungen in der Fertigung notwendigen Kompromiss²¹.

²¹ Die Fertigungszeit des kompletten Linsenstapels liegt inklusive der Testlinsen bei ca. 6 Wochen. Aufgrund der langen Fertigungszeiträume und der auftretenden Schwankungen innerhalb der Fertigung war es notwendig, alle Linsen an einem Stück herzustellen. Darum konnte die Fertigung der Linsen nicht aufgeteilt werden, was eine Verschiebung des Fertigungszeitraums erschwerte. Zwischenzeitlich konnten die technischen Schwierigkeiten größtenteils ausgeräumt werden. Insbesondere die thermische Drift der Fräsmaschine konnte durch entsprechende Klimatechnik weitestgehend kompensiert werden. Ein weiterer Verbesserungsschritt war die zusätzliche Installation eines Kühlaggregats für die Kühlflüssigkeit. Beim Aufbau der Testlinsen zeigte es sich, dass die mittlere Fertigungsdauer von 6 bis 8 Stunden verstärkt zu Fehlern durch die thermische Drift der Maschinen führt. Trotz der erreichten Verbesserung bei der Fertigung der Linsen ist der Aufbau von Doppellinsen eine Schwachstelle im Entwurf der Linsenstapel.

6.2.3 Verifikation der berechneten Linsendesigns durch Messungen an Probelinsen

Um die Linsendesigns im Vorfeld zu überprüfen, wurde jeweils eine Probelinse angefertigt und vermessen, um die Ergebnisse mit der Simulation zu vergleichen. Die Linsen des ersten Speisestapels verfügen auf der Fokussseite über reguläre Hohlleiterflansche. Die Linsen des Antennenstapels können aufgrund der Doppellinsenstruktur nicht einzeln vermessen werden, so dass eine Referenzlinse angefertigt wird. Zuerst werden die Messungen der Antennenlinse mit den simulierten Antennendiagrammen verglichen (Abbildung 74). Der Vergleich der Antennendiagramme zeigt einen um 4 dB niedrigeren Antennengewinn als simuliert.

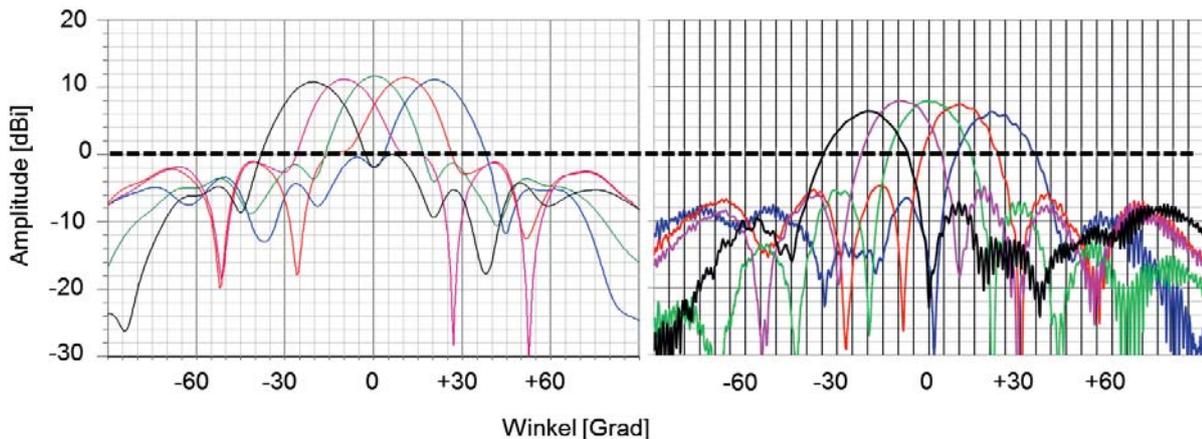


Abbildung 74: Vergleich von simulierten (linke Seite) und gemessenen (rechte Seite) Antennendiagrammen für die Antennenlinse. Messung und Simulation erfolgen bei 94 GHz.

Die Nullstellen der einzelnen Antennendiagramme liegen an den durch die Simulation berechneten Winkelpositionen. Die Simulation wurde mit einem perfekt leitenden Material vorgenommen, somit sind die Leitungsverluste nicht berücksichtigt. Überschlägt man für die mittlere Wegstrecke innerhalb der Linse die Leitungsverluste, ergeben sich für spannungsarmes Aluminium zusätzliche Leitungsverluste von ca. 1,5 dB über den Frequenzbereich. Damit sind die Verluste um ca. 2,5 dB höher als erwartet.

Es wird jedoch eine grundsätzlich gute Übereinstimmung der simulierten mit den gemessenen Antennendiagrammen erreicht. Dies deutet darauf hin, dass die zusätzlichen Verluste nicht auf eine Defokussierung des Antennendiagramms zurückzuführen sind, wie sie bei größeren Phasenfehlern typisch sind. Phasenfehler sollten zu einem deutlich erhöhten Nebenzipfelniveau sowie einer Verbreiterung der Hauptkeule führen. Das gemessene Nebenzipfelniveau liegt im Mittel bei 12 bis 13 dB und entspricht den aus der Simulation erwarteten Werten. Der Abfall in der Hauptkeule zwischen der 0-Grad-Position und der -20-Grad-Position liegt mit 1,5 dB in der von der Simulation prognostizierten Größenordnung (s. Abbildung 75).

Die Linse weist eine leichte Asymmetrie auf. Grundsätzlich weichen alle gefertigten Linsen etwas von der Spiegelsymmetrie ab. Da die Linsen spiegelsymmetrisch aufgebaut sind, kommen für Abweichungen von der Symmetrie nur solche im Herstellungsprozess infrage. Zwei weitere potentielle Fehlerquellen konnten durch zusätzliche Messreihen ausgeschlossen werden. Fehler durch die Messtechnik wurden ausgeschlossen, indem die Linsen um 180 Grad gedreht noch einmal vermes-

sen wurden. Die Abweichungen von der Spiegelsymmetrie spiegeln sich dabei mit. Abweichungen durch nicht identisch zugeschnittene Absorber konnten durch den Austausch der Absorber untereinander ausgeschlossen werden.

Neben Fertigungsfehlern bei der Herstellung der Linse ist das Anregen weiterer Moden bei der Parallelplattenleitung die wahrscheinlichste Ursache für die höheren Verluste. Trotz dieser Einschränkungen wird für den ersten Testaufbau das vorliegende Layout verwendet, da die Antennendiagramme ansonsten weitestgehend den simulierten und berechneten Diagrammen entsprechen. Im Vergleich mit dem theoretischen Gewinn eines analogen Antennenfeldes mit 13 dBi weist die Linse Verluste von 5 dB auf.

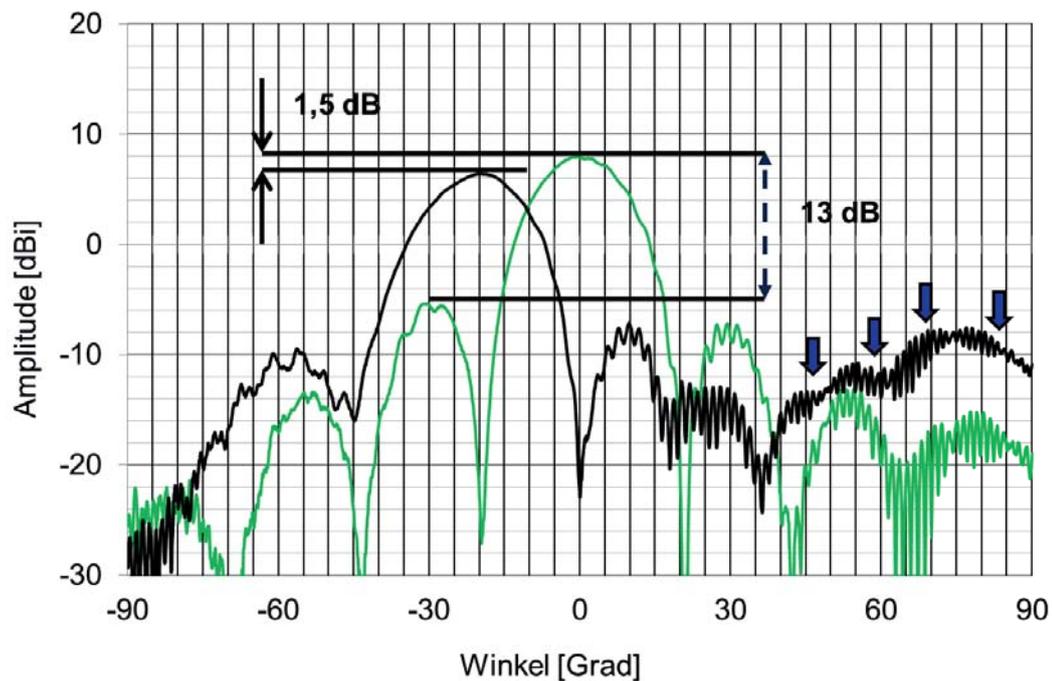


Abbildung 75: Gemessene Antennendiagramme für die 0-Grad- und die -20-Grad-Position.

Ein vergleichbares Bild zeigt die Messung der Speiselinse. Dominiert wird das Antennendiagramm durch das bereits in der Messung deutlich sichtbare höhere Nebenkeulenniveau, das durch den großen Elementabstand hervorgerufen wird. Die gemessenen Antennengewinne liegen ca. 2 dB unter den simulierten Werten (s. Abbildung 76). Schätzt man die zusätzlichen Leitungsverluste aufgrund der mittleren Weglänge innerhalb der Linse mit 0,75 dB ab, sind die gemessenen Verluste um ca. 1,25 dB höher als erwartet.

Neben Fertigungsfehlern bei der Herstellung der Linse ist die unzureichende Ausführung der Absorbertaschen die wahrscheinlichste Ursache für die Verluste. Es ist zu vermuten, dass der Absorber zu nah an den Bereich der Parallelplattenleitung heranreicht, was zusätzliche Verluste verursacht. Außerdem sind die Absorbertaschen nicht ausgeprägt genug, um die eingestrahlte Leistung vollständig zu absorbieren, sodass die reflektierte Leistung aus den Seitenbereichen mit dem direkten Ausbreitungspfad interferiert. Insgesamt weist die Linse somit 6 dB mehr Verluste als ein entsprechendes Antennenfeld mit 5 Strahlungselementen auf.

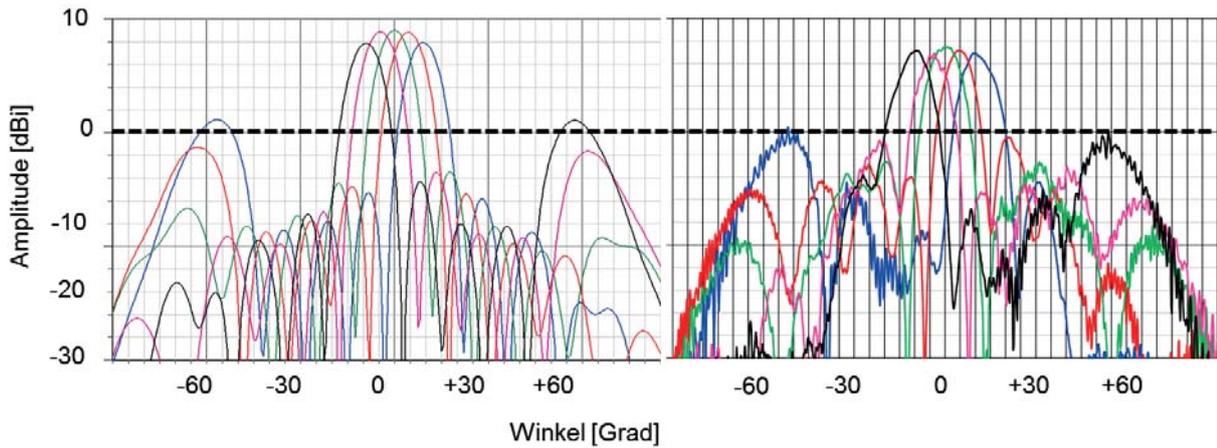


Abbildung 76: Vergleich von simulierten (linke Seite) und gemessenen (rechte Seite) Antennendiagrammen für die Linse auf der Einspeiseseite. Die Messungen und Simulationen erfolgten bei der Designfrequenz bei 94 GHz.

6.2.4 Mechanischer Aufbau des Linsenstapels

Der Erfolg eines 2D-Linsenstapels hängt — neben den reinen Linsenparametern — von dessen mechanischem Aufbau ab. Die einzelnen Linsen eines solchen Stapels werden zuerst zu einem Block zusammengesetzt, und in einem zweiten Schritt werden die beiden Stapel miteinander verschraubt. Insgesamt besteht die Speiseseite aus 5 einzelnen Linsen (s. Abbildung 77).

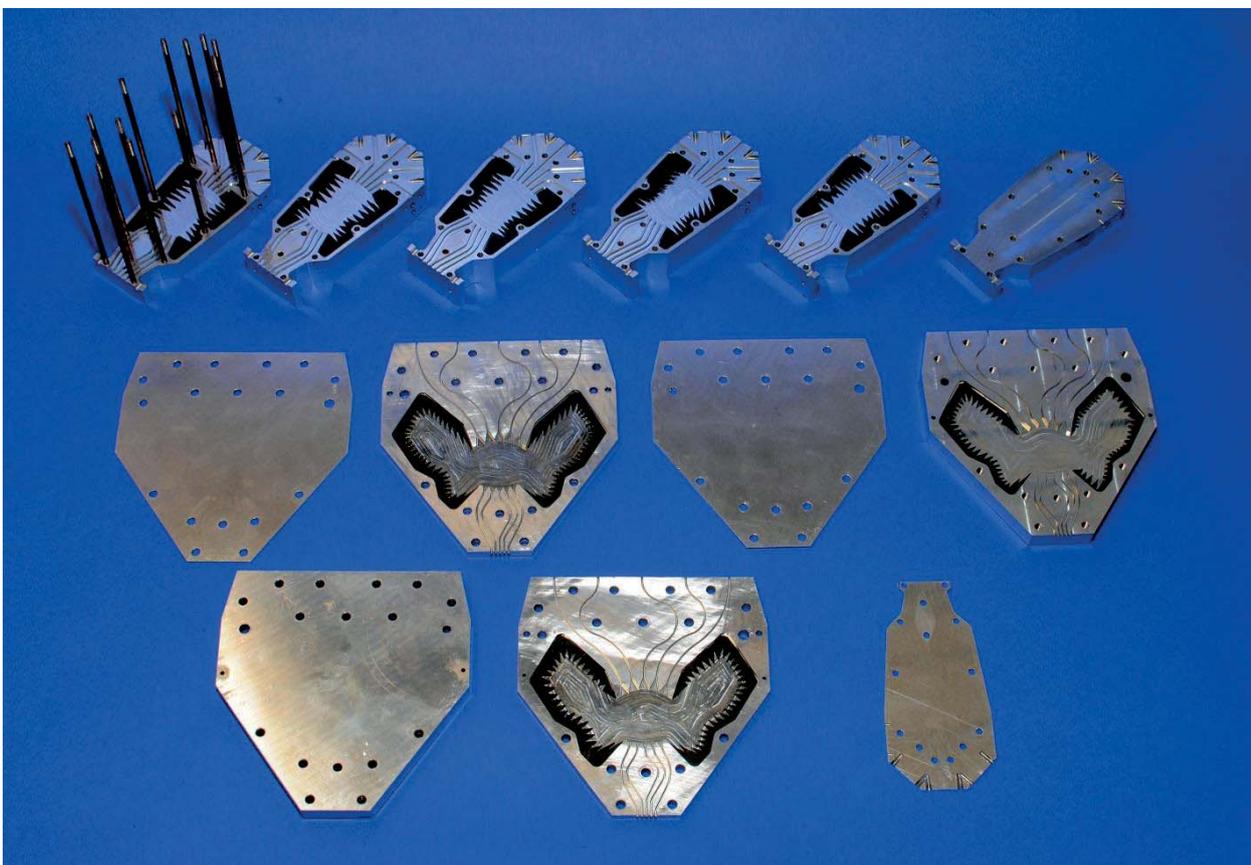


Abbildung 77: Foto des zerlegten Linsenstapels, bestehend aus 5 Linsen für die Speiseseite sowie 2 Doppellinsen für die Antennenseite und 1 Linse in der Bodenplatte und 2 Pufferplatten für die Doppellinsen.

Dabei bildet jede Linse den Deckel der vorherigen. Bei einer Linse kam es zu einem Fertigungsfehler, und der Linsenblock musste überfräst werden. Um den Höhenversatz auszugleichen, wurde eine Pufferplatte angefertigt. Die Linsen werden dabei mit Führungsstangen aneinandergereiht, optisch ausgerichtet und miteinander verschraubt. Vergleichbar verhält es sich mit dem Antennenstapel. In die Bodenplatte wird die erste Linse gefräst, dann folgen zweimal ein Pufferblech in einer Materialstärke von 1 mm sowie eine Doppellinse in einer von 5 mm. Abgeschlossen wird der Antennenstapel von einem Deckel. Beim Zusammenbau zeigten sich verschiedene Nachteile dieses Konzepts. Durch die Fehlerfortpflanzung beim Zusammenschrauben kommt es zwangsweise zu einem leichten Versatz der Hohlleiterports gegeneinander, was nachträglich nicht mehr ausgeglichen werden kann. Um Bauteile wie Hohlleitersümpfe, Signalquellen oder Mischer für die Messtechnik anschließen zu können, müssen die Hohlleiterflansche in einem Abstand von 20 mm angebracht werden. Damit liegen die beiden äußersten Hohlleiterports des ersten Stapels 80 mm auseinander. Gleichzeitig muss die Ausrichtung jedes einzelnen Hohlleiterüberganges zwischen den beiden Stapeln auf $\pm 10 \mu\text{m}$ genau erfolgen, da ein zu großer Versatz zwischen den Hohlleitern zu einem Phasenfehler führt. Zudem muss sichergestellt sein, dass an den Übergängen zwischen den Hohlleitern und den Bodenplatten des Linsenstapels bzw. der Pufferplatten keine Luftspalte entstehen, die zusätzliche Verluste verursachen können. Damit ist das hier vorliegende Konzept nur sehr begrenzt ausbaufähig.

6.2.5 Vermessung des Linsenstapels

Die ausgewählte Keulenposition wird als (X, Y) gekennzeichnet. X entspricht dabei der ausgewählten Speiselinse und bezeichnet den Azimut-Schnitt, Y ist die entsprechende Fokusposition der Antennenlinse und steht für den Elevations-Schnitt.

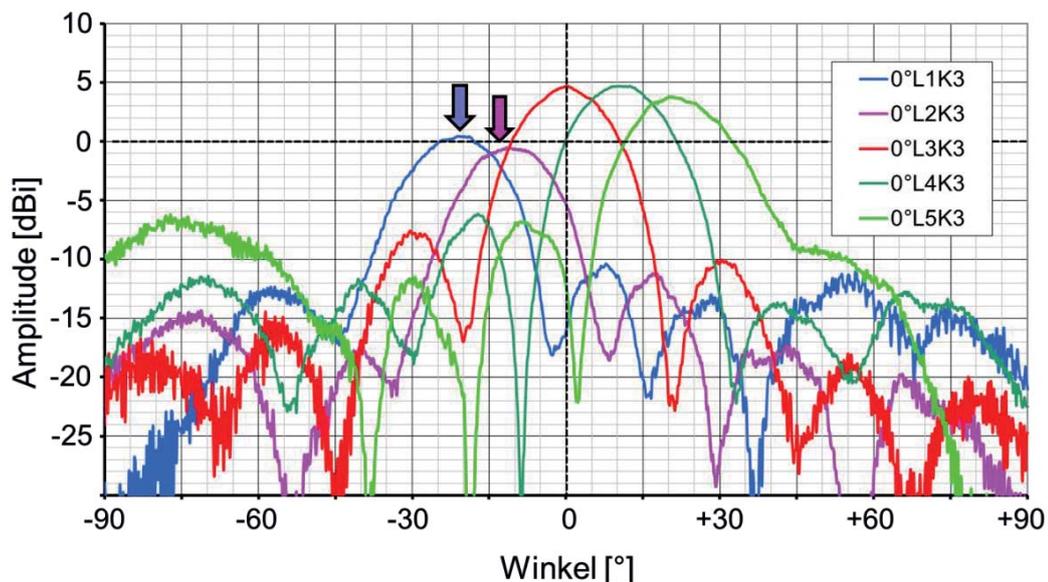


Abbildung 78: Gemessene Antennendiagramme für den Azimut-Schnitt bei 0 Grad und die Elevations-Schnitte von ± 20 Grad, ± 10 Grad und 0 Grad.

Die ersten Testmessungen wurden mit einem Drehtisch durchgeführt, auf dem der Linsenstapel montiert wurde und der manuell in 5-Grad-Schritten geneigt werden konnte. Der Linsenstapel konnte auf der Halterung um 90 Grad gedreht werden, sodass für die 25 Antennenpositionen jeweils

eine Messung als Elevation-Schnitt und ein Azimut-Schnitt durch das Maximum der berechneten Hauptkeule gefahren werden konnte. Die Messungen weisen jedoch starke Amplitudenschwankungen auf, und das erreichte Nebenzipfelniveau war deutlich höher, als es die Messungen an den Testlinsen bzw. die Simulationen hatten erwarten lassen (s. Abbildung 78). In den weiteren Untersuchungen zeigte es sich, dass die Antennendiagramme in Elevation einen Winkelfehler hatten. Als Folge wurde die Messung nicht im jeweiligen Maximum des Elevations-Schnittes durchgeführt, sondern entlang der Flanke der Hauptkeule. Die Halterungen des Drehtisches sowie der Aufbau des Linsenstapels erlaubten keine Schnitte durch die Elevationsebene. Der Drehtisch wurde mit einem manuellen Winkelsteller ausgestattet, und die Hauptmaxima wurden manuell eingestellt (s. Abbildung 79). Die gemessenen Antennendiagramme entsprechen nach dem Justieren den simulierten Ergebnissen. Die Beseitigung des Offsets erbrachte zwar die gewünschten Messergebnisse, ein Grund für diesen Offset konnte den Messungen jedoch nicht entnommen werden. Da die Elevations-Schnitte keinen Offset aufwiesen, konnte der Fehler nur durch den ersten Stapel verursacht worden sein, da hier die Azimut-Auslenkung eingestellt wird. Die Vermessung der einzelnen Linsen des ersten Stapels erbrachte jedoch keine Abweichungen in den Auslenkungen. Eine optische Vermessung zeigte allerdings, dass es bei den Positionen der Hohlleiter an der Schnittstelle vom ersten zum zweiten Stapel zu Abweichungen gekommen war. Die Verschiebung der Antennendiagramme war damit auf einen Offset bei den Hohlleiterpositionen zurückzuführen. Hierbei ergab sich ein maximaler Gewinn von 9 dBi im Antennendiagramm. Der maximal zu erwartende Gewinn liegt für ein Antennenfeld von 25 offenen WR08-Hohlleitern simuliert bei 22 dBi. Dies entspricht Verlusten von 13 dB. Aus den Messungen der Einzellinsen wurden die Verluste mit 6 und 7 dB geschätzt, was einem Gesamtverlust von 13 dB entsprechen würde. Somit lagen die Verluste im Rahmen der erwarteten Größenordnung. Um die Antennendiagramme möglichst vollständig zu vermessen, wurde ein 2D-Scanner entwickelt (s. Kapitel 9.3).

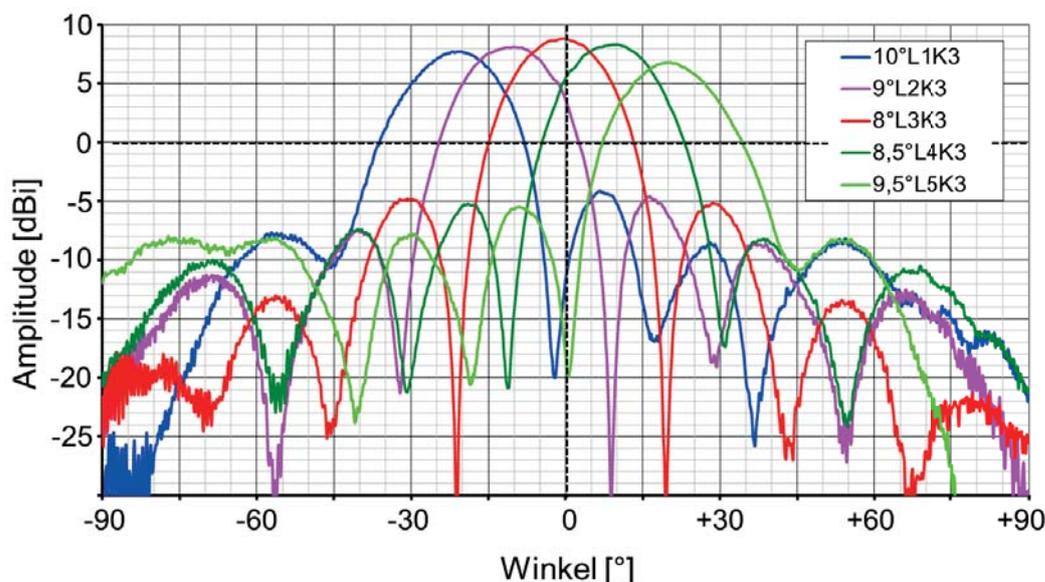


Abbildung 79: Gemessene Antennendiagramme für den Azimut-Schnitt 0 Grad und die Elevations-Schnitte ± 20 Grad, ± 10 Grad und 0 Grad. Der Azimut-Winkel wurde jeweils auf die Maximalamplitude neu ausgerichtet.

Betrachtet man zuerst die Azimut-Auslenkung der Antennendiagramme (s. Abbildung 80 a. und b.), so zeigten diese die angestrebte maximale Auslenkung von ± 20 Grad. Jedoch lagen sie in Elevation

statt auf den angestrebten +10 Grad auf der 0-Grad-Linie und somit um 10 Grad außerhalb der Sollposition. Diese Verschiebung wird deutlicher, wenn die 0-Position in Elevation und Azimut betrachtet wird (Port33). Die Hauptkeule liegt in Azimut bei 0 Grad, in Elevation jedoch bei ca. -15 Grad. Die Verschiebung der Hauptkeule zeigt, dass es sich bei dem Fehler nicht um einen konstanten Offset handelt, sondern um einen Fehler, der über die Einspeisepositionen des Linsenstapels größer wird. Die Folge ist eine zusätzliche Phasenverschiebung, die zu der unerwünschten Auslenkung der Antennendiagramme führt. Deren Verschiebung entspricht dabei ca. -15 bis -20 Grad auf der Elevationsachse.

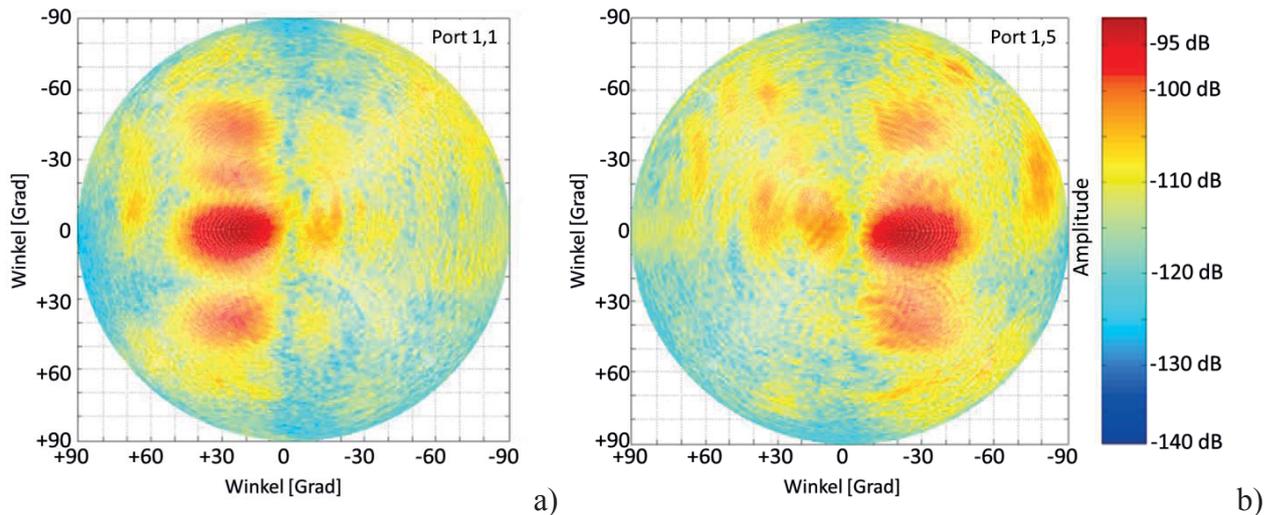


Abbildung 80: Vergleich der gemessenen Antennendiagramme. Dargestellt sind die Ports (1,1), (1,5).

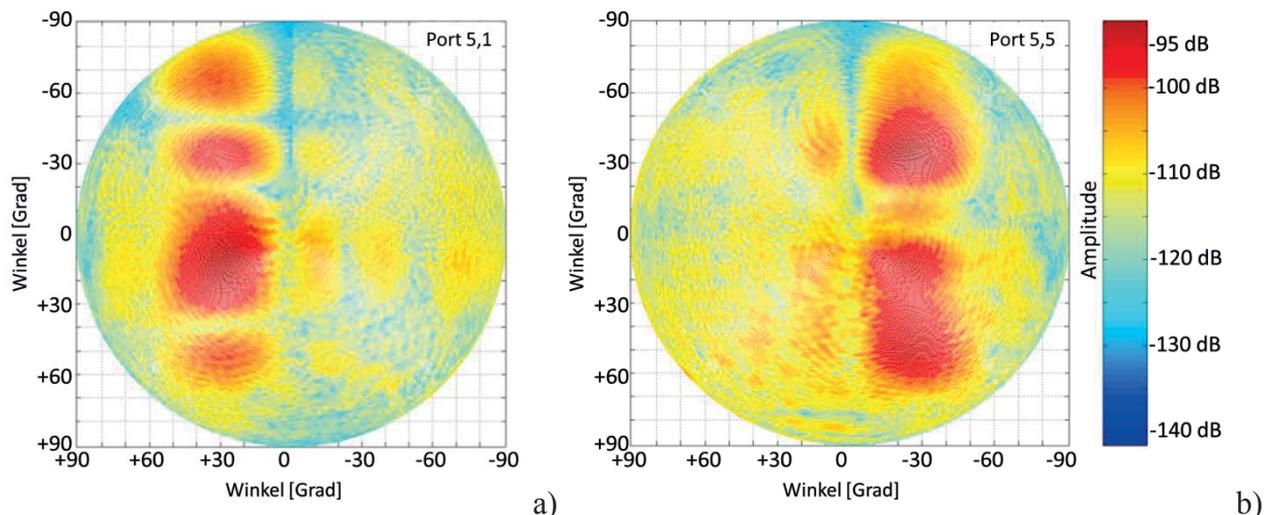


Abbildung 81: Gemessene Antennendiagramme für eine +20- und -20-Grad-Elevationsauslenkung. Gemessen wurden die Portpositionen (5,5) und (5,1).

Infolge der Kompromisse bezüglich des Aufbaus des Linsenstapels wurde in Elevation nur ein Elementabstand von 3 mm realisiert, was für die maximalen Auslenkungen von ± 10 Grad zu einem Anstieg des Nebenzipfelniveaus führte. Dieser Effekt wird durch die zusätzliche Verschiebung in Elevation verstärkt bzw. für die +20-Grad-Position gemindert. Abbildung 81 zeigt den direkten Vergleich der beiden maximalen Auslenkungen in Elevation. Der offensichtlichste Einfluss durch die Verschiebung ist die fehlende Symmetrie der beiden Antennendiagramme. Während das Nebenzipfelniveau für die +20-Grad-Position (Abbildung 81 b.) sich auf dem erwarteten Niveau von ca.

10 dB bewegt, erreichen die Nebenzipfel im Fall des Antennendiagramms für die -20-Grad-Auslenkung (Abbildung 81 a.) fast das Niveau des Hauptmaximums. Dieser Wert entspricht unter Berücksichtigung der realen Auslenkung der Hauptkeule auf -40 Grad und der Einzelelementcharakteristik des offenen Hohlleiters den Erwartungen.

6.2.6 Schlussfolgerungen für ein Redesign

Der erste Versuch zum Aufbau eines Linsenstapels weist deutliche Schwierigkeiten bei der technischen Umsetzung auf, zeigt jedoch grundsätzlich, dass eine zweidimensionale Auslenkung des Antennendiagramms möglich ist. Insbesondere die Einschränkungen durch den größeren Elementabstand und der zusätzliche Phasenoffset durch die Kombination der beiden Linsenstapel begrenzen jedoch die angestrebte Performance und stellen für das Redesign die wesentlichsten Arbeitspunkte dar. Für die beiden Linsenstapel wurden jeweils 5 Linsen angefertigt, wobei es für den Antennenstapel 2 Doppellinsen waren (s. Abbildung 77). Simulierte und gemessene Antennendiagramme der einzelnen Linsen wiesen eine gute Übereinstimmung auf, jedoch führten die Positionsfehler beim Ankoppeln der beiden Linsenstapel zu den beschriebenen starken Abweichungen der berechneten von den gemessenen Antennendiagrammen. Auf Basis der im Rahmen dieses ersten Versuchs gemachten Erfahrungen wurden alle wesentlichen Arbeitsschritte auf Verbesserungsmöglichkeiten hin untersucht. Optimierungspotenzial wurde in den Bereichen Layout und Aufbau des Linsenstapels gefunden sowie in der Umsetzung des CNC-Codes oder der maschinellen Fertigung des Linsenstapels. Insbesondere die Herstellung der Linse wurde schrittweise optimiert, um den Anforderungen an die Fertigungstoleranzen gerecht zu werden. Eine wesentliche Erkenntnis aus dem ersten Layout ist die, dass die Fertigung von Doppellinsen technisch zwar möglich, für eine Serienproduktion aber — selbst bei kleinen Stückzahlen — zu aufwendig ist. Zwar lassen sich spannungsarme Platten mit geringer Stärke herstellen, jedoch ist mit erheblichen Mehrkosten zu rechnen. Weiterhin ist die Zahl möglicher Fehlerquellen in der Fertigung zu hoch. Die Fertigungszeit und die notwendigen manuellen Arbeitsschritte, wie das Umspannen des Werkstücks oder das damit verbundene erneute Vermessen des Werkstücks und der Werkzeuge, waren von Bedeutung für die fertigungstechnischen Einschränkungen.

6.3 Linsenstapel 2

Die zentrale Baugruppe eines 2D-Linsenstapels ist das Antennenfeld bzw. sind die Rotman-Linsen, aus denen das Antennenfeld gebildet wird. Der Elementabstand der Antennenelemente bestimmt dabei die Bauhöhe der Linsen. Der Aufbau des ersten Linsenstapels zeigte, dass der Elementabstand zwischen den einzelnen Ebenen im Antennenfeld nur mit erheblichem Fertigungsaufwand reduziert werden kann. Ziel sollte es in diesem Ansatz sein, den Elementabstand auf die ursprünglich angestrebten 2,5 mm zu reduzieren und gleichzeitig die Herstellung der Linsen zu vereinfachen [96]. Bei der Verwendung von gegossenem Aluminium müssen die einzelnen Linsenstapel überfräst werden, um die erforderliche Plattenstärke zu erreichen. Dieses Verfahren ist nicht nur aufwendig bezüglich der benötigten Fertigungszeit und des Maschineneinsatzes, sondern birgt zusätzlich das Risiko, dass neue Spannungen im Aluminium aufgebaut werden, insbesondere dann wenn die einzelnen Linsen als Doppellinse gefertigt werden sollen²². Als Alternative wurde im zweiten Stapel der Einsatz gewalzter Aluminiumplatten für den Aufbau der Antennenlinsen erprobt. Um den Aufbau von Spannungen im Material so gering wie möglich zu halten, wurden Aluminiumplatten in der erforderlichen Plattenstärke ausgesucht, die eine ausreichend hohe Oberflächengüte aufweisen (EN AW-5754 (AlMg3) W19).

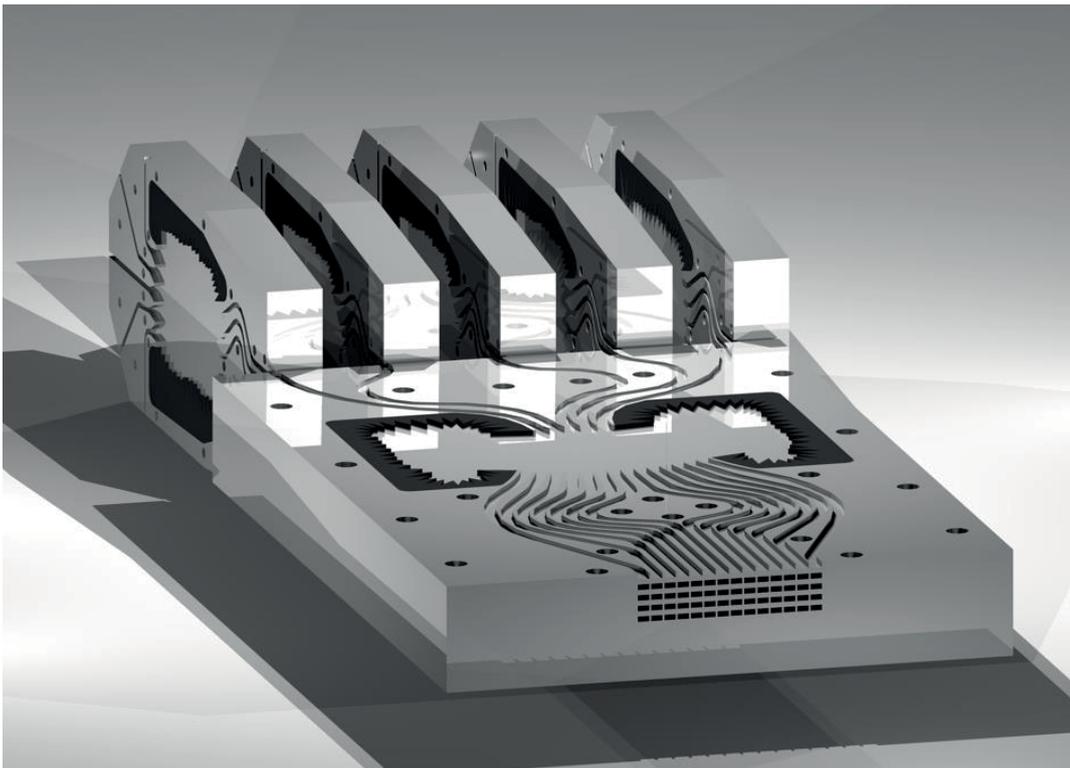


Abbildung 82: Gerenderte 3D-Darstellung des Linsenstapels.

Um eine bessere Antennenbündelung wenigstens in einer Ebene zu erreichen, wurde ein Antennenfeld mit 14 Antennenelementen geschaffen. Das gesamte Antennenfeld wurde entsprechend aus 70

²² Durch das Umspannen der Aluminiumplatten kommt es zu Fehlern und zu größeren Fertigungstoleranzen. Zusätzlich besteht, wie bereits erwähnt, die Gefahr, dass die Stege zwischen den einzelnen Hohlleitern beschädigt werden, was zu einer größeren Ausschussrate führt.

offenen Hohlleitern gebildet und hat eine asymmetrische Antennenbündelung. Eine Schwäche des ersten Entwurfs war die Kumulation von Positionsfehlern der Hohlleiter an der Schnittfläche zwischen dem Antennenstapel und dem Speisestapel gewesen.

Im vorliegenden Entwurf wurden die Linsen auf der Speiseseite als separate Linsen aufgebaut und nicht mehr als zusammenhängender Block (Abbildung 82). Die Linsen können im Stapel jeweils individuell ausgerichtet werden. Jede Linse wurde einzeln mithilfe von Passstifte ausgerichtet und mit dem Antennenstapel verschraubt. Die Linsen wurden zu diesem Zweck aus jeweils einer 10 mm starken Aluminiumplatte gefertigt. Die Linsen wurden im Abstand von 1 mm angeordnet und werden über den Standardhohlleiterflansch (UG387) angeschlossen. Zusätzlich wurden die Positionen der einzelnen Hohlleiter zueinander optisch vermessen, um Fehler durch die Fertigung auszuschließen.

Die genauere Betrachtung der möglichen Systemkonzepte ergab für die bestehenden Ansätze den Bedarf an Lösungen, die lediglich eine ± 10 -Grad-Auslenkung aufweisen. Aus diesem Grund wurde die maximale Auslenkung für beide Linsenstapel entsprechend eingegrenzt. Basierend auf den Ergebnissen des ersten Teststapels wurden weitere Modifikationen durchgeführt. Es wurde ein asymmetrisches Antennenfeld verwendet, das sich besonders effizient als Doppellinsenstapel realisieren lässt, da die Anzahl der zu fertigenden Linsen gering gehalten werden kann. Die Linsen des Antennenfeldes verfügten dabei über die größere Anzahl an Antennenelementen. Hieraus leitete sich die Notwendigkeit ab, die Antennenlinse im TEM-Design zu realisieren und nicht länger als TE-Linse. Die nutzbare Bandbreite des Frequenzspektrums wird hauptsächlich über die Verschiebung des Maximums der Hauptkeule zur 3-dB-Keulbreite definiert. Die stärkere Bündelung des Antennenfeldes führt somit für eine Linse im TE-Design zu einer starken Reduzierung der nutzbaren Frequenzbandbreite. Die Ergebnisse des ersten Linsenstapels ergaben für die Doppellinsen eine ausreichende Stabilität bei einer Bodenstärke von lediglich 0,936 mm. Die gewalzten Aluminiumplatten sind üblicherweise in Materialstärken von 1 mm-Schritten verfügbar, somit wurde für das Redesign eine Plattenstärke von 2 mm ausgewählt. Werden die einzelnen Linsen des Antennenstapels als TEM-Linsen ausgeführt, liegt deren Bodenstärke für einen Hohlleiter WR08 bei 0,984 mm. Die Designfrequenz lag wie beim ersten Stapel bei 94 GHz. Der Linsenstapel hat 5 Einkoppellinsen und 5 Antennenlinsen.

6.3.1 Einkoppellinse für den Linsenstapel 2

Bei der Einkoppellinse handelt es sich um eine Linse im TE-Design mit 5 Einspeisepunkten, die einer Auslenkung der Antennenkeule von 0, ± 5 und ± 10 Grad entsprechen. Aufgrund dieses geringen Schwenkbereichs liegt der konstruktionsbedingte maximale Phasenfehler der Linse unter $10^{-5} \lambda_0$. Das G/F -Verhältnis der Linse beträgt 1,001 bei einer Fokusslänge von $5 \lambda_g$, und der minimale Elementabstand der Hohlleiterports auf der Antennenseite liegt bei ca. 2,2 mm; auf der Fokusseite wird ein mittlerer Abstand von 3,2 mm erreicht. Der Elementabstand im Antennenfeld liegt bei $0,6271 \lambda_0$. Durch den Elementabstand in Kombination mit dem TE-Design konnten sowohl auf der Fokuskontur als auch auf der Antennenkontur die Hohlleiter als Hornstrahler ausgeführt werden. Konstruktiv wurde darauf geachtet, dass die Linse und das Decksegment optimal miteinander verschraubt werden können. 22 Verschraubungspunkte und 2 Passstifte stellen sicher, dass kein Luftspalt im Hohlleiter am Übergang der beiden Teilsegmente entsteht (s. Abbildung 83).

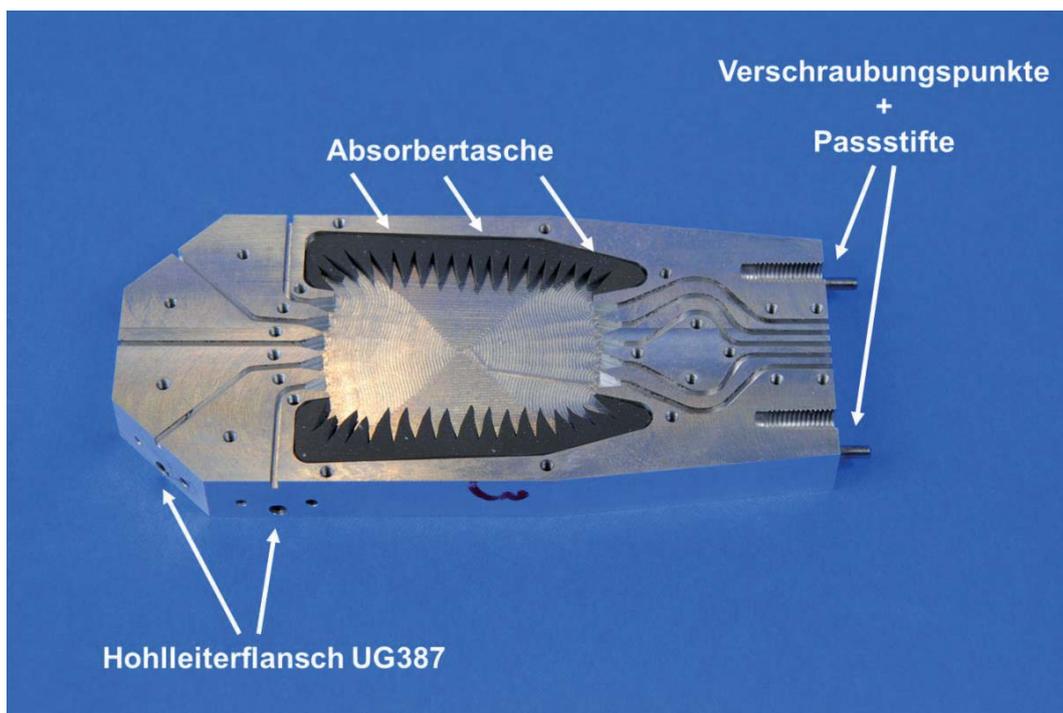


Abbildung 83: Foto der gefertigten Linse.

Bei der Auslegung der Randzonen wurden rechte Winkel weitestgehend vermieden, die Randzonen sind leicht schräg gestellt, und der Absorber wurde wie in den vorherigen Layouts mit einem Skalpell dreiecksförmig strukturiert. Die zusammengeschrabte Linse hat eine Gesamthöhe von 20 mm. Sind die beiden Segmente fest miteinander verschraubt, werden in einem weiteren Schritt die Hohlleiterflansche und die Verschraubungspunkte zum zweiten Linsenstapel in das Aluminium geschnitten. Um Winkelfehler zu vermeiden, wird die Linse dabei über 4 Passstifte auf der Stirnseite fixiert. Für die Speiselinse wurde wie in den früheren Layouts spannungsarmes Aluminium verwendet. Die Kumulation von Fertigungsfehlern, wie sie im ersten Linsenstapel noch vorhanden waren, konnte hier vermieden werden. Die gewalzten Platten des Antennenstapels weisen keine messbare Abweichung von der Sollstärke 2 mm auf. Bei einer größeren Anzahl von Linsen im Antennenstapel kann es jedoch zu einer Abweichung vom 2-mm-Raster kommen. Diese müssten vermessen und im Speisestapel durch eine Neupositionierung der Antennenports korrigiert werden.

Für den Linsenstapel wurde wie im vorherigen Testansatz ein nutzbarer Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz angestrebt. Infolge des verringerten Elementabstands ist bis zu 110 GHz kein Anstieg des Nebenzipfelniveaus aufgrund von sekundären Hauptkeulen zu erwarten (s. Abbildung 84). Wegen des eingeschränkten Schwenkbereichs sowie der relativ kleinen Bandbreite wird für das TE-Layout eine geringe Verschiebung der Hauptkeule erwartet. Auf Basis des berechneten Arrayfaktors soll dies verifiziert werden. Für die Abschätzung des zu erwartenden Frequenzgangs der Hauptkeule werden auf Basis der realen Konstruktionsdaten der Arrayfaktor berechnet und die Abweichung der Soll/Ist-Position bestimmt. Dabei zeigt es sich, dass die maximale Abweichung unter 1 Grad liegt. Aufgrund der notwendigen Verschraubungen zwischen den beiden Stapeln konnten die in den Seitenbereichen angeordneten Absorbertaschen räumlich nicht weit ausgedehnt werden. Mit fast 3000 mm^2 sind die Absorbertaschen fast dreimal größer als der Bereich der Parallelplattenleitung mit ca. 1080 mm^2 .

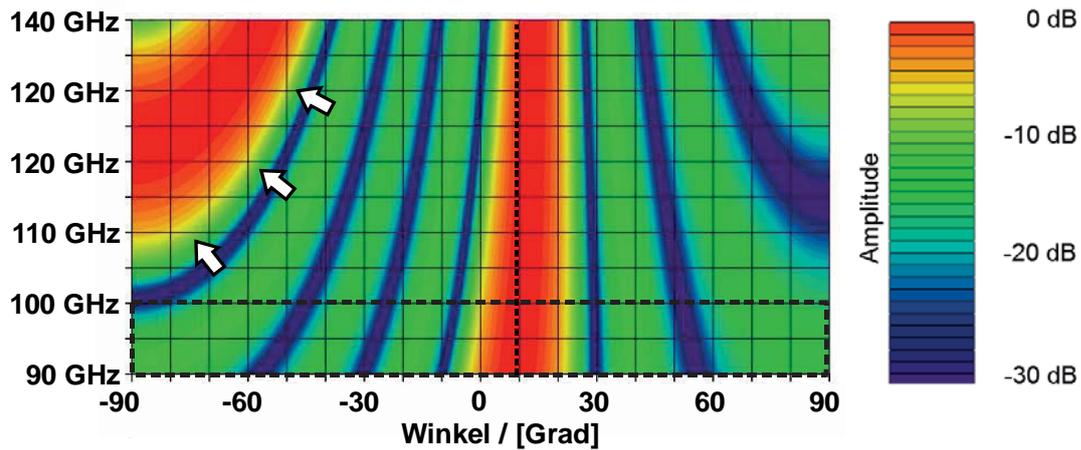


Abbildung 84: Berechnetes Antennendiagramm für den Frequenzbereich bis 140 GHz für eine 10-Grad-Auslenkung.

Durch die Simulation mittels HFSS musste geklärt werden, ob trotz der relativ großen Fokusslänge durch die Hornstrahler eine ausreichend gute Bündelung realisiert werden kann, um die Verluste innerhalb der Linse gering zu halten. Neben dem Wirkungsgrad interessiert auch, ob durch die Einstrahlung in den Seitenbereich unerwünschte Reflexionen im Bereich der Parallelplattenleitung auftreten. In der Simulation weist die Linse eine ausreichende Unterdrückung der Reflexionen auf, so dass unerwünschte Mehrfachreflexionen im Linseninnenraum weitestgehend ausgeschlossen werden konnten (s. Abbildung 85 a).

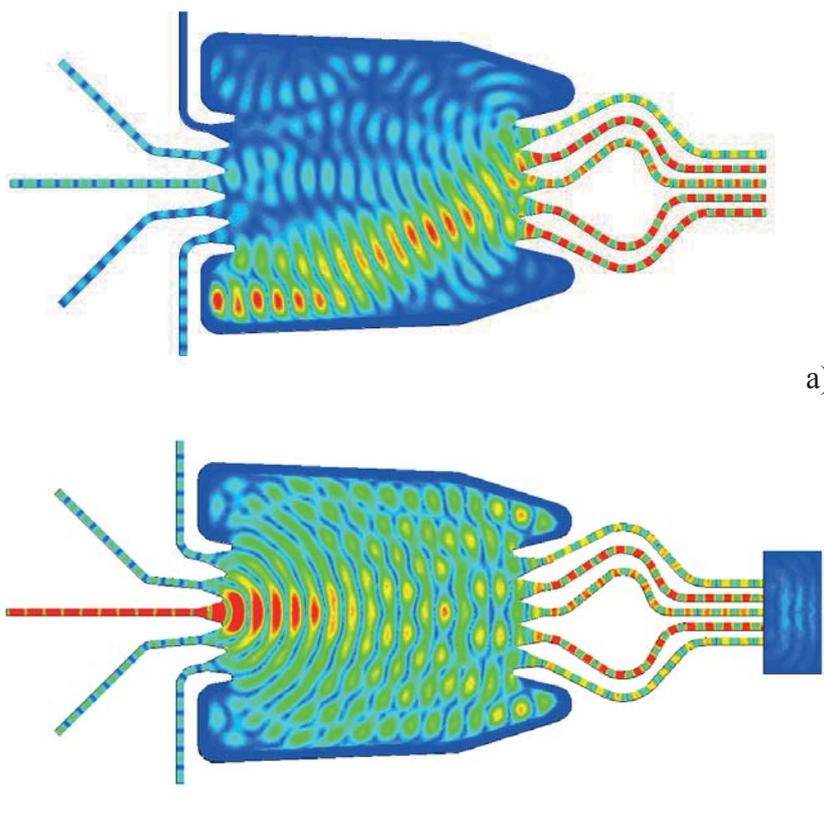


Abbildung 85: In der Feldsimulation in a) ist der Empfangsfall dargestellt für einen Phasenoffset von 70 Grad an den Antennenelementen. In b) ist der Sendefall für die zentrale Einspeisung dargestellt.

Um die abgestrahlte Leistung besser auf die gegenüberliegende Seite fokussieren zu können, werden die Hohlleiter an der Schnittstelle zur Parallelplattenleitung aufgeweitet. Die Länge der Hornstruktur liegt mit ΔY bei ca. 3,4 mm, ΔX liegt bei ca. 1 mm. Somit beträgt die Breite des Sektorhorns ungefähr 3 mm. Die Werte schwanken konstruktionsbedingt um einige μm und sind auf der Fokus- wie auf der Antennenkontur vergleichbar.

Aufgrund der geringen Elementanzahl auf der Antennenseite in Kombination mit der großen Fokusslänge der Linse wird für den Bereich der Parallelplattenleitung lediglich ein Wirkungsgrad von ca. 30 % berechnet. Damit liegen die Verluste im Bereich der Parallelplattenleitung alleine bei über 5 dB. Dies zeigt sich im simulierten Antennengewinn, der mit 9 dBi niedriger ausfällt als in den vorherigen Layouts. Basierend auf dem Antennengewinn des Einzelstrahlers im Array und dem Arraygewinn von 7 dB sind die simulierten Verluste fast vollständig auf die Parallelplattenleitung zurückzuführen. Abbildung 85 b zeigt deutlich, dass ein wesentlicher Teil der eingespeisten Welle in den Bereich der Seitenzone gestrahlt wird.

Die Anpassung liegt für S33 mit einem Wert von 20 dB sehr niedrig, was sich indirekt auch auf den schlechten Wirkungsgrad zurückführen lässt. Die Linse wird vor der Realisierung des ganzen Linsenstapels wieder als Testlinse angefertigt, um die Designparameter zu verifizieren. Das Nebenzipfelniveau sowie die Frequenzverläufe über den Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz entsprechen den simulierten Ergebnissen. Lediglich für die Antennendiagramme bei ± 5 Grad ist ein größerer erster Nebenzipfel zu beobachten. In den Winkelbereichen, die größer sind als ± 60 Grad, weisen die Antennendiagramme einen leichten Rippel auf, der auf Reflexionen in den Randbereichen der Linse zurückzuführen ist (s. Abbildung 86).

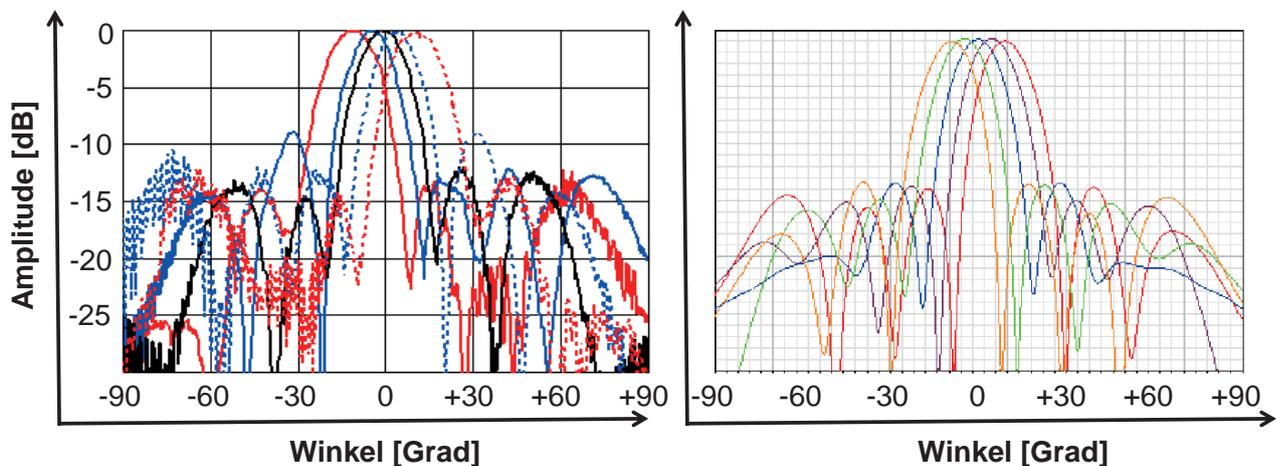


Abbildung 86: links: gemessene Antennendiagramme — normiert auf 0 dB — und rechts: simulierte Antennendiagramme.

Bezogen auf den Mittelwert des ganzen Frequenzbandes, liegt die Linse um 3,2 dB über dem Wert eines einzelnen offenen Hohlleiters. Nimmt man den offenen Hohlleiter als Referenz mit einem Gewinn von 6 dBi an²³, erreicht man mit der Testlinse einen Gewinn von ungefähr 9,2 dBi, was dem simulierten Antennengewinn von 9 dBi entspricht, wobei der Gewinn über das angestrebte Frequenzband um ± 1 dB schwankt. Die Amplitudenschwankungen der Hauptkeule lassen sich in

²³ Für die Messungen stand kein Standard Gain Horn zur Verfügung. Als Alternative wurde ein offener F-Band Hohlleiter als Referenz verwendet.

den Frequenzbandmessungen der einzelnen Winkelpositionen gut nachvollziehen und sind auf Stehwellen innerhalb der Linse zurückzuführen. Die leichte Verschiebung der Hauptkeule über das Frequenzband hinweg ist zu gering, um sie in den gemessenen Antennendiagrammen nachweisen zu können (s. Abbildung 87).

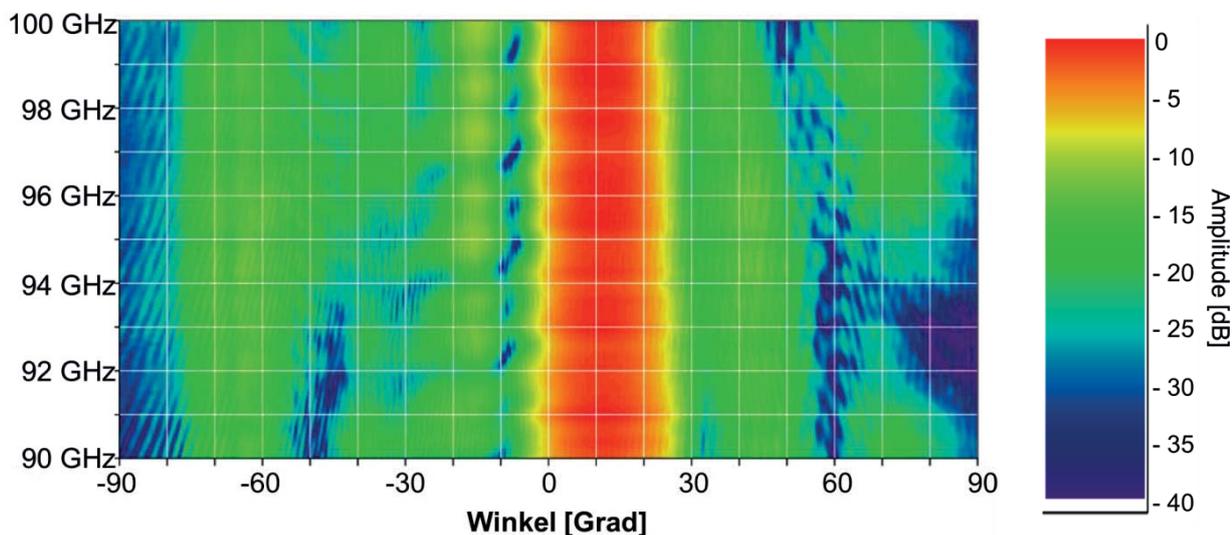


Abbildung 87: Frequenzbandmessungen von 90 bis 100 GHz in 100 MHz für 10 Grad Auslenkung.

Zur Abschätzung der Leitungsverluste für spannungsarmes Aluminium werden die mittleren Weglängen berechnet. Die Hohlleiterzuführungen auf der Fokussseite sind unterschiedlich lang und liegen zwischen 37,14 und 47,54 mm, auf der Seite der Antennenkontur liegen sie zwischen 38,22 und 38,97 mm. Zur Vereinfachung wird eine mittlere Weglänge von 81 mm im Hohlleiter und von 25 mm im Bereich der Parallelplattenleitung angenommen. Daraus resultieren ca. 0,8 dB Leitungsverluste, damit sind Messungen und Simulation nahezu deckungsgleich.

6.3.2 Design der Antennenlinse

Das Antennenfeld wird durch eine Linse im TEM-Design gebildet. Wie beim ersten Linsenstapel verfügt die Linse über 5 Positionen für die Antennenauslenkung, die — wie im Eingangsstapel — bei 0 Grad, ± 5 Grad und bei ± 10 Grad liegen. Die Verbindungsleitungen zwischen den Hohlleitereinspeisungen auf der Fokuskontur und dem Antennenfeld des ersten Linsenstapels haben die gleiche Länge. Das G/F -Verhältnis liegt bei 1,015 bei einer Fokuslänge von $10 \lambda_0$. Das Antennenfeld besteht aus 14 offenen Hohlleitern, die in einem Abstand von $0,75 \lambda_0$ angeordnet sind. Dies entspricht einem Elementabstand von ca. 2,4 mm. Bei einer Hohlleiterbreite von 2,032 mm für einen WR08-Hohlleiter verbleibt eine mittlere Stegbreite von knapp 400 μm im Antennenfeld. Der minimale Abstand zwischen den Hohlleiterports liegt bei 2,8 mm auf der Fokuskontur und bei 2,4 mm auf der Antennenkontur, die Hohlleiterekopplungen konnte entsprechend leicht aufgeweitet werden. Die Grundform der Linse blieb ein Rechteck. Die Linse ließ sich in dieser Form besser einspannen und konnte präziser bearbeitet werden (s. Abbildung 88). Wegen der Taschengröße wurde auf eine weitere Schrägstellung der Wände in der Randzone verzichtet. Die Grundfläche der beiden Absorbertaschen ist mit fast 3000 mm^2 fast viermal größer als der Bereich der Parallelplattenleitung mit

ca. 770 mm². Die gemessene Anpassung liegt bei 94 GHz bei 16 dB, simuliert wurde eine Anpassung von 20 dB.

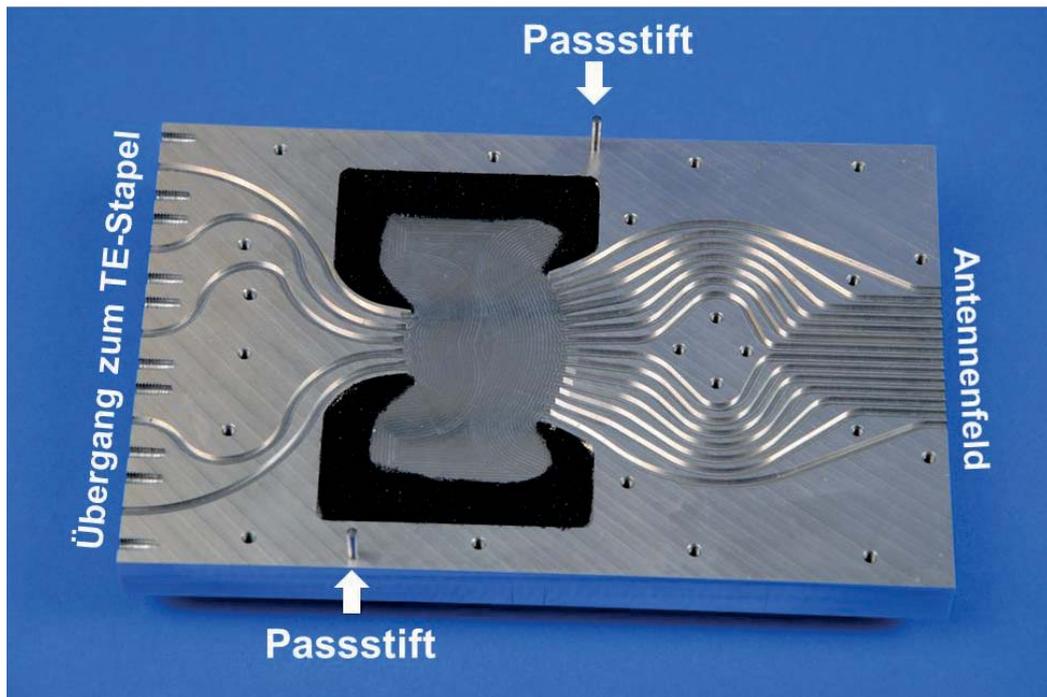


Abbildung 88: Foto der realisierten Testlinse für den Antennenstapel.

Infolge der geringen Auslenkung der Antennenkeule von lediglich ± 10 Grad treten keine sekundären Hauptkeulen auf. Dem berechneten Arrayfaktor ist jedoch ein leichter Anstieg des Nebenzipfelniveaus zu entnehmen (s. Abbildung 89). Bei einem Hohlleiterdesign in WR08 ist ein kleinerer Elementabstand im Antennenfeld kaum zu realisieren. Für die Realisierung kleinerer Elementabstände kann alternativ die Breite der Verbindungshohlleiter zwischen Antennenkontur und Antennenfeld um 200 bis 400 μm reduziert werden. Hierdurch steigt die untere Cut-Off-Frequenz, bleibt jedoch unter den geforderten 90 GHz. Da gleichzeitig jedoch die Verluste im Hohlleiter zunehmen und der Gewinn der einzelnen Strahlungselemente sinkt, wurde unter Berücksichtigung der geringen Auslenkung der Antennenkeule auf einen geringeren Elementabstand verzichtet.

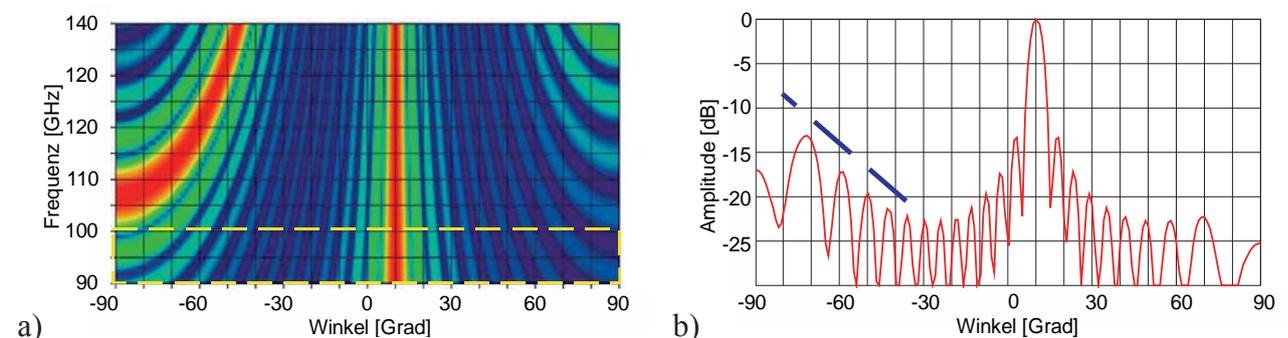


Abbildung 89: Gruppenfaktor für 10 Grad Auslenkung über das Frequenzband a) bzw. für das Einzeldiagramm bei 100 GHz b). Die blaue Linie markiert den Anstieg des Nebenzipfelniveaus zu -90 Grad hin.

Die Gewichtung der Einzelementcharakteristik reduziert den Anstieg des Nebenzipfelniveaus, dieses Verhalten zeigt sich in den gemessenen Antennendiagrammen (s. Abbildung 90). Betrachtet

man die berechneten Arrayfaktoren auf Basis der Konstruktionsdaten, so steigt ab einem Winkelbereich größer als ± 60 Grad das Nebenzipfelniveau wieder an (s. Abbildung 89). Die gemessenen Antennendiagramme fallen jedoch bis zu ± 90 Grad weiter ab. Die Simulationsergebnisse für die Abstrahlcharakteristik offener Hohlleiter erbrachten (s. Kapitel 3.4) einen Abfall bei ± 60 Grad; somit liegt der Abfall durch die Einzelelementcharakteristik über dem Anstieg des Nebenzipfelniveaus durch die sekundäre Hauptkeule.

Berücksichtigt man den Frequenzverlauf des Arrayfaktors, wie er in Abbildung 89 dargestellt ist, so kommt es ab einem Schwenkbereich von ± 20 Grad nicht zu einem relevanten Anstieg des Nebenzipfelniveaus. Eine deutliche Vergrößerung des Schwenkbereichs ($> \pm 30$ Grad) ist jedoch — wie beschrieben — nur bei einer gleichzeitigen Verringerung des Elementabstands möglich, ohne dass es zu einem erheblichen Anstieg des Nebenzipfelniveaus kommt. Ein TEM-Design bietet in der Regel keinen Platz für die Ausbildung von Hornstrahlern an der Schnittstelle zur Parallelplattenleitung.

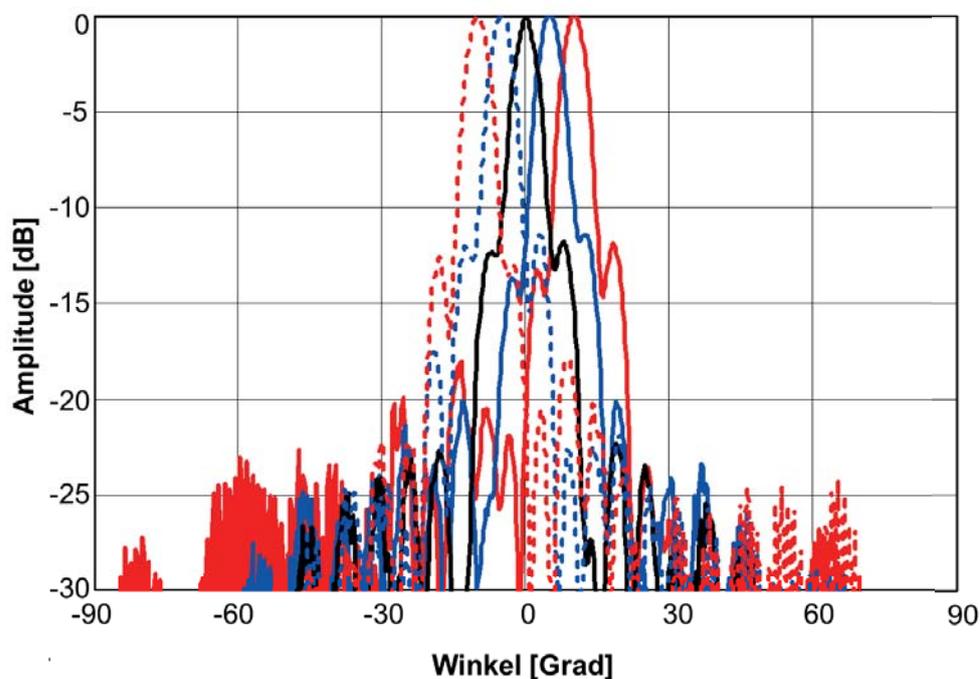


Abbildung 90: Gemessene Antennendiagramme bei 94 GHz.

Im vorliegenden Entwurf beträgt die mittlere Stegbreite zwischen den Hohlleitern auf der Antennenkontur ca. $400 \mu\text{m}$ und auf der Fokuskontur ca. $800 \mu\text{m}$. Die Hornstrukturen werden über eine Tiefe ΔY von 2 mm ausgebildet und haben eine mittlere Aufweitung von $200 \mu\text{m}$ auf der Antennenkontur und von $300 \mu\text{m}$ auf der Fokuskontur. Die Aufweitungen sind zu gering, um eine relevante Fokussierung der eingestrahlten Welle auf die gegenüberliegende Kontur zu erreichen. Ihr Einfluss auf den Wirkungsgrad ist somit vernachlässigbar. Sie dient im Wesentlichen einer verbesserten Anpassung des Hohlleiterübergangs an den Bereich der Parallelplattenleitung. Die erreichte Anpassung liegt für den zentralen Speisepunkt für 0 Grad unter -15 dB .

Bisher wurden in den 2D-Stapel keine größeren Antennenfelder realisiert. Somit ist es interessant, den Einfluss des 14er-Antennenfeldes auf den Wirkungsgrad zu analysieren. Im direkten Vergleich zu den Linsen des Speisestapels ist das Verhältnis von der Fokuslänge zur Breite der Antennenkon-

tur bei den Linsen im Antennenstapel deutlich besser. Der Abstand zwischen der Hauptkeule und dem ersten Nebenzipfel liegt mit ca. 12 dB etwas höher als erwartet, was ein Indikator für Reflexionen im Bereich der Parallelplattenleitung ist. Hierfür spricht auch das Verhalten der weiteren Nebenzipfel. Erwartet wird gemäß dem Arrayfaktor ein kontinuierlicher Abfall des Nebenzipfelniveaus bis ca. ± 30 Grad. Faktisch bleibt das Nebenzipfelniveau jedoch nahezu konstant beziehungsweise steigt wieder leicht an, bevor sich ab ± 30 Grad der Abfall durch die Einzelelementcharakteristik des Hohlleiterstrahlers auswirkt.

In der Simulation wird für die Designfrequenz ein Wirkungsgrad von 68 % für den Bereich der Parallelplattenleitung erreicht. Gemittelt über die Systembandbreite von 10 GHz, liegt der simulierte Wirkungsgrad bei knapp über 70 %. Die Steigerung des Wirkungsgrads im Vergleich zur Einkoppellinse ist durch die größere Zahl der Antennenelemente und die damit einhergehende effizientere Ausleuchtung der gegenüberliegenden Kontur gelungen. Das G/F -Verhältnis von 1,015 erleichtert die Ausrichtung der Hohlleiterports (s. Abbildung 91).

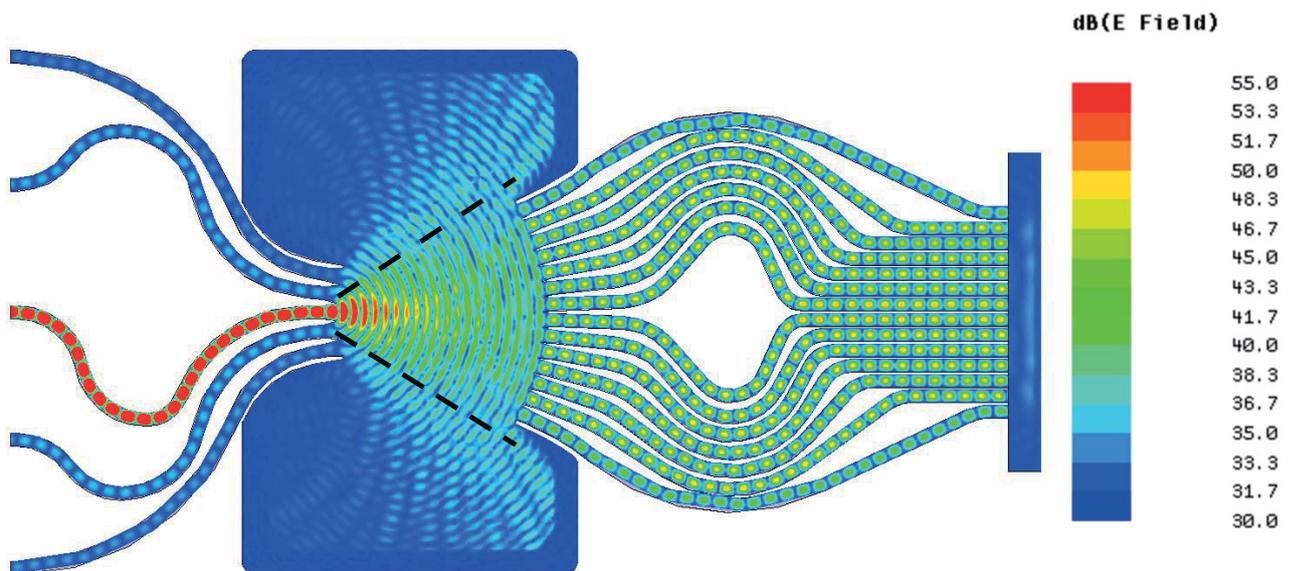


Abbildung 91: Feldverteilung innerhalb der Linse, wenn der Fokusport für 0 Grad gespeist wird.

In Kombination mit der verbesserten Bündelung durch die Aufweitung der Hohlleiterübergänge bleibt der Wirkungsgrad für alle Speiseports auf der Fokuskontur konstant hoch. Der hohe simulierte Wirkungsgrad spiegelt sich auch in den Messungen wieder. Der Arrayfaktor für ein 14-elementiges Array liegt bei ca. 11,5 dB. Bei einem theoretischen Gewinn des einzelnen Hohlleiterstrahlers von 6 dBi folgt daraus ein theoretischer Gesamtgewinn von ca. 17,5 dBi. Der gemessene Gesamtgewinn liegt bei ca. 13,3 dBi, was zu einem Gesamtverlust von 4,2 dB führt. Der um die Leitungsverluste bereinigte Gewinn liegt bei einer mittleren Hohlleiterweglänge von 150 mm und einer mittleren Weglänge von 32 mm im Bereich der Parallelplattenleitung für gewalztes Aluminium bei ca. 0,8 dB, was einen bereinigten Verlust von 3,4 dB bedeutet. Der theoretisch erwartete Verlust auf Basis der Wirkungsgradberechnung liegt mit 1,5 dB etwa um 1,9 dB niedriger als der gemessene Wert. Die Abweichungen der theoretisch berechneten Werten und von den gemessenen

Werten sind teilweise auf Fehler bei der Messtechnik zurückzuführen. Vergleichsmessungen an der Referenzantenne weisen einen Messfehler von $\pm 0,2$ dB auf. Der relativ große Unterschied zwischen den berechneten und den gemessenen Antennengewinnen verdeutlicht jedoch, dass bei größeren Linsen die aktuell zur Verfügung stehende Fertigung an ihre Grenzen stößt. Die Simulation kann somit – wie in Abbildung 91 dargestellt – mit einigen Einschränkungen zur Optimierung der Linsen verwendet werden. Das exakte Verhalten der mit Absorber verkleideten Randzonen sowie die Einflüsse durch die Fertigungstoleranzen können jedoch nicht präzise vorhergesagt werden. So entspricht das Modell der Absorber in der Simulation nur teilweise dem Verhalten der realen Absorber über das verwendete Frequenzband. Außerdem können Abweichungen durch Fertigungstoleranzen in der Simulation nur sehr schwer berücksichtigt werden. Die Simulation bietet trotz der erwähnten Einschränkungen Vorteile bei der Dimensionierung der Hornstrahler oder der Auslegung der Absorbertaschen. Dies zeigt nicht zuletzt der Vergleich mit den gemessenen Antennendiagrammen. In Abbildung 92 sind die Ergebnisse einer Messung über das Frequenzband von 90 bis 110 GHz zu sehen. Wie aus den Simulationsergebnissen vorhergesagt, fällt das Nebenzipfelniveau zum Horizont hin kontinuierlich ab.

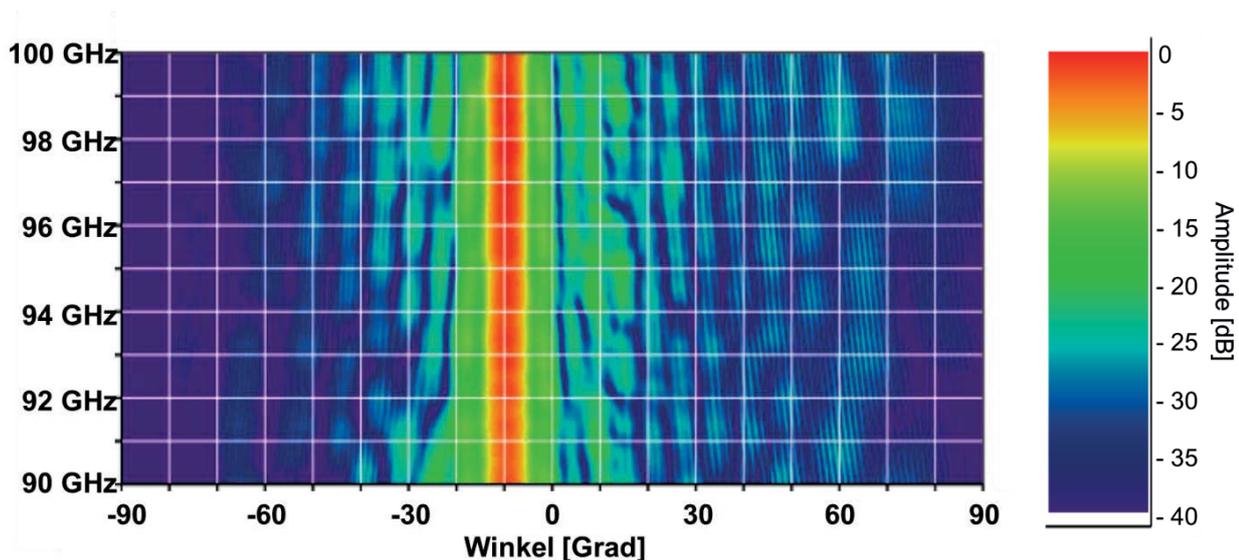


Abbildung 92: Frequenzbandmessung von 90 bis 100 GHz für eine Auslenkung von -10 Grad.

6.3.3 Aufbau und Messergebnisse für den TE/TEM-Linsenstapel

Im nächsten Schritt werden die einzelnen Linsen zusammengefügt. Der Speisestapel besteht aus 5 separaten Linsen, die einzeln aufgebaut und dann jeweils separat an den Antennenstapel angepasst werden. Dieser besteht aus 4 Linsen, die aus einer 2 mm starken Platte aus gewalztem Aluminium gefertigt werden. Die fünfte Linse, die gleichzeitig die Bodenplatte des Linsenstapels bildet, wird in eine 10 mm starke Platte aus spannungsarmem Aluminium gefräst, wie in Abbildung 93 dargestellt.



Abbildung 93: Foto des zerlegten Linsenstapels mit den 4 Antennenlinsen aus gewalztem Aluminium. Die unterste Linse dient als Bodenplatte und wird in eine 10 mm starke Aluminiumplatte gefräst. Die 5 Speiselinse werden als identische Exemplare gefertigt.

Beim Herstellen der Antennenlinsen kam es zu kleineren Verformungen entlang der 2,5 mm starken Aluminiumplatte. Das Auftreten von Spannungen durch den Fräsvorgang und die Bohrungen war zu erwarten. Um trotzdem eine saubere Auflage der Platten aufeinander zu gewährleisten, wurden für die Endmontage 4 Passstifte vorgesehen (s. Abbildung 94). Diese stellen sicher, dass die Aluminiumplatten sich durch die auftretenden Spannungen weder verschieben noch in sich verwinden können. Eine wesentliche Herausforderung für die Konstruktion entsteht durch den großen Bereich der Parallelplattenleitung und die Absorbertaschen. Die Platten werden an 22 Verschraubungspunkten miteinander verbunden. Dabei ist es wichtig sicherzustellen, dass keine Luftspalte an den Hohlleiterübergängen der Platten entstehen. Während die Verschraubungspunkte als dichtes Raster über den kompletten Linsenbereich verteilt werden können, entsteht durch die großen Ausfräsungen eine Zone von ca. 50 mm mal 100 mm, in der keine Verschraubungspunkte gesetzt werden können. Hierdurch besteht die Gefahr, dass die Platten an den Einspeisepunkten innerhalb der Hornstrukturen nicht mehr schlüssig miteinander verbunden sind. Die Folge wären im Wesentlichen größere Verluste, da durch die zusätzlichen Störstellen höhere Moden angeregt werden können. Die Auslegung als TEM-Linse bietet hier einen weiteren Vorteil. Bei sehr dünnen Bodenstärken besteht die Gefahr, dass sich aufgrund der verbleibenden Restspannungen der Bodenbereich wölbt. Wölbungen führen zu Abstandsänderungen zwischen Boden und Deckel, wodurch bei einem TE-Design auch die Wellenlänge der elektromagnetischen Welle im Bereich der Parallelplattenleitung eine andere wird. Das würde einen zusätzlichen Phasenfehler erzeugen. Das realisierte TEM-Design ist hierin viel robuster, da sich die Welle bei der Parallelplattenleitung wie eine Freiraumwellenlänge verhält und Abstandsvariationen zwischen Deckel- und Bodenplatte keinen Phasenfehler verursachen. Die Antennendiagramme wurden wie bereits beim ersten Linsenstapel auf dem entwickelten 2D-Messplatz vermessen, zusätzlich fanden Schnittmessungen durch die Hauptkeulen entlang der

Elevations- und der Azimuts-Ebene statt. Um die 2D-Diagramme besser auswerten zu können, wurden sie in kartesische Koordinaten umgerechnet. Hierbei kommt es aufgrund der unterschiedlichen Dichte an Messpunkten zum Horizont hin zu Artefakten.

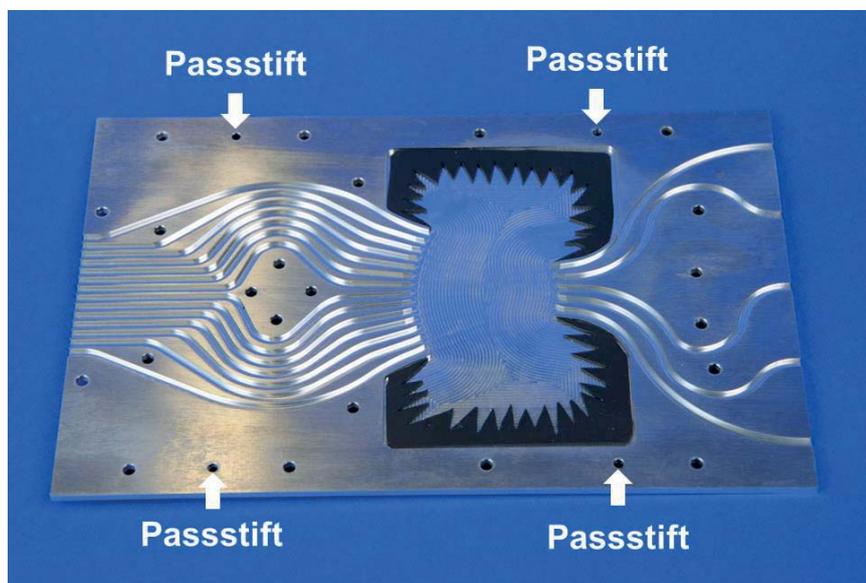


Abbildung 94: Foto der 2 mm starken Antennenlinse.

Um die Berechnung zu vereinfachen, wird nur der Winkelbereich von ± 65 Grad dargestellt. Bei den Messungen der Antennendiagramme zeigt es sich, dass die des 2D-Stapels symmetrisch sind und die Hauptkeulen die jeweiligen berechneten Winkelpositionen exakt einnehmen. Somit konnte das Aufsummieren des Phasenfehlers entlang der Einspeisepunkte zwischen den beiden Linsenstapeln weitestgehend beseitigt werden. Abbildung 95 zeigt die 0-Position des Antennendiagramms. Deutlich sichtbar ist die unterschiedliche Bündelung in der E-Ebene und der H-Ebene durch das asymmetrische Antennenfeld.

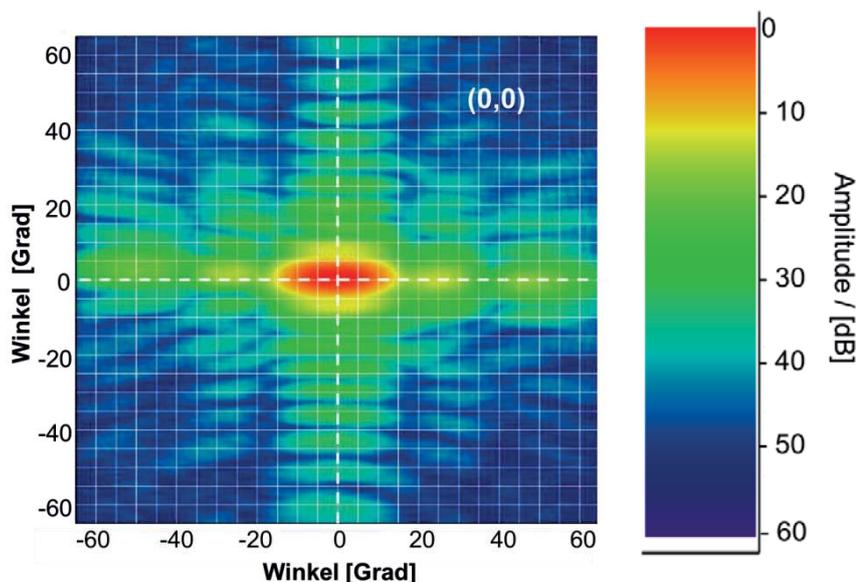


Abbildung 95: Antennendiagramm für den zentralen Port, Position (0,0) bei 94 GHz.

Die Symmetrie des Antennendiagramms bleibt auch für die maximal ausgelenkten Winkelpositionen erhalten (s. Abbildung 96). Die Einzelmessungen durch die Hauptschnitte zeigen jedoch, dass

es zwischen den einzelnen Antennendiagrammen deutliche Abweichungen bezüglich der Amplituden gibt.

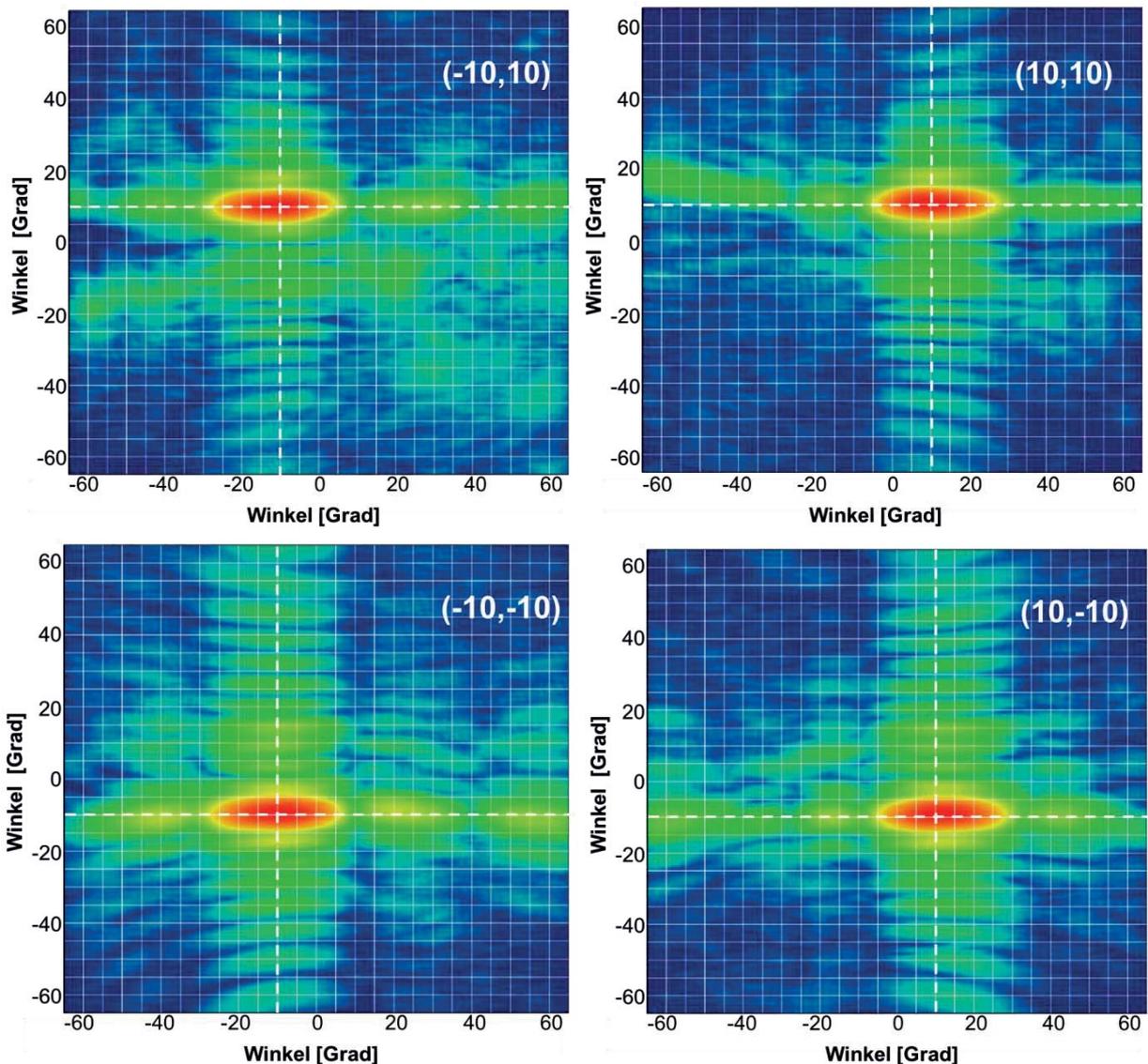


Abbildung 96: 2D-Antennendiagramme für die vier Randpositionen (Skala wie in Abbildung 95).

Für die Güte der Linse sind die Reproduzierbarkeit der Linse sowie die des Nebenzipfelniveaus von besonderer Bedeutung. Abbildung 97 zeigt einen exemplarischen Schnitt jeweils einmal durch die E-Ebene a) und die H-Ebene b). Dank der 14 Antennenelemente ist die erreichte Bündelung auf der E-Ebene um einiges besser als in der durch die 5 Antennenelemente gebildeten H-Ebene. Für die E-Ebene liegt das Nebenzipfelniveau bei ca. -15 dB. Damit ist der erreichte Abstand zwischen der Hauptkeule und dem ersten Nebenzipfel scheinbar kleiner als in der Testlinse. Betrachtet man die Einzeldiagramme genauer, zeigen sich einige Besonderheiten. Erstens liegen die gemessenen Hauptkeulen um ca. 1 Grad neben ihrer Sollposition. Das ist ein sicherer Indikator dafür, dass die zusammengebaute Linse einen Phasenfehler hat und der muss schon im Antennenstapel entstanden sein: Überlagert man die 5 Antennendiagramme für die Sollposition von -10 Grad, weisen alle Diagramme denselben Offset auf. Wären die Fehler durch die Montage der beiden Linsenstapel entstanden, würde er durch die individuelle Montage immer leicht unterschiedlich ausfallen. Da er aber für alle Antennendiagramme identisch ist, kann dies ausgeschlossen werden. Wahrscheinlicher ist, dass die 2 mm starken Aluminiumplatten nicht über den ganzen Hohlleiterbereich hinweg bün-

dig schließen. Der Fehler ist gering, da die Verschiebungen nur minimal sind, jedoch wird ein erheblicher Anstieg der Verluste erwartet. Liegen die Antennendiagramme der 5 Antennenlinsen nicht exakt übereinander, scheint das Summendiagramm leicht zu verschmieren. In der Folge liegen die ersten Nebenzipfel niedriger als erwartet bzw. gehen aufgrund der leichten Verbreiterung des Antennendiagramms in die Hauptkeule über.

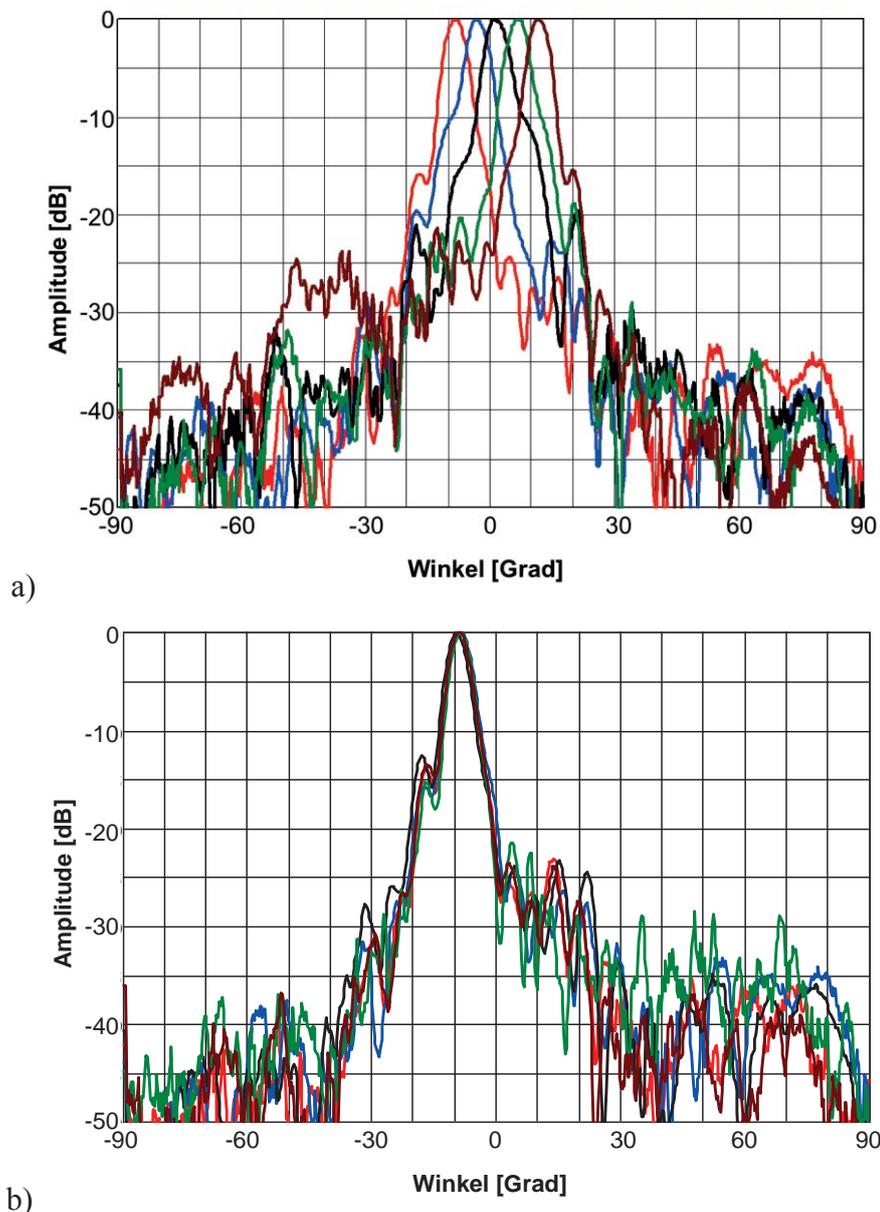


Abbildung 97: Antennendiagramme für einen Schnitt durch die E-Ebene a) und die Überlagerung aller 5 Antennendiagramme für eine Auslenkung von -10 Grad b).

In der H-Ebene weisen die Antennendiagramme ein höheres Nebenzipfelniveau auf und eine leichte Rippelbildung. Im Wesentlichen beruht der Rippel auf den unterschiedlichen Einzeldiagrammen der offenen Hohlleiterstrahler. Bei größeren Gruppenantennen ist der Effekt durch die unterschiedlichen Einzelelementcharakteristiken insbesondere durch die Randlelemente weniger stark ausgebildet, und das Antennendiagramm wirkt gleichmäßiger. Betrachtet man für eine identische Winkelposition die jeweils 5 Antennendiagramme für einen Schnitt durch die E-Ebene sowie die H-Ebene, sieht man, dass die Hauptkeulen nahezu identisch sind. Das Nebenzipfelniveau unterliegt bei den 5 Diagrammen für die H-Ebene deutlich stärkeren Schwankungen (s. Abbildung 98). Insgesamt ent-

sprechen die Antennendiagramme den aus der Berechnung erwarteten Verläufen. Im Diagramm zeigen sich leichte Amplitudenschwankungen zwischen den einzelnen Antennendiagrammen, die im Bereich von 2 bis 3 dB liegen. Diese lassen sich auf Unterschiede bei der Fertigung, der Ausgestaltung der Randzonen, auf den bereits beschriebenen Effekt durch einen nicht bündig abschließenden Übergang der Platten im Bereich der Hohlleiter und einen Versatz am Übergang der beiden Linsenstapel zurückführen.

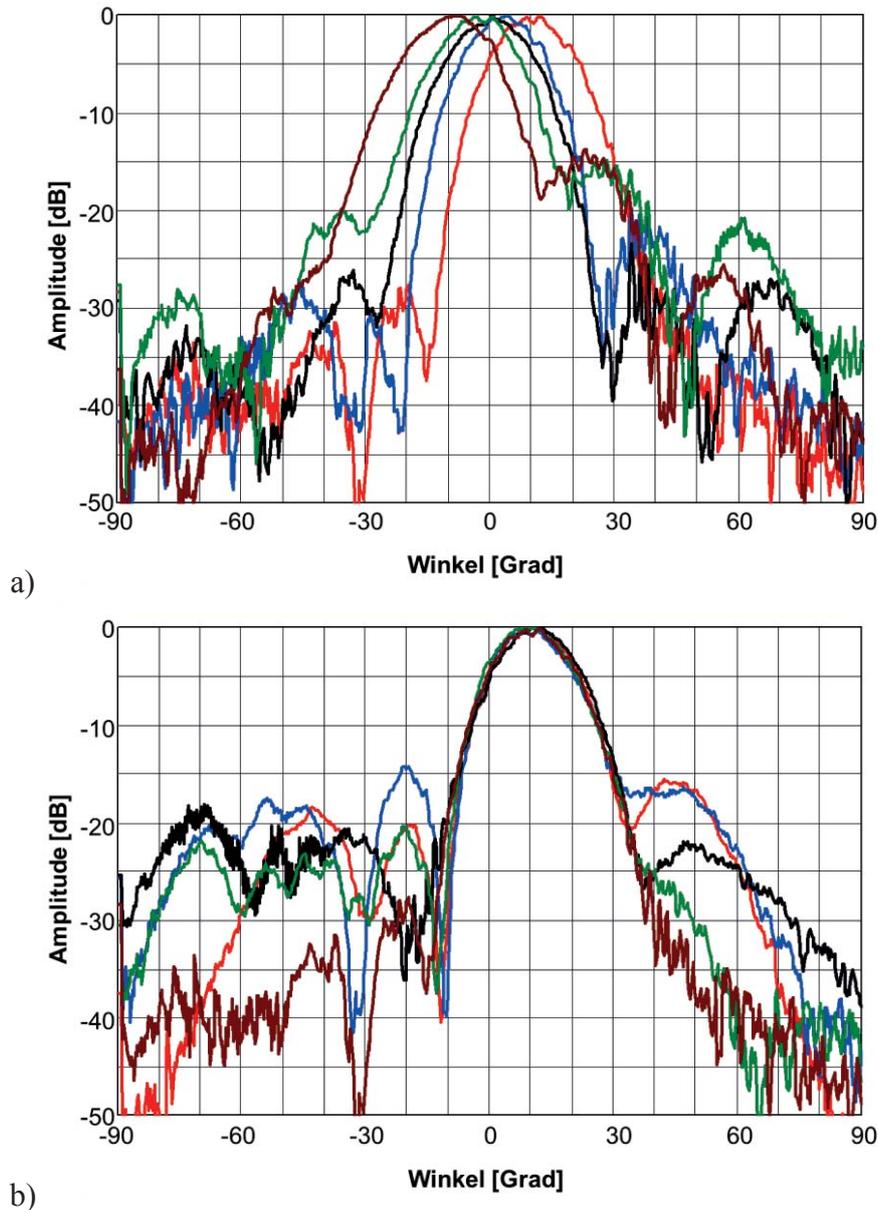


Abbildung 98: Antennendiagramme für einen Schnitt durch die H-Ebene a) und die Überlagerung aller 5 Antennendiagramme für eine Auslenkung von -10 Grad b).

Dafür spricht auch die Berechnung der Verluste, die über den Gewinn der Einzelementcharakteristik sowie des Gruppenfaktors zurückgerechnet werden können. Aus dem theoretischen Gewinn der Einzelementcharakteristik des offenen F-Band-Hohlleiters mit 6 dBi sowie dem Gewinn des Gruppenfaktors aus den 70 Antennenelementen mit ca. 18,45 dB ergibt sich theoretisch ein maximaler Gewinn von 24,45 dBi. Der gemessene Gewinn für die Portposition (0,0) liegt bei ca. 8 dBi für 90 GHz und bei ca. 5,5 dBi für 100 GHz. Gemittelt über das ganze Frequenzband von 90 bis 100 GHz in 100 MHz-Schritten folgt hieraus ein Gewinn von ca. 6,3 dBi, daraus resultieren Verlust-

te von 18,1 dB. Damit liegt der Gewinn für den Linsenstapel im Mittel etwa bei dem zu erwartenden Gewinn eines offenen Hohlleiters. Die Verlustberechnungen der Einzelmessungen ergaben Verluste von 4,8 dB für die Einspeiselinsen und 5,2 dB für die Linsen des Antennenfeldes. Damit sind die erwarteten Verluste bei 10 dB ungefähr um 8 dB kleiner als die gemessenen, bezogen auf den Mittelwert. Der starke Gewinneinbruch von 2,5 dB über das Frequenzband sowie ein starker Rippel deuten darauf hin, dass es zu unerwünschten Reflexionen innerhalb der beiden Linsenstapel kommt. Hierauf deuten auch die großen Unterschiede im Nebenzipfelniveau hin. Aber auch Fehler beim Ankoppeln der beiden Linsenstapel können eine Quelle der zusätzlichen Verluste sein. Ein wichtiges Indiz für die Reproduzierbarkeit der Kopplung der beiden Linsenstapel ist die Abweichung in den Maximalwerten der einzelnen Antennenpositionen. Dort treten Schwankungen von bis zu 4 dB auf. Somit führt die modifizierte Ankopplung der Linsen im Redesign zwar zu deutlich besseren Ergebnissen im Vergleich zum ersten Linsenstapel, jedoch unterliegt auch dieses Linsendesign Einschränkungen, die einen Einsatz in einem realen System erschweren. Der grundsätzliche Nachweis, dass ein zweidimensionaler Antennenschwenk durch 2 miteinander gekoppelte Linsenstapel in Hohlleitertechnik realisiert werden kann, ist jedoch erbracht worden (s. Abbildung 99). Können die Verluste durch das Ankoppeln der beiden Linsenstapel weiter reduziert werden, z. B. durch Fortschritte in der Kabeltechnik, steht einem operativen Einsatz dieses Konzepts nichts mehr im Wege.

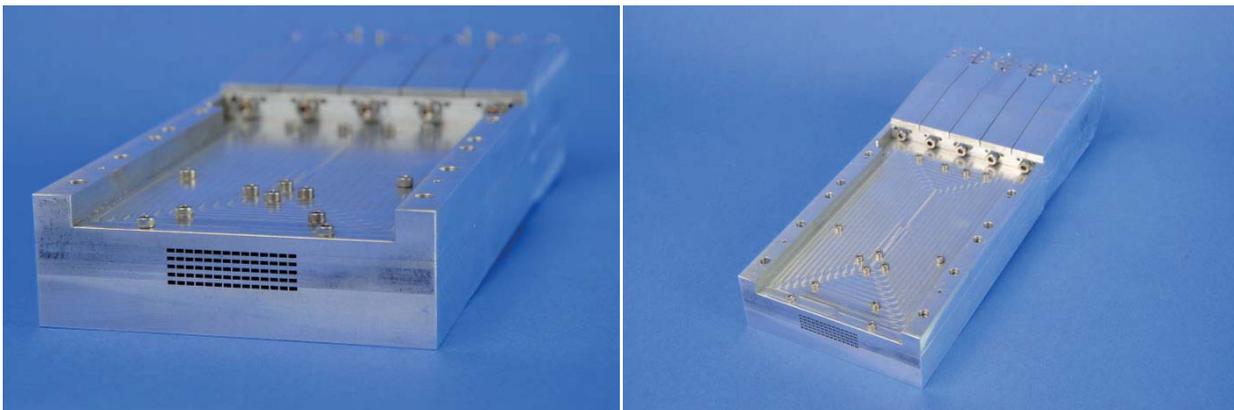


Abbildung 99: Bilder des gefertigten zweiten Linsenstapels.

6.4 Zusammenfassung der Ergebnisse und daraus resultierende Schlussfolgerungen

Durch die Realisierung der beiden 2D-Linsenstapel konnte der Nachweis erbracht werden, dass der Aufbau eines zweidimensionalen Linsenstapels für einen eingeschränkten Blickwinkel in Hohlleitertechnologie möglich ist. Durch die Kombination von TE- und TEM-Linsen kann auf flexible Kabel oder Hohlleitertwists zwischen den beiden Stapeln verzichtet werden. Eine Auslegung der Bandbreite auf 10 GHz erscheint dann realisierbar, wenn der Schwenkbereich eingeschränkt bleibt. Größere Schwenkbereiche können realisiert werden, sofern die Bandbreite weiter eingeschränkt wird. Der Aufbau mittels Rechteckhohlleitern beschränkt den maximalen Schwenkbereich entlang der E-Ebene infolge des größeren Elementabstands zwischen den Hohlleiterstrahlern. Als Alternative bietet sich die Realisierung des Antennenfeldes in Form eines triangulären Rasters an, wodurch der Elementabstand in der jeweiligen Ebene um den Faktor $\sqrt{2}$ vergrößert werden kann. Der geringere Abstand zwischen den einzelnen Ebenen kann durch eine Verkürzung der schmalen Seite des Hohlleiters wieder kompensiert werden. Um dieses zu verdeutlichen wird ein Linsenlayout wie in Abbildung 100 für eine Designfrequenz von 100 GHz betrachtet, das mittels eines WR08-Hohlleiters realisiert werden soll. Damit liegen die Hohlleiter in der E-Ebene um ca. 2,12 mm auseinander. Bei einer Hohlleiterbreite von 2,032 mm für den WR08-Hohlleiter ist dieser Abstand realisierbar. Für eine bessere Fertigung empfiehlt es sich, den Hohlleiter auf 1,9 mm zu reduzieren, wenn der Frequenzbereich auf den Bereich über 90 GHz beschränkt bleibt. In der H-Ebene liegen die einzelnen Linsen aufgrund des reduzierten Abstands nur um ca. 1,06 mm auseinander. Mit diesem geringen Abstand können die Linsen nicht angefertigt werden, da die schmale Seite des Hohlleiters 1,016 mm lang ist. Sie kann jedoch ohne Einschränkung auf die Bandbreite um 400 bis 600 μm reduziert werden, wodurch eine entsprechende Arrayanordnung hergestellt werden kann. Eine Reduzierung der Abmessungen führt jedoch zu höheren Leitungsverlusten.

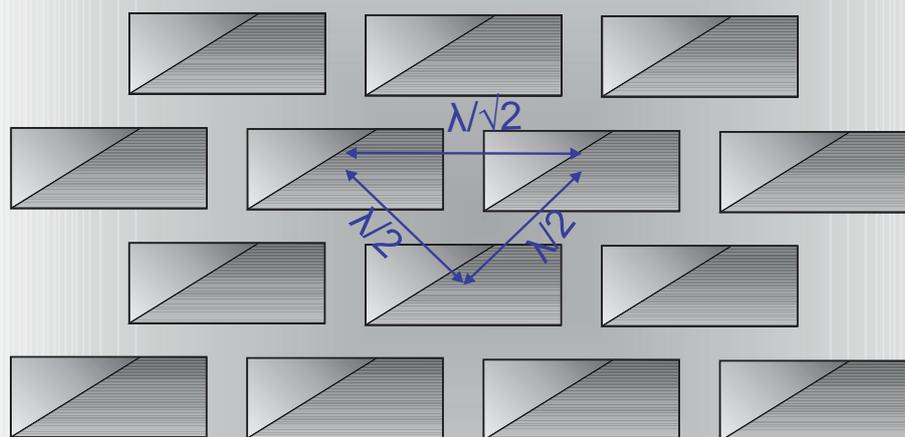


Abbildung 100: Arraystruktur für eine trianguläre Anordnung („triangular grid array“) der Hohlleiter.

Die Verluste stellen insgesamt eine der größten Hürden für den Aufbau des 2D-Stapels dar, da sie sich über 2 Linsenstapeln aufsummieren. Die Gesamtverluste bestehen dabei überwiegend aus

Verlusten, die in den Leitungsbereichen der Hohlleiter entstehen, und nur zu einem kleinerem Teil aus Beiträgen im Bereich der Parallelplattenleitung. Durch das Auftragen von Goldschichten können die Verluste zwar reduziert werden, aber wesentlich mehr lässt sich nur durch deutlich kürzere Längen der Verbindungshohlleiter erreichen. Hier liegt ein genereller Schwachpunkt des vorgestellten Layouts. Ein weiteres Defizit in dem Layout ist die Schnittstelle zwischen dem TE- und dem TEM-Linsenstapel. Das Ankoppeln der beiden Hohlleiterstapel erfordert eine Genauigkeit, die idealerweise unter $1\ \mu\text{m}$ liegen sollte [91], da sich Fehler entlang der Koppelebene aufsummieren können. Durch das separate Anbinden der einzelnen TE-Linsen an den TEM-Stapel konnte das im ersten Aufbau noch aufgetretene Phasenoffset aufgrund der Akkumulation der einzelnen Positionsfehler weitgehend reduziert werden. Bei größeren Antennenfeldern führt allein die gewählte Form des Aufbau in separaten Schichten zwangsweise wieder zu größer werdenden Phasenfehlern. In der vorliegenden Form ist die Verwendung des Ansatzes zu höheren Frequenzen hin nicht geeignet. Eine Alternative insbesondere für den oberen Frequenzbereich bietet die Kombination von 2 unterschiedlichen Linsensystemen. Verwendet man den TEM-Linsenstapel in der vorliegenden Form, besteht die Möglichkeit, die Rotman-Linsen des Speisestapels durch einen Satz von Luneburg-Linsen in Hohlleitertechnologie zu ersetzen [97]. Wählt man eine planare Luneburg-Hohlleiterlinse im TE-Design, bei der der Brechungsindex durch eine Abstandsvariation realisiert wird, können mehrere Probleme gelöst werden. Durch entsprechenden Aufbau reduziert man die Verluste, die im Linsenstapel entstehen. Ferner führen Positionsfehler der einzelnen Hohlleiterübergänge zum TEM-Linsenstapel nicht mehr zu Phasenfehlern. Jedoch ist eine Vergrößerung der Bandbreite durch das TE-Layout der Luneburg-Linse nicht zu bewerkstelligen. Hierfür wäre ein TEM-Linsenlayout notwendig, wobei die Veränderung des Brechungsindex wieder über ein dielektrisches Material realisiert werden müsste.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die aktuellen Entwicklungen von Rotman-Linsen laufen im Wesentlichen im Frequenzbereich bis 60 GHz ab [98] [99] [100] [26]. Das Anwendungsspektrum erstreckt sich dabei von Anwendungen für die Telekommunikation über Drohnen [101] bis hin zu Radarsystemen für den Kfz-Bereich [102] [103] [104] [105]. Dabei konzentrieren sich die meisten Systembetrachtungen auf Linsenauslegungen in Mikrostreifentechnologie [106] und Hohlleiterlinsen mit flexiblen Verbindungsleitungen. Ziel dieser Arbeit war es, den Nachweis zu erbringen, dass Rotman-Linsen in Hohlleitertechnik auch für den oberen Millimeterwellenbereich (über 60 GHz) hergestellt werden können, Optimierungsstrategien für Hohlleiterlinsen zu schaffen und zu beweisen, dass ein 2D-Schwenk mit Hohlleiterlinsen realisiert werden kann. Mit den vorgestellten Ergebnissen konnte belegt werden, dass Rotman-Linsen in Hohlleitertechnik bis zu 220 GHz gefertigt werden können. Der Bereich der Parallelplattenleitung sowie die Verbindungsleitungen zwischen dem Antennenfeld und der Antennenapertur, die die eigentliche Linse bilden, werden hierfür in einem Block gefräst. Durch die vorgewählte Orientierung der einspeisenden Hohlleiter können Rotman-Linsen sowohl als TE- wie auch als TEM-Linse angefertigt werden. Für den Aufbau der Hohlleiterlinsen wurden neue Entwurfs- und Optimierungsstrategien erforscht und in einer Entwurfssoftware implementiert.

Bei der Herstellung der Linsen muss ein Kompromiss zwischen der Bandbreite und dem maximalen Schwenkwinkel gefunden werden. Bei Linsen im TE-Design ist diese Kopplung mittels der Verschiebung der Hauptkeule über das Frequenzband gegeben. Da eine weitere Auslenkung größere Längenunterschiede innerhalb der Linse bedingt, steigt der durch den Unterschied zwischen Freiraumwellenlänge und geführter Wellenlänge entstandene Winkelfehler der Hauptkeule über die Frequenz an. Ein großer Schwenkbereich begrenzt somit zwangsweise die Bandbreite und umgekehrt. Bei Linsen im TEM-Bereich ist der Elementabstand im Antennenfeld der begrenzende Faktor. Da die Einspeisepunkte in den Bereich der Parallelplattenleitung bei Hohlleitereinkopplungen in der Regel mehr Raum benötigen als eine halbe Wellenlänge, muss der Schwenkbereich eingegrenzt werden, um das Auftreten von sekundären Hauptkeulen zu vermeiden. So lässt sich auch im oberen Millimeterwellenbereich ein Schwenkbereich von mehr als ± 30 Grad nur mit reduzierter Bandbreite realisieren. Das Anfertigen von 2D-Linsenstapeln wird durch die Kombination eines TE- und eines TEM-Linsenstapels möglich. Es konnte gezeigt werden, dass dadurch eine zweidimensionale Auslenkung der Antennenkeule auch im Frequenzbereich von 90 bis 100 GHz zu schaffen ist. Während sich im ersten Ansatz noch erhebliche Beschränkungen durch Fertigungstoleranzen ergeben hatten, konnte dank eines verbesserten Entwurfs in Kombination mit Modifikationen in der Fertigung ein funktionstüchtiger 2D-Linsenstapel demonstriert werden. Im Linsenstapel konnte bei einer Bandbreite von 10 GHz ein Schwenkbereich von ± 10 Grad realisiert werden.

Die Untersuchungen zu den Verlusten der Linsen zeigen, dass diese für viele operative Systeme noch zu groß sind. Es konnte jedoch auch belegt werden, dass durch eine entsprechende Ausformung der einkoppelnden Hohlleiter als Hornstrahler die Verluste deutlich reduziert werden können. Die Aufweitung der Hohlleiterstruktur wird einerseits durch den zur Verfügung stehenden Platz begrenzt, andererseits durch das Ziel, die Anregung höherer Moden zu vermeiden, sowie die Notwendigkeit, die Verschiebung des Phasenzentrums innerhalb der Hornstruktur durch eine Neupositionierung des Hornstrahlers zu kompensieren. Durch die Kombination mehrerer einzelner Über-

gänge wie im „Pales System“ lässt sich die Begrenzung der Aufweitung umgehen. Leitungsverluste spielen bei den Gesamtverlusten eine Schlüsselrolle.

Die Ergebnisse verdeutlichen den Einfluss der Fertigungsverfahren und die Beschränkungen, denen der unterliegt. So gewinnen neben den klassischen Designparametern (z. B. verbleibender Phasenfehler, Optimierung der Leitungsführung, Fragestellung zur Fertigung und zur Kontrolle des Fertigungsprozesses) weitere Punkte an Bedeutung. Darunter fallen u.a. die Verwendung spannungsarmer Materialien, die sich während des Fräsvorgangs nicht verformen, aber auch die Abnutzung des Werkzeugs sowie die Homogenität des Materials, was maßgeblich zur Stabilität des Fertigungsprozesses beiträgt. Bei höheren Frequenzen müssen zur Herstellung der Linsen neue Verfahren eingesetzt werden, da die aktuell eingesetzten Fräsverfahren an ihre Grenzen stoßen. Eine Lösung könnten hier moderne 3D-Druckverfahren bieten. Die Auflösung entsprechender kommerzieller Systeme liegt aktuell typischerweise im μm -Bereich. Hierdurch werden neue 3D-Strukturen und -Linsenkonzeppte möglich, die aktuell nicht realisiert oder nur mit sehr hohem technischen Aufwand hergestellt werden können. Die technischen Anforderungen an die mechanische Fertigung sowie die Einschränkung bei den Systemparametern zeigen, dass Rotman-Linsen im oberen Millimeterwellenbereich aktuell nur sehr schwer für Massenprodukte umsetzbar sind. Für entsprechende Nischenprodukte, bei denen Schlüsselkomponenten wie z. B. Phasenschieber mit großer Bandbreite fehlen, sind sie jedoch eine erfolgversprechende Alternative zu den bestehenden Ansätzen. Für die diskutierten hybriden Ansätze bei passiven Systemen für Sicherheitsanwendungen oder in DBS-Systemen werden Schwenkwinkel bei moderater Bandbreite von einigen Gigahertz benötigt, sodass Rotman-Linsen sehr gut für die entsprechenden Systemansätze geeignet sind.

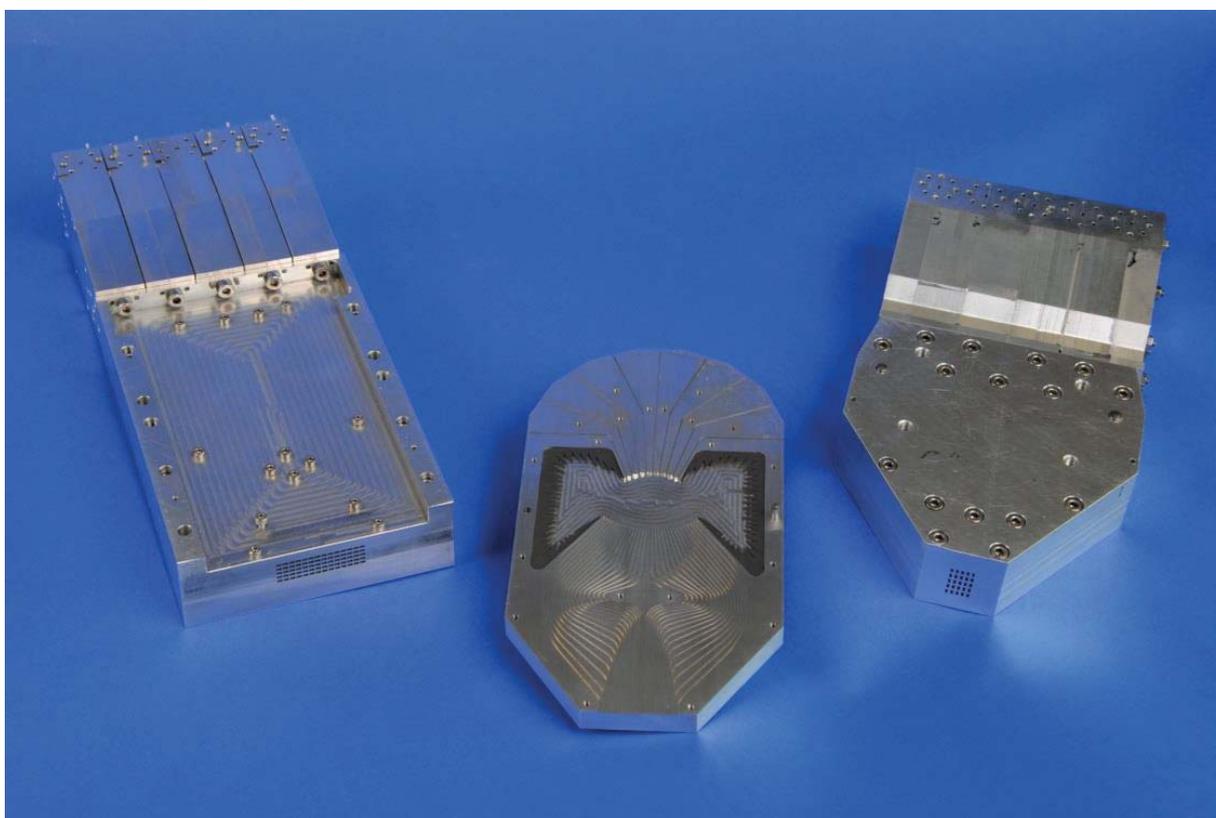


Abbildung 101: Foto der im Rahmen der Arbeit angefertigten Linsen.

8 Literaturverzeichnis

- [1] Physikalisch-Technische Bundesanstalt, „Faltblatt: Die gesetzlichen Einheiten in Deutschland,“ [Online]. Available: <http://www.ptb.de/cms/fileadmin/internet/publikationen/einheiten.pdf>. [Zugriff am 21.09.2011].
- [2] Bundesnetzagentur, „Frequenzplan gemäß § 54 TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 9 kHz bis 275 GHz auf die Frequenznutzungen sowie über die Festlegungen für diese Frequenznutzungen,“ Januar 2014.
- [3] Europäische Kommission, *Durchführungsbeschluss der Kommission vom 29.07.2011 zur Änderung der Entscheidung 2005/50/EG zur Harmonisierung der befristeten Nutzung des Frequenzbands im Bereich um 24 GHz durch Kfz-Kurzstreckenradargeräte in der Gemeinschaft*, Brüssel, 2011.
- [4] I. Kallfass, P. Pahl, H. Massler, A. Leuther, A. Tessmann, S. Koch and T. Zwick, “A 200 GHz Monolithic Integrated Power Amplifier in Metamorphic HEMT Technology,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 6, 5 June 2009.
- [5] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, S. Wagner, R. Aidam, J. Rosenzweig, O. Ambacher, I. Kallfass, U. Lewark, R. Sommer, A. Wahlen, S. Stanko und J. Ender, „Millimeter- and submillimeter-wave monolithic integrated circuits based on metamorphic HEMT technology for sensors and communication,“ in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, Tel Aviv, 2013.
- [6] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, V. Hurm, M. Kuri, M. Zink, M. Riessle, H. Stulz, M. Schlechtweg und A. O., „A 600 GHz low-noise amplifier module,“ in *International Microwave Symposium (IMS)*, Tampa Bay, Florida, 1-6 June 2014.
- [7] A. Tessmann, W. Haydl, T. Krems, M. Neumann, H. Massler, L. Verweyen, A. Hulsmann and M. Schlechtweg, "A compact coplanar W-band variable gain amplifier MMIC with wide control range using dual-gate HEMTs," Baltimore, MD, USA, 1998.
- [8] J. Sowers, N. Byer, B. Edward, D. McPherson, S. Weinreb and F. Rucky, “Electronically steered, receive monopulse, active phased array at 94 GHz,” in *Microwave symposium Digest*, San Francisco, CA, USA, 1996.
- [9] A. Stehle, G. Georgiev, V. Ziegler, B. Schoenlinner, U. Prechtel, H. Seidel und U. Schmid, „RF-MEMS Switch and Phase Shifter Optimized for W-Band,“ in *Microwave Conference 2008, EuMC 2008. 38th European*, Amsterdam, 27-31 Oct. 2008.
- [10] U. Schmid, H. Seidel, R. Körber, V. Ziegler, A. Würtz, D. Schwanke, S. Hoyler und H. Blöcher, „RADARAUGE - Phasengesteuertes Radarmodul bei 79 GHz auf keramischen und organischen Substraten,“ in *VDE-Kongress*, Aachen, 2006.

- [11] W. Rotman and R. F. Tuner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," Armed Services Technical Information Agency, Bedford, MA, 1962.
- [12] W. Rotman and R. F. Tuner, "Wide-Angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, November 1963.
- [13] J. Milin, S. Moore, W. Bürger, P. Triboulloy, M. Royden and J. Gerster, "AMSAR - A France-UK-Germany success story in active-array radar," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, Waltham, MA, 2010.
- [14] M. Rosenkranz, „Ein neues Radar für den Eurofighter,“ [Online]. Available: http://www.airpower.at/news06/0922_captor-e/index.html. [Zugriff am 01 02 2011].
- [15] M. Bräutigam, H. Essen, R. Brauns, G. Konrad, R. Sommer, A. Wahlen und J. Wilke, „SUMATRA-94, A conceptual Approach for a Low Cost Millimeterwave Synthetic Aperture Radar on Board a Model Aircraft,“ in *EUSAR 2006 - 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Dresden, Germany, 2006.
- [16] G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, Raleigh: SciTech Publishing Inc., 1998.
- [17] A. Lambrecht, M. Pauli, S. Beer and T. Zwick, "Frequency Invariant Beam Steering for HPEM anti-electronics systems with a Rotman-Lens," in *European Wireless Technology Conference EuWIT*, Rome, Italy, 2009.
- [18] M. Streetly, *Jane's Radar and Electronic Warfare Systems 2009-2010*, 21 ed., Ihs Global Inc., 2009, p. 587.
- [19] N. Friedman, *The Naval Institute guide to world naval weapon systems*, 5 ed., Annapolis, MD 21402: Naval Institute Press, 1989, pp. 420-422.
- [20] K. C. Kwok and S. K. Rao, "Design of a Rotman lens feed network to generate a hexagonal lattice of multiple beams," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, no. 8, August 2002.
- [21] D. R. Gagnon, "Procedure for Correct Refocusing of the Rotman Lens According to Snell's Law," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, no. 3, March 1989.
- [22] R. C. Hansen, "Design Trades for Rotman Lenses," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, no. 4, April 1991.
- [23] J. K. Singhal and P. C. Sharma, "Theoretical Investigations on Elliptical Refocusing of Rotman-Type Lens for Multiple Beamforming," *Journal of Microwaves and Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 3, no. 4, 2004.

- [24] Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, Z. Q. Kuai, J. X. Chen, J. Y. Zhou and H. J. Tang, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, August 2008.
- [25] A. Lambrecht, T. Zwick, W. Wiesbeck, J. Schmitz and M. Jung, "Realization of UWB-beamforming with a Rotman-Lens at Low UHF Frequencies," in *European Electromagnetics Symposium (EUROEM)*, Lausanne, Switzerland, 2008.
- [26] A. Lambrecht, „True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige Systeme hoher Leistung,“ KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2010.
- [27] E. Sbarra, L. Marcaccioli, R. V. Gatti and R. Sorrentino, "A Novel Rotman Lens in SIW Technology," in *European Radar Conference (EuRAD)*, München, 2007.
- [28] L. Schulwitz and A. Mortazawi, "A New Low Loss Rotman Lens Design for Multibeam Phased Arrays," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, 2006.
- [29] M. Maybell, "Printed rotman lens-fed array having wide bandwidth, low sidelobes, constant beamwidth and synthesized radiation pattern," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1983.
- [30] Kilic, O.; Weiss, S., "Dielectric Rotman lens design for multi-function RF antenna applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Monterey, California, 2004.
- [31] A. F. Peterson and E. O. Rausch, "Validation of integral equation model with high-dielectric Rotman lens measurements," in *Antenna Application Symposium*, Monticello, 1991.
- [32] L. Halla, H. J. Hansena and D. Abbotta, "2D scanning Rotman lens structure for smart collision avoidance sensors," in *SPIE Microelectronics: design, technology, and packaging*, Perth, Australia, 2003.
- [33] D. Archer, "Lens Fed Multiple Beam Arrays," *Microwave Journal*, vol. 27, August 1984.
- [34] W. E. Knock, *Metal Lens Antennas*, vol. 34, 1946, pp. 828-836.
- [35] D. T. McGrath, "Constrained Lenses," in *Reflector and Lens Antennas*, Norwood, MA, Artech House, 1988.
- [36] R. S. Elliot, *Antenna Theory - Analysis and Design*, 3 ed., Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [37] J. Ruze, "Wide-angle metal-plate optics," *Proceedings of the I.R.E.*, pp. 53-58, January 1950.

- [38] H. Gent, "The Bootlace Aerial," *Royal Radar Establishment J.*, pp. 47 - 57, October 1957.
- [39] D. Maybell, H. Archer and J. Michael, "Rotman Lens Development History at Raytheon Electronic Warfare Systems 1967-1995," in *Proceedings of IEEE AP-S International Symposium*, 2005.
- [40] G. S. Hardie, R. Hernandez and M. J. Maybell. U.S. Patent 4490723, 25 December 1984.
- [41] Maybell, M. J., "Ray structure method for coupling coefficient analysis of two dimensional rotman lens," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Los Angeles; CA, 1981.
- [42] H.-H. Fuchs and D. Nüßler, "Design of Rotman Lens for Beam-Steering of 94 GHz Antenna Array," *IEE Electronic Letters*, no. 11, 27 May 1999.
- [43] A. F. Peterson and E. O. Rausch, "Scattering matrix integral equation analysis for the design of a waveguide Rotman lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, no. 5, pp. 870 - 878, May 1999.
- [44] E. O. Rausch, A. F. Peterson and W. Wiebach, "A low cost, high performance, electronically scanned MMW Antenna," *Microwave Journal*, pp. 20-32, January 1997.
- [45] Rausch, O. P.; Peterson, A. F.; Wiebach, W., "Electronically Scanned Millimeter Wave Antenna Using A Rotman Lens," in *Radar 97*, Edinburgh, 1997.
- [46] A. Murk, O. Stähli, C. Mätzler, M. Canavero, R. Oechslin, P. Wellig, D. Nötel and H. Essen, "Polarimetric imaging with the 91GHz radiometer SPIRA," in *Proc. SPIE 7837, Millimeter Wave and Terahertz Sensors and technology III*, Toulouse, France, 2010.
- [47] J. Richter, „Dielektrische Weitwinkellinsen und Speiseanordnungen für Focal Plane Array Antennen bildgebender Millimeterwellensysteme,“ Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, Erlangen, 2007.
- [48] T. Lüthi, „Kritische Komponenten in abbildenden Sensoren im mm-Wellenbereich,“ Universität Bern, Bern, 2000.
- [49] A. Lüdi, „Passive abbildende Systeme im mm-Wellen Bereich,“ Universität Bern, Bern, 2000.
- [50] T., Brehm; H., Essen; H.-H., Fuchs; D., Nüßler, "A Novel Approach for Resolution Enhancement of a Forward Looking Millimeterwave Radar Sensor," in *GRS 2002*, Bonn, 2002.
- [51] L. Joesefsson and P. Persson, *Conformal Array Antenna Theory and Design*, Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006, p. 375.

- [52] O. Kilic and S. Weiss, "Conformal Antenna Design for Military Vehicle Armor," in *USNC/URSI Meeting*, Albuquerque, NM, 2006.
- [53] T. K. Anthony, "Rotman Lens Development," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Diego, CA, 2008.
- [54] C. M. Rappaport and A. I. Zaghoul, "Multifocal bootlace lens design concepts: a review," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.
- [55] P. K. Singhal, G. R. D. and P. C. Sharma, "Recent Trends in Design and Analysis of Rotman-Type Lens for Multiple Beamforming," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, pp. 321-338, July 1998.
- [56] T. Katagi, S. Mano and S.-I. Sato, "An Improved Design Method of Rotman Lens Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 5, pp. 524-527, May 1984.
- [57] N. N. Rao, *Elements of Engineering Electromagnetics*, 4th Hrsg., Prentice Hall, 1994.
- [58] W. H. Hayt und J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, New York: McGraw-Hill Inc., 2001.
- [59] D. K. Cheng, *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1993.
- [60] T. Zwick, *Skriptum zur Vorlesung Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, Universität Karlsruhe: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 2008.
- [61] S. I. Umran and S. I. Aziz, *Electromagnetic Waves*, Prentice Hall, 1999.
- [62] K. R. Demarest, *Engineering Electromagnetics*, New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [63] E. O. Rausch and A. F. Peterson, "Rotman lens design issues," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Atlanta, USA, 2005.
- [64] J. G. Worms und K. Mühlbauer, „PALES ein Breitband-Mehrkeulensystem im X-Band; Teil 3: Signalentdeckung und Schätzung der Pulsform,“ FGAN e.V., Wachtberg-Werthhoven, 2007.
- [65] C. J. Sletten, *Reflector and Lens Antennas*, Norwood: Artech House Inc., 1988.
- [66] Y. Y. Hu, "A method of determining phase centers and its applications to electromagnetic horns," *Journal of the Franklin Institute*, no. 271, pp. 31-39, January 1961.
- [67] J. L. Cruz, B. Gimeno, E. A. Navarro and V. Such, "The Phase Center Position of a Microstrip Horn Radiating in an Infinite Parallel-Plate Waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, pp. 1185-1188, August 1994.

- [68] I. N. Bronstein und K. A. Semendjajew, Taschenbuch der Mathematik, Thun und Frankfurt/Main: Verlag HARRI Deutsch, 1987.
- [69] S. J. Orfanidis, „Ch. 18: Aperture Antennas,“ Piscataway, 2010.
- [70] L. Musa and M. S. Smith, „Microstrip port design and sidewall absorption for printed Rotman lenses,“ *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 136, no. 1, pp. 53-58, Feb. 1989.
- [71] B. Carlegrim und L. Pettersson, „Rotman Lens in Microstrip Technology,“ in *22nd European Microwave Conference*, Helsinki, Finland, 1992.
- [72] D. Nüßler, H.-H. Fuchs und R. Brauns, „Rotman lens in the microwave and millimeter frequency range,“ in *International Radar Symposium (IRS)*, 2007.
- [73] D. Nüßler, H.-H. Fuchs, R. Brauns und N. Friese, „Entwicklung einer Rotman-Linse für das W-Band,“ FGAN, Interner Bericht, Wachtberg, 2006.
- [74] O. Kilic and R. Dahlstrom, „Rotman lens beam formers for Army multifunction RF antenna applications,“ in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.
- [75] S. Bokaderov, „Entwicklung und Verifikation einer Entwurfssoftware zur Realisierung von Rotman-Linsen in Mikrostreifentechnologie,“ FH Koblenz, 2009.
- [76] P. J. Gibson, „The Vivaldi Aerial,“ in *9th European Microwave Conference*, Brighton, UK, 1979.
- [77] Rogers Corporation, *Data Sheet TMM*, 2008.
- [78] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2 ed., John Wiley & Sons, Inc., 1982.
- [79] S. Nowok, „Fernfeldberechnungen von offenen Hohlleiterstrukuren,“ Fraunhofer FHR, Interner Bericht, Wachtberg-Werthhoven, 2011.
- [80] C. W. Penney, R. J. Luebbers and E. Lenzing, „Broad band Rotman lens simulations in FDTD,“ in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.
- [81] P. Simon, „Analysis and Synthesis of Rotman Lenses,“ in *22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit*, 2004.
- [82] I. Hertl, M. Vavrda and P. Hanulak, „Rotman lens design for millimeter-wave sensor application,“ in *Radioelektronika*, Brno, 2011.
- [83] D. Nüßler and H.-H. Fuchs, „A Rotman Lens at W-Band,“ *Frequenz*, vol. 56, pp. 244-248, November 2002.
- [84] P. Knott, „Design of a Rigid Waveguide Feed Network for a Wideband Rotman Lens Array Antenna Array,“ in *IEEE Radar Conference*, Rome, 2008.

- [85] J. G. Worms, P. Knott and D. Nuessler, "The Experimental System PALES: Signal Separation with a Multibeam-System Based on a Rotman Lens," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 3, pp. 95-107, Juni 2007.
- [86] D. Nüßler, H.-H. Fuchs and R. Brauns, "Design of Rotman lenses for 220 GHz in waveguide technology," in *International Radar Symposium*, Hamburg, 2009.
- [87] D. Nüßler, "Design of a 32 element rotman lens at 220 GHz with 20 GHz Bandwidth," in *German Microwave Conference*, Nürnberg, 2015.
- [88] Kawashima Manufacturing Co., Ltd., „Connector Interface 1 mm for DC-110GHz,“ [Online]. Available: http://www.shf.de/fileadmin/download/Connectors_and_Cables/kpc_semi_rigid_cable_assemblies_100_in_line_v004.pdf. [Zugriff am 22 2 2011].
- [89] H. Essen, S. Stanko, R. Sommer, A. Wahlen, R. Brauns, J. Wilcke, W. Johannes, A. Tessmann and M. Schlechtweg, "A High Performance 220-GHz Broadband Experimental Radar," in *IRMMW-THz 2008*, Pasadena, USA, 2008.
- [90] H. Essen, A. Wahlen, R. Sommer, W. Johannes, M. Schlechtweg and A. Tessmann, "Development of a 220-GHz Experimental Radar," in *German Microwave Conference*, Hamburg, 2008.
- [91] A. R. Kerr, E. Wollack und N. Horner, „Waveguide Flanges for ALMA Instrumentation,“ 1999. [Online]. Available: <https://library.nrao.edu/public/memos/alma/memo278.pdf>. [Zugriff am 2016 7 27].
- [92] A. v. Bieren, E. d. Rijk, J.-P. Ansermet and A. Macor, "Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications," in *39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, Tuscon, AZ, 2014.
- [93] G. E. Geterud, P. Bergmark and J. Yang, "Lightweight Waveguide and Antenna Components," in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Gothenburg, Sweden, 2013.
- [94] H. Essen, D. Nüßler, J. Wilcke, M. Schlechtweg and A. Tessmann, "A Linear Phased Array Demonstrator at 94 GHz," in *Radar 2004*, Toulouse, 2004.
- [95] D. Nüßler, H.-H. Fuchs and R. Brauns, "Rotman lens for the millimeter wave frequency range," in *European Microwave Conference*, Munich, 2007.
- [96] D. Nuessler, R. Brauns und H.-H. Fuchs, „A two dimensional lens stack design for 94 GHz,“ in *German Microwave Conference*, Munich, 2009.
- [97] R. S. Elliot, *Antenna theory and design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

- [98] S. Weiss and R. Dahlstrom, "Rotman Lens Development at the Army Research Lab," in *IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, MT, 2006.
- [99] W. Lee, J. Kim and Y. J. Yoon, "Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 2, pp. 460-466, Februar 2011.
- [100] W. Moulder, W. Khalil and J. Volakis, "60-GHz Two-Dimensionally Scanning Array Employing Wideband Planar Switched Beam Network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, no. 2010, pp. 818-821, 09 2010.
- [101] A. Ouacha, R. Gunnarsson, L. Pettersson and L. G. Huss, "Wideband multibeam antenna for integration in small platforms," in *Proceedings of the Forth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, Spain, 2010.
- [102] C. Metz, *Kfz-Radarsensoren mit mehrstufiger Winkelauflösung*, Aachen: Shaker Verlag, 2001.
- [103] C. Metz, E. Lissel and A. F. Jacob, "Planar multiresolutional antenna for automotive radar," in *31st European Microwave Conference*, London, England, 2001.
- [104] C. Metz, J. Grubert, J. Heyen and A. F. Jacob, "Fully Integrated Automotive Radar Sensor with Versatile Resolution," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2560-2566, December 2001.
- [105] J.-G. Lee, J.-H. Lee and H.-S. Tae, "Design of a nonradiative dielectric Rotman lens in the millimeter wave frequency," in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix, AZ, USA, 2001.
- [106] J. Kim, C. S. Cho und F. S. Barnes, „Dielectric Slab Rotman Lens for Microwave/Millimeter-Wave Applications,“ *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 53, Nr. 8, pp. 2622-2627, August 2005.
- [107] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 1994.
- [108] S. Merrill, *Radar Handbook*, Third Hrsg., McGraw-Hill, 2008.
- [109] K. Kark, *Antennen und Strahlungsfelder*, Wiesbaden: Vieweg, 2006.

9 Anhang

9.1 Modifizierte Herleitung nach Rotman und Turner

Wie bereits im Kapitel 2.2 hergeleitet, werden für die Fokuspunkte folgende Positionen festgelegt:

$$F1 = (-G, 0)$$

$$F2 = (-F \cos \alpha, F \sin \alpha)$$

$$F2 = (-F \cos \alpha, -F \sin \alpha)$$

Die Bestimmung der Punkte $P_N = (X_N, Y_N)$ auf der Antennenkontur erfolgt in Abhängigkeit von der Leitungslänge W_N sowie dem Abstand N des zugehörigen Gruppenstrahlers von der Symmetrieachse. Ausgehend von den Fokuspunkten werden die Ausbreitungspfade durch die Punkte P_N und Q_N mit denen durch die Punkte P_0 und Q_0 (s. Abbildung 102).

$$L_1 \sqrt{\varepsilon_r} + W_N \sqrt{\varepsilon_{re}} = G \sqrt{\varepsilon_r} + W_0 \sqrt{\varepsilon_{re}} \quad (47)$$

$$L_2 \sqrt{\varepsilon_r} + W_N \sqrt{\varepsilon_{re}} + N \sin \alpha = F \sqrt{\varepsilon_r} + W_0 \sqrt{\varepsilon_{re}} \quad (48)$$

$$L_3 \sqrt{\varepsilon_r} + W_N \sqrt{\varepsilon_{re}} - N \sin \alpha = F \sqrt{\varepsilon_r} + W_0 \sqrt{\varepsilon_{re}} \quad (49)$$

Mit $L_1 = |\overrightarrow{F_0 P}|$, $L_{21} = |\overrightarrow{F_1 P}|$, $L_3 = |\overrightarrow{F_2 P}|$

W_0 entspricht dabei der theoretischen Länge der Ausgleichsleitung im Ursprung. In den Ausgleichsleitungen bestimmt die effektive Wellenlänge den Faktor $\sqrt{\varepsilon_{re}}$ und wird in Hohlleiterlinsen durch das Verhältnis von geführter Wellenlänge zur Freiraumwellenlänge bestimmt.

$$\sqrt{\varepsilon_{re}} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \quad (50)$$

Alle Größen werden im nächsten Schritt mit der Fokuslänge F normiert:

$$l_1 = \frac{L_1}{F}; \quad l_2 = \frac{L_2}{F}; \quad l_3 = \frac{L_3}{F}; \quad x = \frac{X}{F}; \quad y = \frac{Y}{F}, \quad g = \frac{G}{F}$$

Dabei werden – vergleichbar zu [56] – die Normierungen für (η) und (w) wie folgt gewählt:

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{N}{F} \text{ und } w = \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{W_N - W_0}{F} \quad \text{mit } b_1 = \sin \alpha \text{ und } b_0 = \sin \beta.$$

Die Länge W_0 wird als Bezugsgröße festgelegt, somit gibt w nur die Differenz der Verbindungsleitung zur Leitung durch den Ursprung zwischen den Punkten P_0 und Q_0 an. Durch Normierung und Umstellung der GL. 47 bis GL. 49 erhält man die nachfolgenden Gleichungssätze für die elektrische Länge:

$$l_1 = g - w \quad (51)$$

$$l_2 = 1 - w - \eta b_1 \quad (52)$$

$$l_3 = 1 - w + \eta b_1 \quad (53)$$

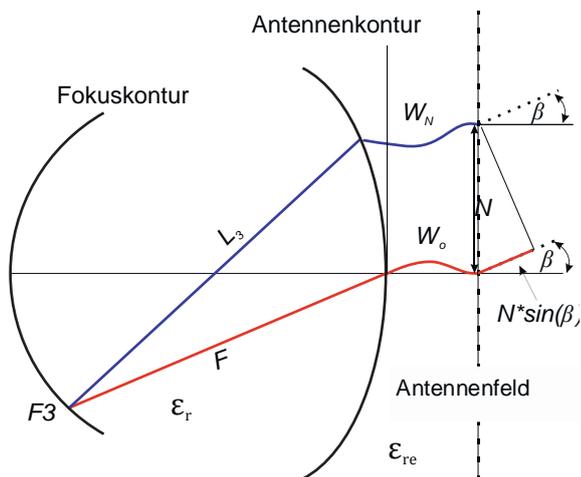
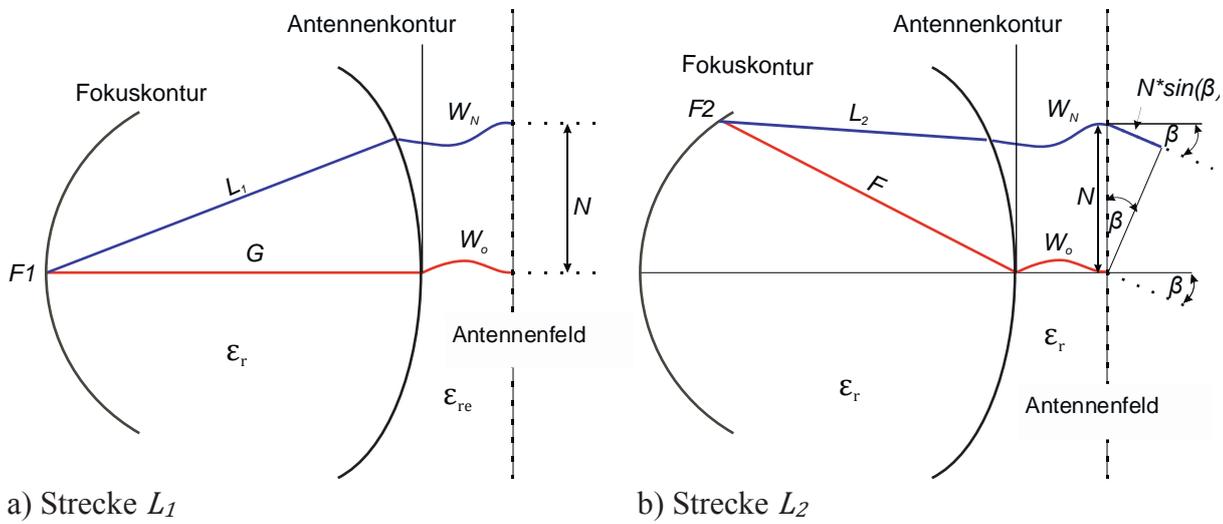


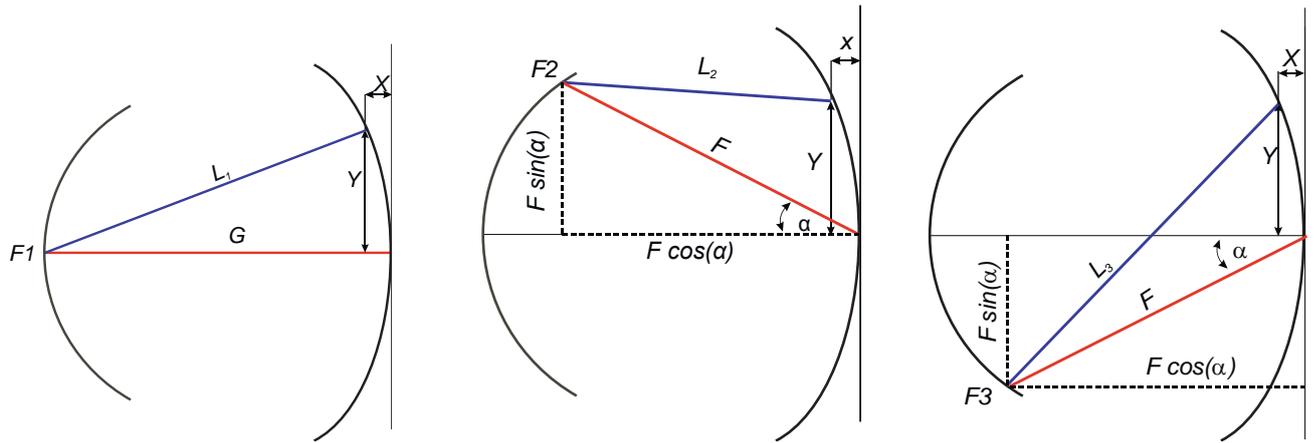
Abbildung 102: Elektrische Längen.

Parallel zur Herleitung der elektrischen Weglängen können die Strecken L_1 , L_2 , L_3 geometrisch hergeleitet werden (s: Abbildung 103). Geometrisch betrachtet können die Streckenlängen wie folgt abgeleitet werden:

$$L_1^2 = (G - X)^2 + Y^2 \quad (54)$$

$$L_2^2 = (F \cos \alpha - X)^2 + (Y - F \sin \alpha)^2 \quad (55)$$

$$L_3^2 = (F \cos \alpha - X)^2 + (Y + F \sin \alpha)^2 \quad (56)$$



a) Strecke L_1

b) Strecke L_2

b) Strecke L_3

Abbildung 103: Geometrische Längen.

Normiert man die GL. 54 bis GL. 56 und setzt den elektrischen und den geometrischen Gleichungssatz in Beziehung zueinander erhält man unter Berücksichtigung von GL. 50 die folgenden Gleichungssysteme:

$$l_1^2 = (g - w)^2 = (g - x)^2 + y^2 \quad (57)$$

$$l_2^2 = (1 - w - \eta b_1)^2 = (\cos \alpha - x)^2 + (y - b_1)^2 \quad (58)$$

$$l_3^2 = (1 - w + \eta b_1)^2 = (\cos \alpha - x)^2 + (y + b_1)^2 \quad (59)$$

Durch Ausmultiplizieren und Umstellen nach $x^2 + y^2$ ergibt sich:

$$x^2 + y^2 = w^2 - 2gw + 2gx \quad (60)$$

$$x^2 + y^2 = w^2 + \eta^2 b_0^2 - 2w - 2\eta b_0 + 2\eta b_0 w + 2a_0 x + 2b_0 y \quad (61)$$

$$x^2 + y^2 = w^2 + \eta^2 b_0^2 - 2w + 2\eta b_0 - 2\eta b_0 w + 2a_0 x - 2b_0 y \quad (62)$$

mit $a_0 = \cos \alpha$. Durch Gleichsetzung der beiden Gleichungen Gl. 61 und Gl. 62 erhält man:

$$-2\eta b_0 + 2\eta b_0 w + 2b_0 y = 2\eta b_0 - 2\eta b_0 w - 2b_0 y$$

Nach y aufgelöst, ergibt sich:

$$y = \eta(1 - w) \quad (63)$$

Durch Addition der beiden Gleichungen Gl. 61 und Gl. 62 erhält man:

$$x^2 + y^2 = w^2 + \eta^2 b_0^2 - 2w + 2a_0 x \quad (64)$$

Durch das Gleichsetzen mit Gl. 60 ergibt sich:

$$w^2 - 2gw + 2gx = w^2 + \eta^2 b_0^2 - 2w + 2a_0 x$$

und man erhält die Lösung für x :

$$x = \frac{\eta^2 b_0^2}{2(g-a_0)} - \frac{(g-1)}{(g-a_0)} w \quad (65)$$

Aus den Ergebnissen für x und y kann durch Einsetzen in Gl. 60 w berechnet werden:

$$\left(\frac{\eta^2 b_0^2}{2(g-a_0)} - \frac{(g-1)}{(g-a_0)} w \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_r}} \right)^2 + \left(1 - w \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_r}} \right)^2 = w^2 \frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_r} - 2gw \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_r}} + 2g \left(\frac{\eta^2 b_0^2}{2(g-a_0)} - \frac{(g-1)}{(g-a_0)} w \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_r}} \right)$$

Nach Einführung folgender Koeffizienten

$$\begin{aligned} a &= \left(1 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_0)^2} - \eta^2 \right) \\ b &= \left(2g \frac{g-1}{g-a_0} - \eta^2 b_0 \frac{g-1}{(g-a_0)^2} + 2\eta^2 - 2g \right) \\ c &= \left(\frac{g\eta^2 b_0^2}{g-a_0} - \frac{\eta^4 b_0^4}{4(g-a_0)^2} - \eta^2 \right) \end{aligned}$$

ergibt sich für w eine quadratische Gleichung:

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad (66)$$

Entsprechend der Lösung für quadratische Gleichungen ergeben sich 2 Lösungen. Unter der Annahme, dass die Weglängen positiv sind, folgt nach [56]

$$\text{Fall 1 : } b < 0 \quad w = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$\text{Fall 2 : } b > 0 \quad w = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Setzt man die Winkel α und β als bekannt voraus und gibt die Länge g vor, hängt w lediglich von η ab und damit von der Position des jeweiligen Antennenelements.

9.2 Phasengesteuerte Gruppenantennen

Die gemeinsame Schlüsselkomponente eines jeden Radarsystems — unabhängig von seinem Aufbau — ist das Antennenfeld, weil dadurch eine Vielzahl von Einschränkungen vorgegeben wird, die das Systemdesign beeinflussen. Das Antennenfeld einer Rotman-Linse besteht aus einzelnen Strahlern, die gemeinsam eine Gruppenantenne bilden. Insoweit kann eine Rotman-Linse näherungsweise als eine phasengesteuerte Gruppenantenne angesehen werden. Schaltet man Einzelantennen in einer Gruppenantenne zusammen, werden deren Kenngrößen wie der Gewinn oder das Nebenzipfelniveau durch die Array-Geometrie, die Einzelelementcharakteristik der Antennenelemente oder den Scanwinkel beeinflusst. Diese Parameter haben darum wiederum einen direkten Einfluss auf den Aufbau einer Rotman-Linse.

9.2.1 Grundlagen für Gruppenantennen

Vernachlässigt man die Verkopplung²⁴ der Antennenelemente miteinander, können die meisten Beziehungen innerhalb einer Gruppenantenne ohne die exakte elektromagnetische Beschreibung des einzelnen Strahlungselements hergeleitet werden. Befindet man sich als Beobachter weit genug weg vom einzelnen Strahlungselement (Fernfeld²⁵), das beobachtet werden soll, kann die Einzelelementcharakteristik des i -ten Elements als Produkt des Entfernungskoeffizienten $\left(\frac{e^{-jk_0 R_i}}{R_i}\right)$ und der Einzelelementcharakteristik $(f_i(\theta, \phi))$ beschrieben werden.

$$E_i(r, \theta, \phi) = f_i(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 R_i}}{R_i} \quad (67)$$

mit

$$R_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} \quad (68)$$

und der Wellenzahl k_0 , die im Freiraum als $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ gegeben ist. Ist die Antenne im Ursprung des Koordinatensystems zentriert und ist der Abstand des Beobachter (R) vom Zentrum des Koordinatensystems groß genug, kann (R_i) nach [107] wie folgt approximiert werden:

$$R_i \approx R - \hat{r} \cdot \mathbf{r}_i \quad (69)$$

²⁴ Unter Verkopplung versteht man die gegenseitige Beeinflussung von Antennenelementen in einer Gruppenantenne. Dabei verändert sich die Abstrahlcharakteristik der einzelnen Antennenelemente. Die Einzelelementcharakteristik ist somit abhängig von der Position des einzelnen Strahlers im Antennenfeld und kann nicht mehr als konstant angesehen werden. Bei größeren Arrays werden die Antennenelemente abhängig von ihrer Elementposition berechnet.

²⁵ Für den Fernfeldabstand für eine gegebene Antenne gibt es unterschiedliche Näherungsformeln. Allgemein gilt: Kann die Feinstruktur des Antennendiagramms aufgelöst werden, ist die Antenne im Fernfeld. Eine übliche Näherungsformel leitet den Abstand aus dem Verhältnis der größten Abmessung innerhalb der Antenne (L) zur Wellenlänge (λ) her: $R=2L^2/\lambda$. Besitzt ein Antennendiagramm jedoch ein besonders niedriges Nebenzipfelniveau, muss der Abstand gegebenenfalls erheblich vergrößert werden. Da im Radarfall die Fernfeldbedingung sowohl von den Antennen des verwendeten Radarsystems als auch von dem reflektierenden Körper eingehalten werden sollte, ist für Radaranwendungen folgende Definition üblich: Ist der Phasenunterschied einer eintreffenden Welle zwischen dem Zentrum und dem Rand eines Reflektors kleiner als $\lambda/16$, sind Antenne und Reflektor im Fernfeld. Üblich sind auch $\lambda/8$ oder $\lambda/32$. Im oberen Millimeterwellenbereich sind die meisten künstlichen Reflektoren immer im Nahfeld, z. B. Autos, Schiffe oder Flugzeuge.

Hierbei handelt es sich bei r_i um den Positionsvektor des i -ten Strahlungselements zum Zentrum des Koordinatensystems und bei \hat{r} um den Einheitsvektor.

$$r_i = \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{pmatrix} \quad (70)$$

und

$$\hat{r} = \begin{pmatrix} \sin(\theta) \cos(\phi) \\ \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (71)$$

Durch die Approximation nach Gl. 69 kann der Entfernungskoeffizient wie folgt umgewandelt werden:

$$\frac{e^{-jkR_i}}{R_i} = \frac{e^{-jkR}}{R} e^{jkr_i \hat{r}} \quad (72)$$

Überlagert man wie in Abbildung 104 dargestellt die Antennenelemente in einem beliebigen Punkt im Fernfeld, ergibt sich daraus die Antennencharakteristik:

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_i a_i f_i(\theta, \phi) e^{jkr_i \hat{r}} \quad (73)$$

Dabei ist a_i das Gewicht des einzelnen Elements. Da die Verkopplung der Antennenelemente untereinander nicht berücksichtigt wird und als weitere Vereinfachung für alle Antennenelemente davon ausgegangen wird, dass sie dieselbe Einzelementcharakteristik aufweisen, kann die Gl. 73 vereinfacht werden:

$$E(r, \theta, \phi) = f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR}}{R} F(\theta, \phi) \quad (74)$$

mit:

$$F(\theta, \phi) = \sum_i a_i e^{jkr_i \hat{r}} \quad (75)$$

$F(\theta, \phi)$ repräsentiert dabei den Gruppenfaktor.

Betrachtet wird eine Gruppenantenne, deren Hauptkeule in Richtung (θ_0, ϕ_0) ausgelenkt ist. Durch die Veränderung der komplexen Gewichtungsfaktoren a_i kann der Gruppenfaktor einer Gruppenantenne modifiziert werden. Ein Gewichten der Amplituden der einzelnen Strahlungselemente ($|a_i|$, „weighting“) wird in der Regel dazu eingesetzt, ein niedrigeres Nebenzipfelniveau zu erreichen. Damit verbunden sind jedoch eine Verringerung des Antennengewinns sowie eine Verbreiterung der Halbwertsbreite des Antennendiagramms. Eine Variation der Phase ($e^{-jkr_i \hat{r}_0}$, „beam steering“) wird dann gewählt, wenn man das Antennendiagramm schwenken will. Der komplexe Gewichtungsfaktor ergibt sich somit wie folgt:

$$a_i = |a_i| e^{-jkr_i \hat{r}_0} \quad (76)$$

\hat{r}_0 definiert dabei die Blickrichtung der Antenne und entspricht einer Auslenkung der Hauptkeule nach (θ_0, ϕ_0) :

$$\hat{r}_0 = \begin{pmatrix} \sin(\theta_0) \cos(\phi_0) \\ \sin(\theta_0) \sin(\phi_0) \\ \cos(\theta_0) \end{pmatrix} \quad (77)$$

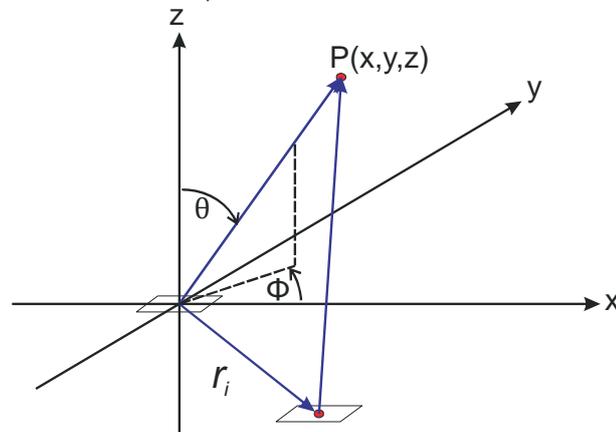


Abbildung 104: Anordnung einer Antennengruppe.

Betrachtet man das Antennendiagramm aus einer konstanten Entfernung und normiert auf den Entfernungskoeffizienten, kann die Fernfeldcharakteristik somit als Produkt der Einzelementcharakteristik und des Gruppenfaktors gewertet werden. Dabei begrenzt die Einzelementcharakteristik, die zum Horizont hin in der Regel abfällt, den maximalen Schwenkwinkel. Ein wichtiges Kriterium für die Auswahl der Strahlungselemente ist dabei, dass die Charakteristik des Einzelementes über den Schwenkbereich möglichst konstant bleibt. Alternativ kann dies bei bekannter Elementcharakteristik ausgenutzt werden, z. B. zur Strahlformung.

9.2.2 Lineare Antennengruppen

Rotman-Linsen entsprechen einer linearen Antennengruppe. Vor der Betrachtung der phasengesteuerten Gruppenantenne ist es sinnvoll, einige weitere Vereinfachungen einzuführen. So wird angenommen, dass die einzelnen Strahlungselemente entlang der X-Achse alle im identischen Abstand (d_x) angeordnet werden. Für ein Array mit N Antennenelementen liegen die Phasenzentren der einzelnen Elemente dann in einer Reihe bei $x_n = id_x$.

$$r_i = \begin{pmatrix} id_x \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Damit ergibt sich der Gruppenfaktor für die θ -Ebene ($\phi = 0$) nach Gl. 75 als:

$$F(\theta, 0) = \sum_{i=0}^N |a_i| e^{jkid_x \sin(\theta)} \quad (78)$$

Soll die Antennenkeule nach θ_0 ausgelenkt werden, ergibt sich der Gruppenfaktor der linearen Gruppenantenne nach Gl. 77 und Gl. 78 als:

$$F(\theta, 0) = \sum_{i=0}^N |a_i| e^{jkid_x(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} \quad (79)$$

Ein zweidimensionales Array kann gemäß der Herleitung für die lineare Gruppenantenne beschrieben werden. Für deren Ansteuerung bedeutet dies, dass zwischen den einzelnen Antennenelementen einer linearen Gruppenantenne mit konstantem Abstand eine konstante Phasendifferenz erzeugt werden muss. Über die Antennenapertur entsteht folglich ein konstanter Phasengradient. Bei dem gewählten Beispiel einer linearen Gruppenantenne entlang der X-Achse ergibt sich der Phasenunterschied (Φ) als:

$$\Phi = kd_x \sin(\theta_0)$$

Dabei muss berücksichtigt werden, dass die einzustellende Phase durch die Wellenzahl von der Frequenz abhängig ist. Viele phasengesteuerte Gruppenantennen erzeugen die Phasendifferenz zwischen den Antennenelementen über schaltbare Umwegeleitungen, aber es kommen auch Ferritphasenschieber zum Einsatz [108]. Die Bandbreite einer phasengesteuerten Gruppenantenne ist dabei durch den Frequenzgang der verwendeten Komponenten bestimmt.

Von den durchgeführten Vereinfachungen können einige Schlüsselparameter für Gruppenantennen abgeleitet werden. Rotman-Linsen entsprechen – im Gegensatz zu herkömmlichen phasengesteuerten Gruppenantennen auf Basis von Sende/Empfangsmodulen (S/E bzw. T/R für „transmit / receive module“) – einer zentral gespeisten Gruppenantenne. Unter der Annahme eines idealen Speisetzwerks teilt sich die Leistung auf die N Antennenelemente verlustfrei auf. Daraus resultiert, dass $|a_i|$ proportional zu $1/\sqrt{N}$ ist. Das Maximum des Gruppenfaktors ergibt sich dabei in Richtung der Hauptkeule, und der maximale Gewinn des Gruppenfaktors beträgt:

$$G(\theta_0, \phi_0) = 20 \log \sqrt{N} \quad (80)$$

Die Hauptkeule einer Gruppenantenne entsteht immer dann, wenn die Phasen aller Einzelelemente sich im Punkt P(x,y,z) positiv aufsummieren. Da es sich bei dem Phasenterm um eine periodische Winkelfunktion handelt, liegen die Phasen auf einem Kreis:

$$2\pi \frac{dx}{\lambda} (\sin(\theta) - \sin(\theta_0)) = 2\pi p \quad \text{mit } p = \pm(1,2,3,\dots) \quad (81)$$

Die weiteren Hauptkeulen bezeichnet man auch als sekundäre Hauptkeulen („grating lobes“). Der Abstand zwischen der Hauptkeule und den ersten sekundären Hauptkeulen bestimmt den Eindeutigkeitsbereich einer Gruppenantenne. Die sekundären Hauptkeulen treten dabei für eine spezifische Wellenlänge λ unter folgenden Winkeln (θ_{Gra}) auf:

$$\sin(\theta_{Gra}) = \sin(\theta_0) + \frac{p\lambda}{d_x} \quad \text{mit } p = \pm(1,2,3,\dots) \quad (82)$$

Da das Auftreten von sekundären Hauptkeulen vermieden werden muss, ist der maximale Abstand zwischen den Antennenelementen begrenzt. Betrachtet man eine Antenne, die ohne Phasenbelegung ihre Antennenkeule senkrecht zum Antennenfeld ausbildet, dann erscheinen ab einem Elementabstand von einer Wellenlänge unter ± 90 Grad die ersten sekundären Hauptkeulen²⁶. Da das Fernfeld

²⁶ Die nachfolgenden Betrachtungen gelten nur für planare Gruppenantennen. Befindet sich die Gruppenantenne auf einer konformen Oberfläche, geht die Geometrie mit in die Betrachtung ein.

einer Gruppenantenne als Multiplikation der vektoriellen Einzelementcharakteristik mit dem skalaren Gruppenfaktor angesehen werden kann, liegen die sekundären Hauptkeulen unter der primären Hauptkeule, da die Einzelementcharakteristik zum Rand hin abfällt. Wird die Antenne jedoch geschwenkt, wandert die sekundäre Hauptkeule aufgrund des konstanten Abstandes mit. Um für einen vorgegebenen maximalen Schwenkwinkel (θ_0) und die Wellenlänge (λ) den maximalen Abstand zu bestimmen, unter dem keine sekundären Hauptkeulen im Winkelbereich von ± 90 Grad auftreten, gilt folgende Beziehung:

$$d_x = \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_0)} \quad (83)$$

Diese Abschätzung muss bei der Systemauslegung für die obere Bandkante des Frequenzbandes — somit für die kleinste Wellenlänge — durchgeführt werden.

9.3 Messtechnik

Für die Vermessung der S-Parameter sowie der Antennendiagramme wird auf einen vektoriellen Netzwerkanalysator HP8530 der Firma Agilent zurückgegriffen. Für Messungen oberhalb von 110 GHz wird ein PNA der Firma Agilent verwendet, der zur Erweiterung des Messbereichs mit Modulen der Firma OML Inc. zur Frequenzerweiterung ausgestattet wurde. Für die Antennenmessungen wird der VNA mit einer reflexionsarmen Messkammer betrieben. Diese hat Abmessungen von 2,50m*2,50m*5m und lässt einen maximalen Messabstand von 4,5 m zwischen dem Sender und der zu vermessenden Antenne zu, wodurch diese zur Einhaltung der Fernfeldbedingung näherungsweise eine maximale Größe von 80 mm bei 94 GHz haben darf. Die Ausstattung der Messkammer ist lediglich für Schnitte durch die E- bzw. die H-Ebene der Antenne ausgelegt und reicht zur Bewertung von Auslenkungen in 2 Ebenen nicht aus²⁷. Zur Vermessung werden die Linsen auf einen Drehstand montiert, wobei die Neigung des Antennenfeldes manuell verändert werden kann (s. Abbildung 105). Der Drehstand erlaubt die Aufnahme entlang einer Drehachse; zur Vermessung der zweiten Achse wird die komplette Linse oder der zu vermessende Linsenstapel um 90 Grad gedreht.

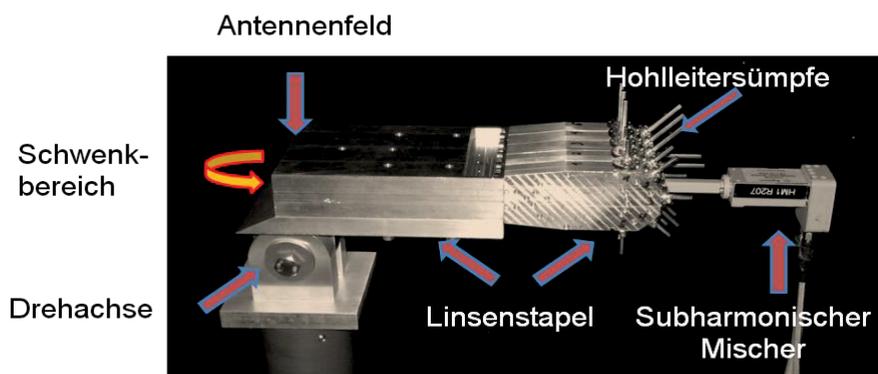


Abbildung 105: Linsenstapel auf dem Drehstand montiert.

Um eine komplette Vermessung des Halbraums durchzuführen, wird ein modifizierter Antennendrehstand aufgebaut. Bei diesem wird die Sendeantenne an einem Schwenkarm befestigt und führt, montiert an diesem Ausleger, einen ± 90 -Grad-Schwenk um die zu vermessende, sich in der Drehachse befindende Antenne aus. Diese wird dabei für jeden Winkel des Auslegearms um 180 Grad gedreht, sodass eine komplette Abtastung des Halbraums erfolgt. Da für die Sendeantenne am Ausleger nur jeweils eine Polarisation gemessen werden kann, muss die Messung für jede Polarisationsebene getrennt vorgenommen werden. Da alle Messungen im W-Band durchgeführt werden, wird ein subharmonischer Mischer am Ausleger befestigt. Dieser wird über flexible Semi-Rigid-Kabel an einem Spektrumanalysator angeschlossen, der zur Datenerfassung verwendet wird. Die Frequenzerzeugung geschieht mittels eines Synthesizers, dessen Frequenzbereich über W-Band-Module erweitert wurde. Synthesizer und Module werden hierfür auf dem Drehteller montiert.

²⁷ Die Schnittmessungen durch die E- bzw. die H-Ebene der Rotman-Linsen sowie die Vermessung aller nicht zweidimensionalen Antennendiagramme werden mit dem vektoriellen Netzwerkanalysator und der ursprünglichen Antennenhalterung durchgeführt, da diese Anordnung eine deutlich bessere Messdynamik ermöglicht als die bei Verwendung des skalaren Messsystems.

Oberhalb der Messgeräte wird auf einem zweiten Boden die Halterung mit dem Linsenstapel angegeschlossen (s. Abbildung 106). Der ganze Aufbau wird in der reflexionsarmen Messkammer aufgebaut, wobei Drehstand sowie Schwenkarm mit Absorber verkleidet werden. Bei den Messungen handelt es sich um reine Leistungsmessungen, die einen Eindruck von der 3D-Charakteristik des Antennenfeldes vermitteln. Die separat aufgenommenen Ko- und Kreuzpolarisationen werden im Anschluss an die Messungen addiert. Die Polarisationsentkopplung realer Bauteile ist endlich, sodass es bei niedrigen Nebenzipfeln zu Fehlern kommt. Hohlleiterkomponenten weisen in der Regel eine gute Polarisationsentkopplung auf (typische Werte sind hier 25 bis 35 dB), somit ist dieser Effekt für die Hauptkeule sowie die ersten Nebenzipfel zu vernachlässigen. Die Dynamik des Aufbaus ist durch die verwendeten Messgeräte gegenüber der Vermessung mittels eines vektoriel- len Netzwerkanalysators (VNA) stark eingeschränkt. Es werden — abhängig von der zu vermessen- den Antenne — 30 bis 45 dB Messdynamik erreicht. Zum Vergleich: Die erreichte Messdynamik liegt bei Messungen mit dem VNA bei 70 bis 90 dB und wird durch Reflexionen innerhalb der Messkammer oder am Messaufbau beschränkt. Die Aufbauten werden so weit wie möglich mit Pyramidenabsorber verkleidet, um Mehrfachreflexionen innerhalb der Messkammer zu vermeiden. Für eine fehlerfreie Vermessung der Antennendiagramme würde ein sphärischer oder planarer Nahfeldscanner benötigt, der eine exakte Bestimmung der Phase und der Amplitude erlaubt. Entsprechende Scanner existieren innerhalb des Fraunhofer FHR lediglich bis 40 GHz und lassen sich aufgrund der feinen Winkelabtastung für die Nahfeld/Fernfeld-Transformationen nur mit großem technischen Aufwand für den Millimeterwellenbereich realisieren.

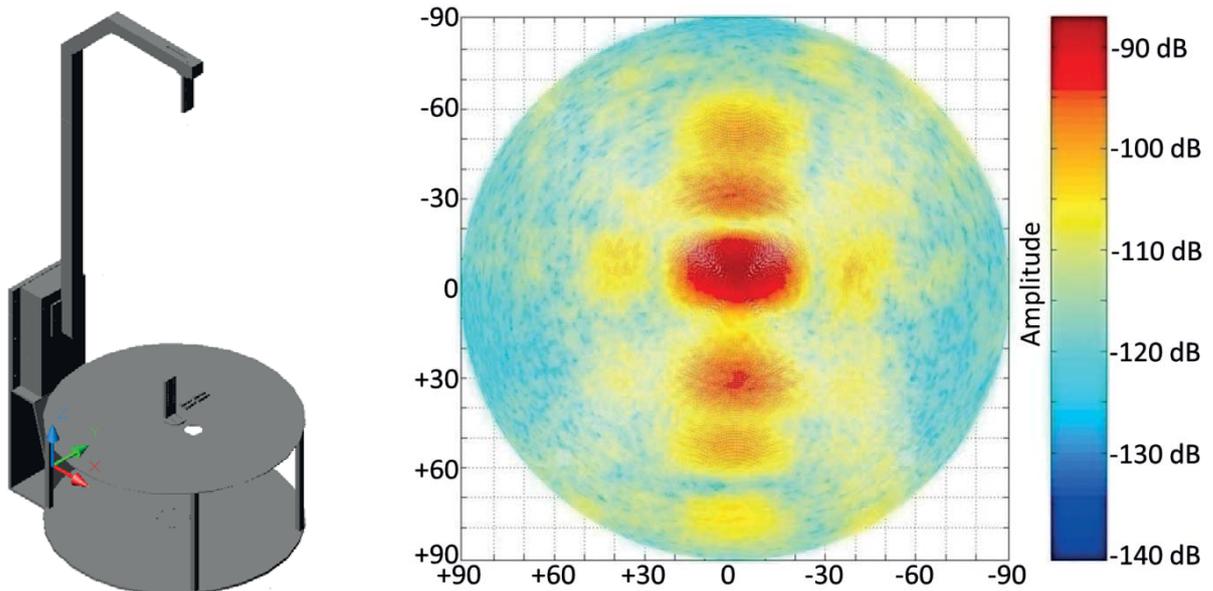


Abbildung 106: 3D-Skizze des modifizierten Drehstandes (links) und der gemessenen Antennencharakteristik (rechts).

9.4 2D-Antennendiagramme Linsenstapel 1

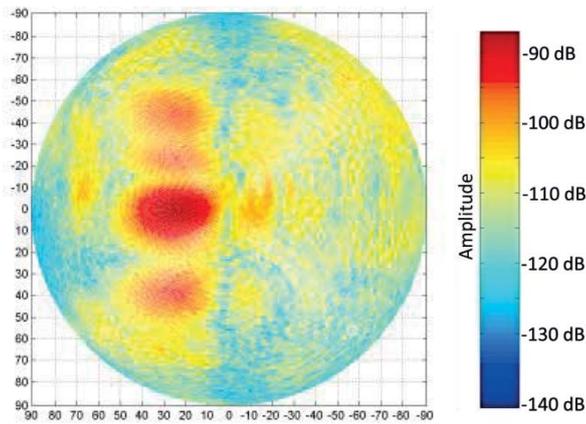


Abbildung 107:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, -20^\circ)$.

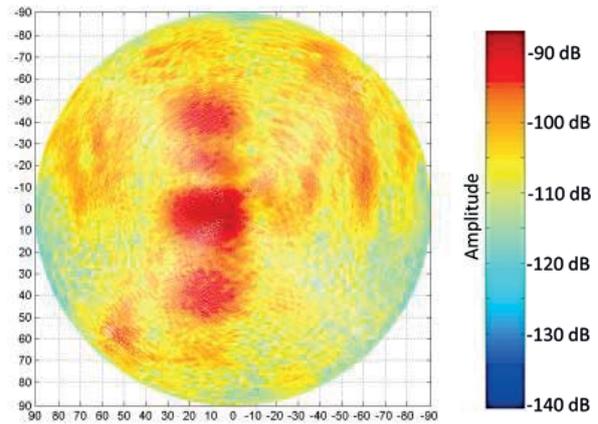


Abbildung 108:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, -20^\circ)$.

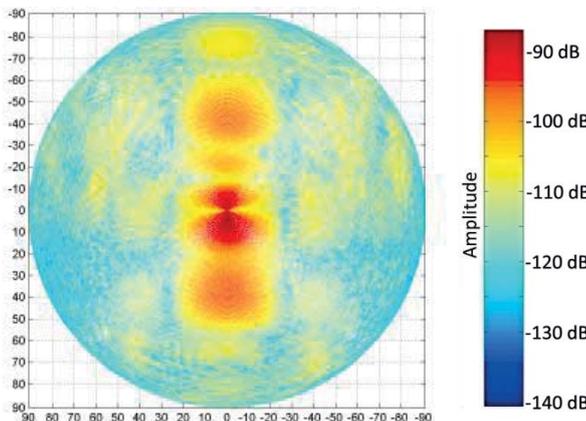


Abbildung 109:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,1) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, -20^\circ)$.

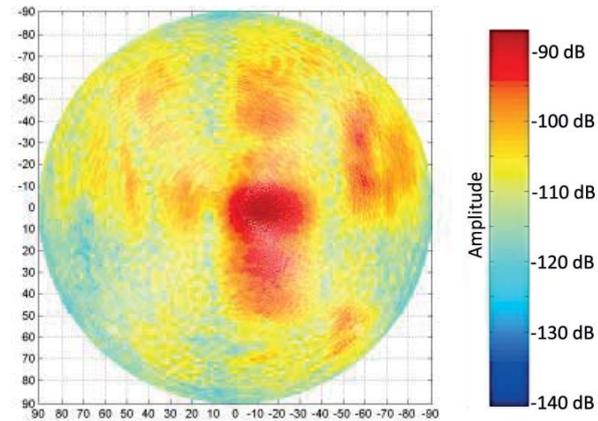


Abbildung 110:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, -20^\circ)$.

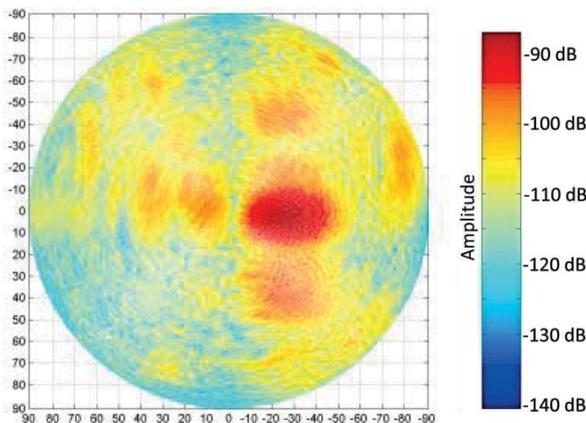


Abbildung 111:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, -20^\circ)$.

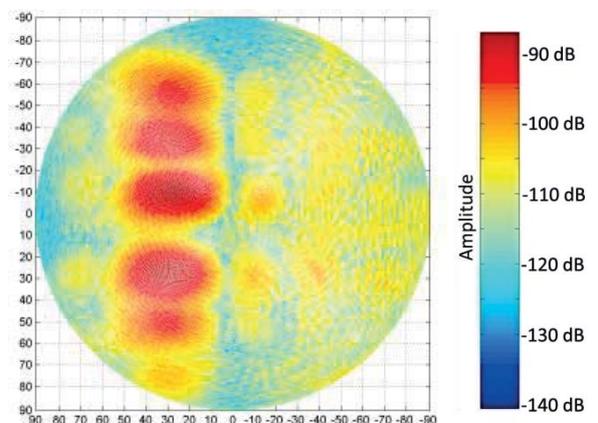


Abbildung 112:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,2) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, -10^\circ)$.

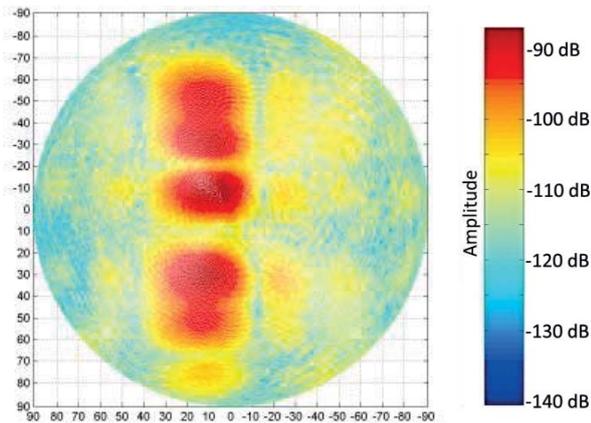


Abbildung 113:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,2) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, -10^\circ)$.

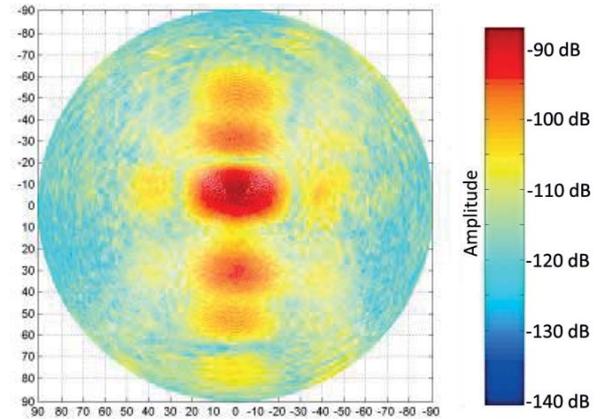


Abbildung 114:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,2) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, -10^\circ)$.

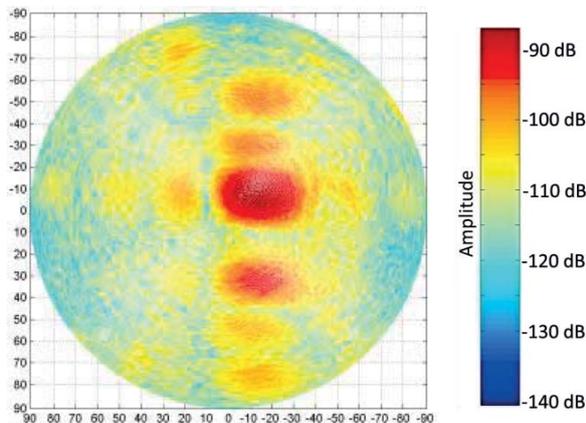


Abbildung 115:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,2) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, -10^\circ)$.

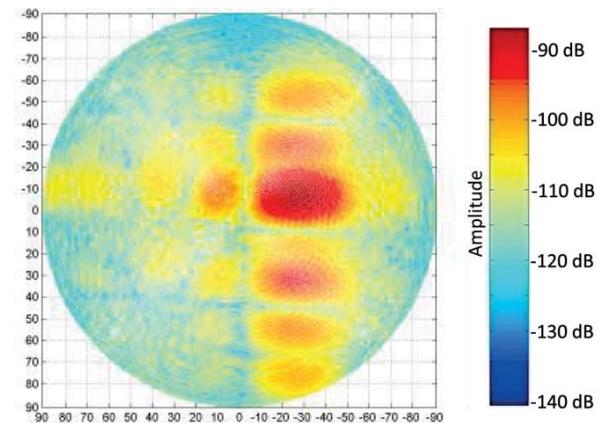


Abbildung 116:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,2) mit einer Sollblickrichtung von $(-20^\circ, -10^\circ)$.

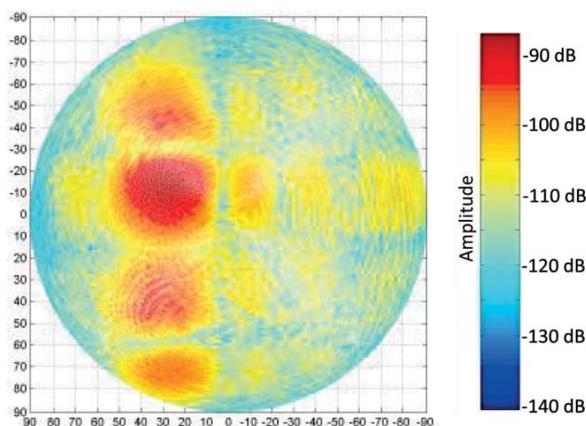


Abbildung 117:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,3) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, 0^\circ)$.

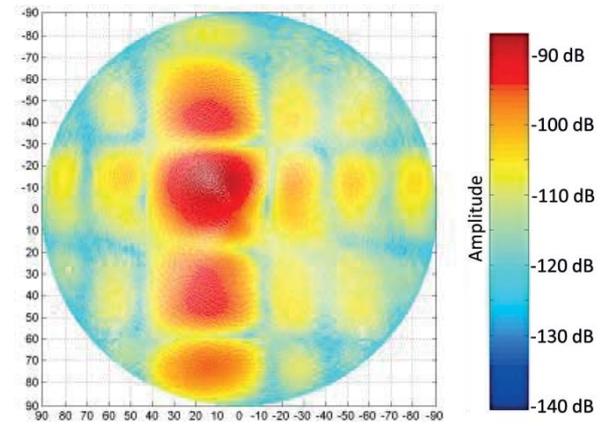


Abbildung 118:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,3) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, 0^\circ)$.

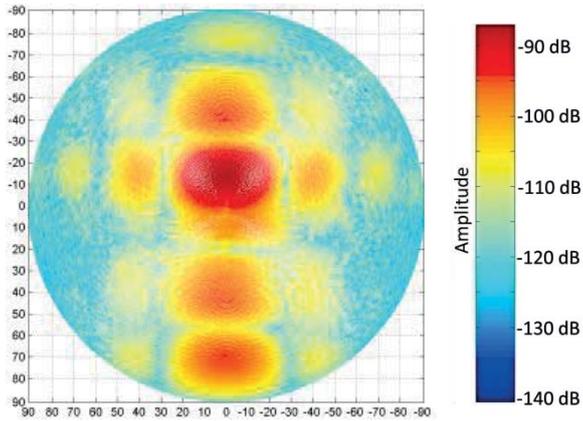


Abbildung 119:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,3) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, 0^\circ)$.

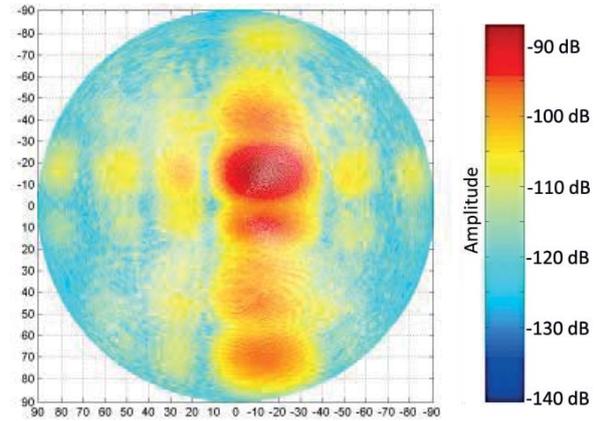


Abbildung 120:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,3) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, 0^\circ)$.

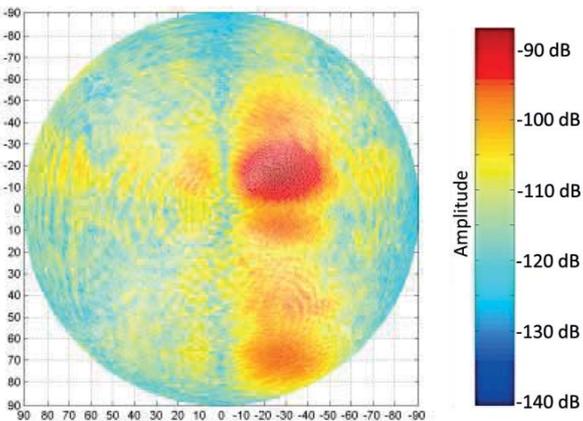


Abbildung 121:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,3) mit einer Sollblickrichtung von $(-20^\circ, 0^\circ)$.

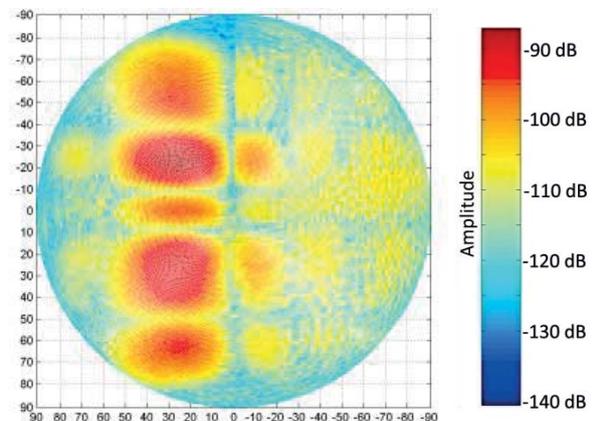


Abbildung 122:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,4) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, +10^\circ)$.

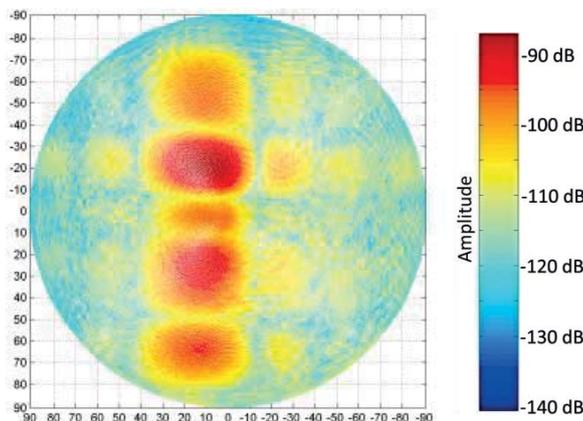


Abbildung 123:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,2) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, +10^\circ)$.

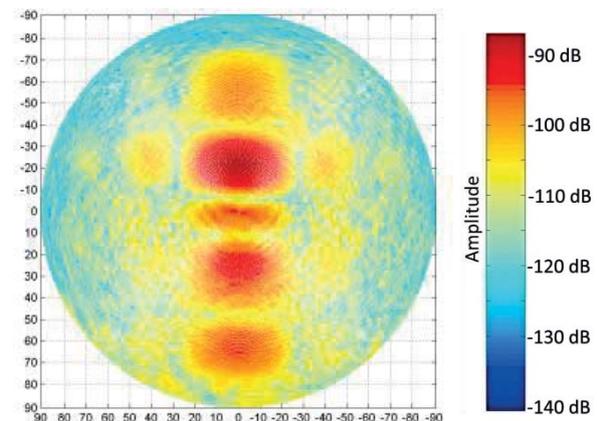


Abbildung 124:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,4) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +10^\circ)$.

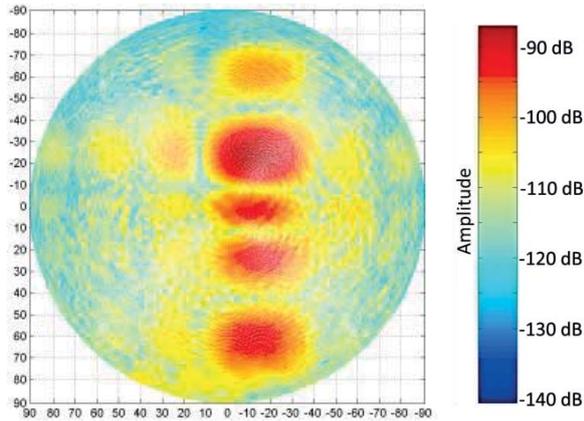


Abbildung 125:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,4) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, +10^\circ)$.

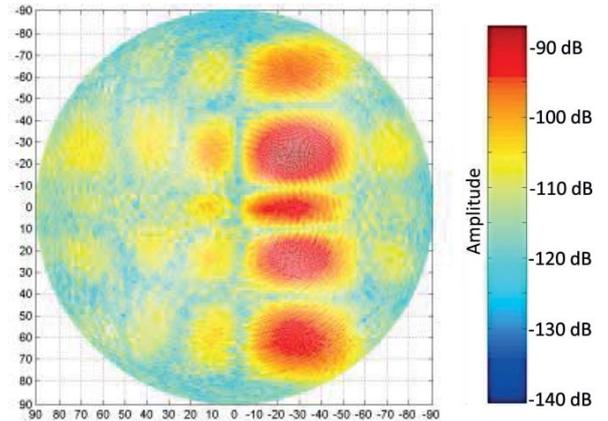


Abbildung 126:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,4) mit einer Sollblickrichtung von $(-20^\circ, +10^\circ)$.

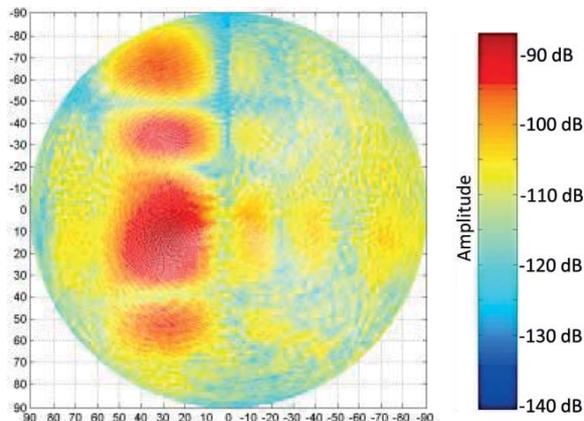


Abbildung 127:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,5) mit einer Sollblickrichtung von $(+20^\circ, +20^\circ)$.

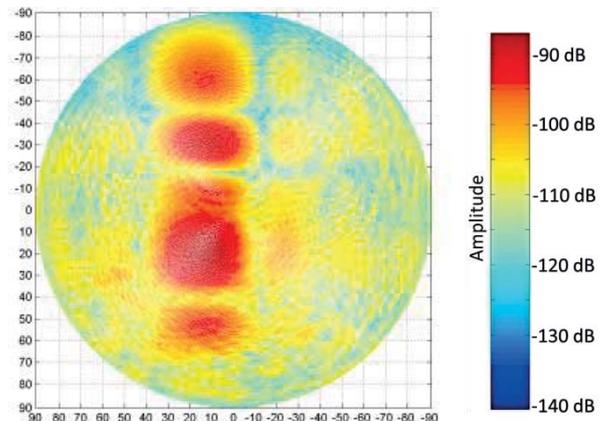


Abbildung 128:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,5) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, +20^\circ)$.

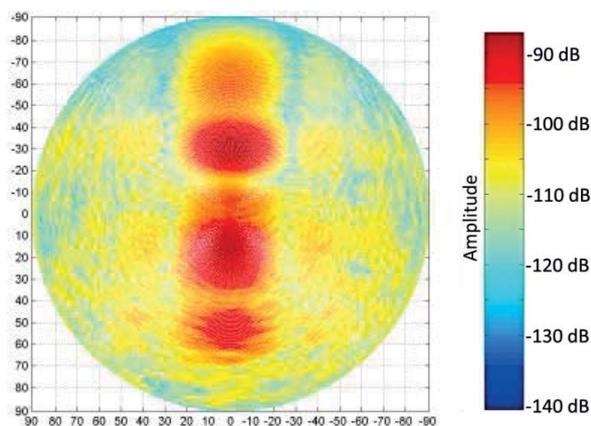


Abbildung 129:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,5) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +20^\circ)$.

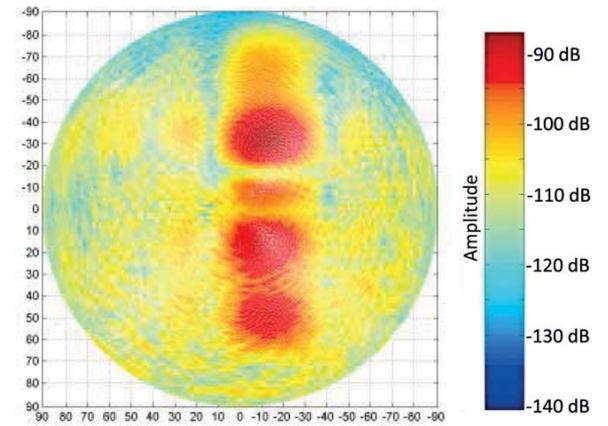


Abbildung 130:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,5) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, +20^\circ)$.

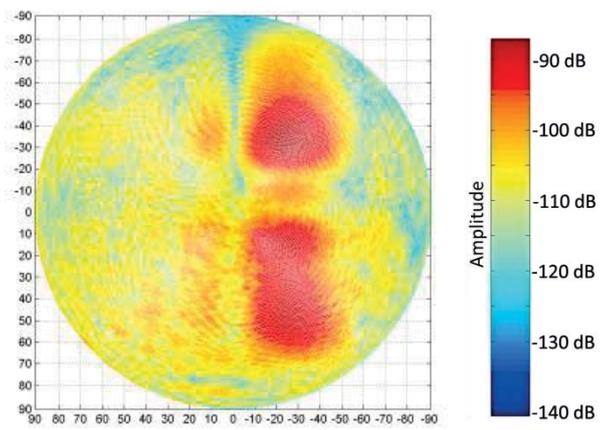


Abbildung 131:
Gemessenes Antennendiagramm für die
Position (5,5) mit einer Sollblickrichtung von
(-20°, +20°).

9.5 2D-Antennendiagramme Linsenstapel 2

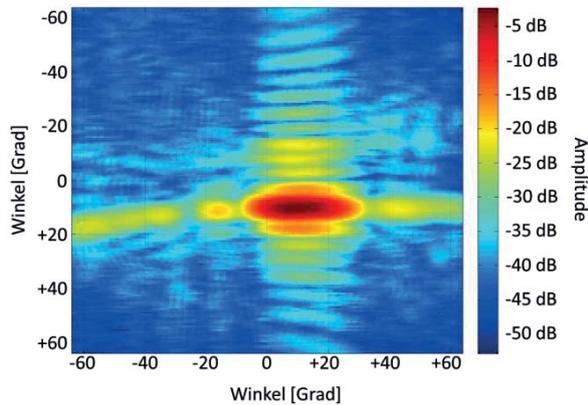


Abbildung 132:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,5) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, +10^\circ)$.

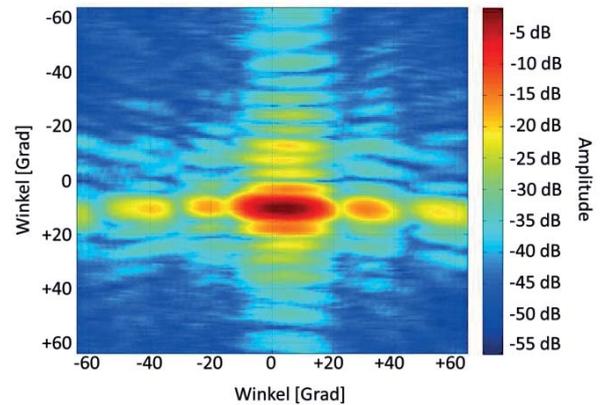


Abbildung 133:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,5) mit einer Sollblickrichtung von $(+5^\circ, +10^\circ)$.

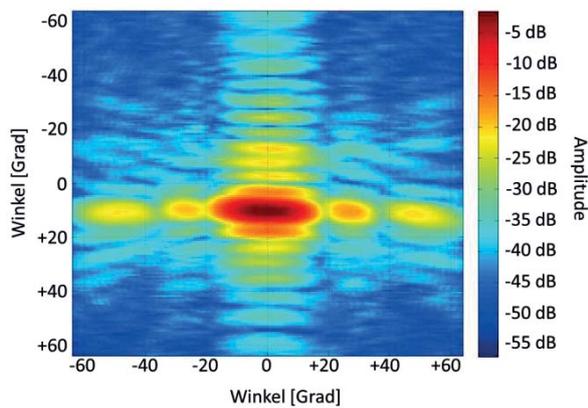


Abbildung 134:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,5) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +10^\circ)$.

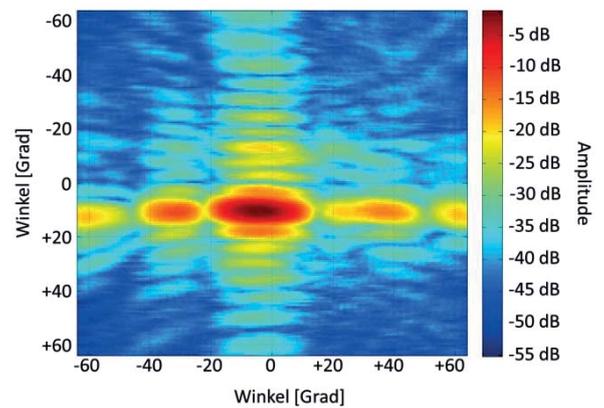


Abbildung 135:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,5) mit einer Sollblickrichtung von $(-5^\circ, +10^\circ)$.

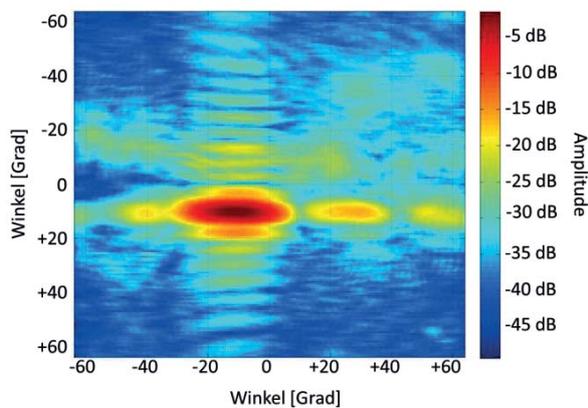


Abbildung 136:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,5) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, +10^\circ)$.

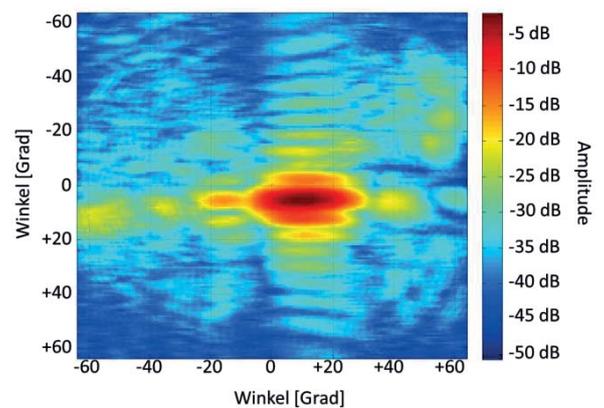


Abbildung 137:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,4) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, +5^\circ)$.

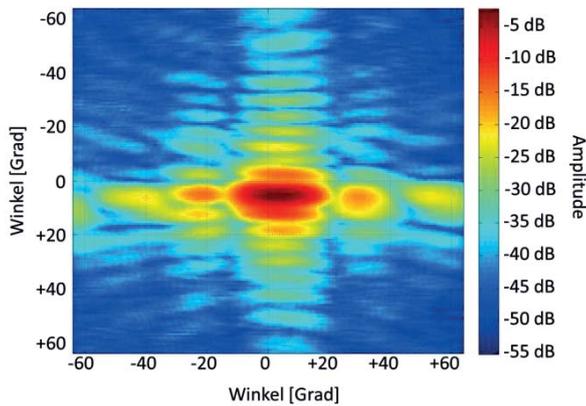


Abbildung 138:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,4) mit einer Sollblickrichtung von $(+5^\circ, +5^\circ)$.

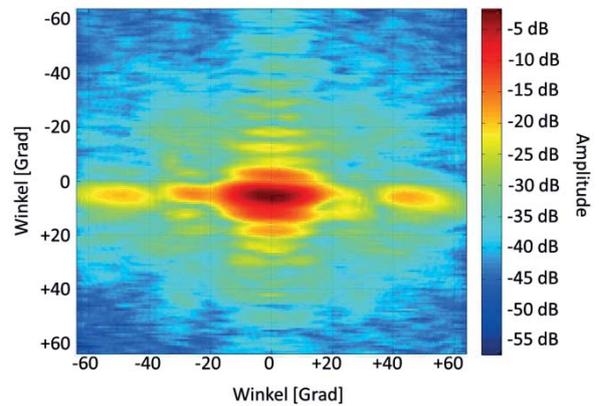


Abbildung 139:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,4) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +5^\circ)$.

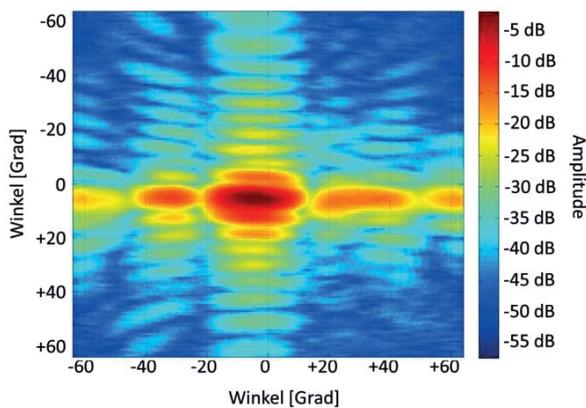


Abbildung 140:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,4) mit einer Sollblickrichtung von $(-5^\circ, +5^\circ)$.

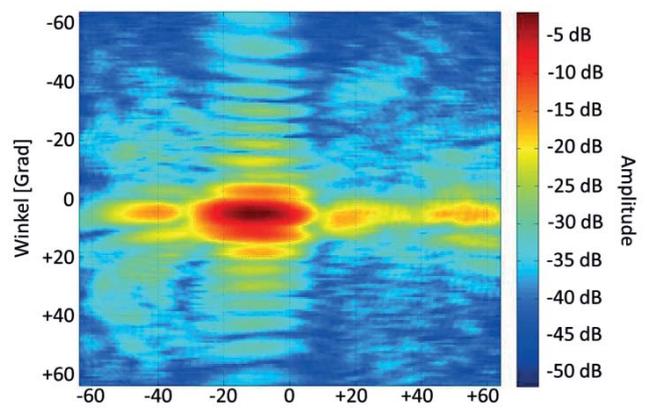


Abbildung 141:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,4) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, +5^\circ)$.

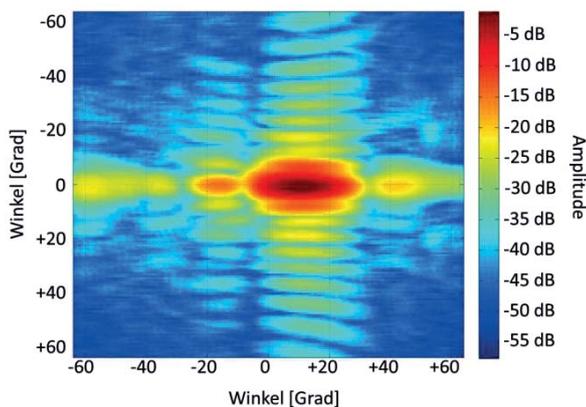


Abbildung 142:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,3) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +10^\circ)$.

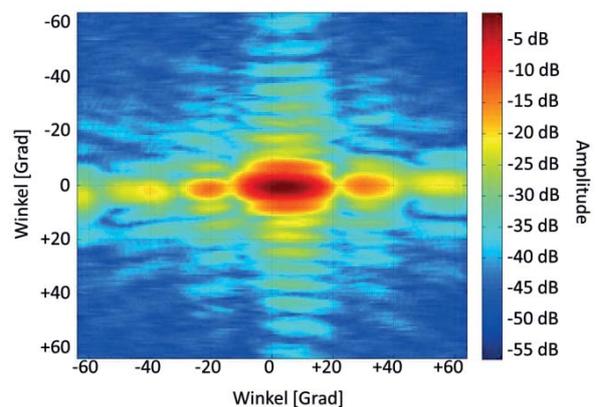


Abbildung 143:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,3) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, +5^\circ)$.

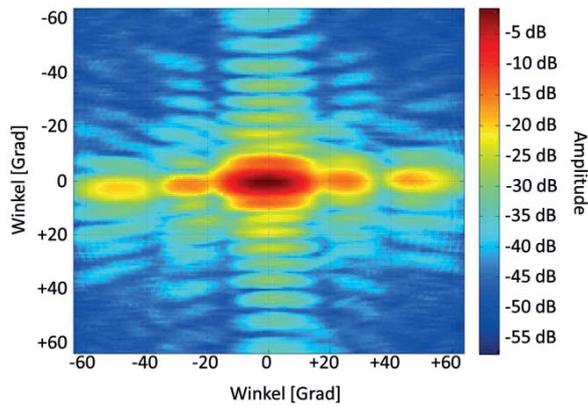


Abbildung 144:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,3) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, 0^\circ)$.

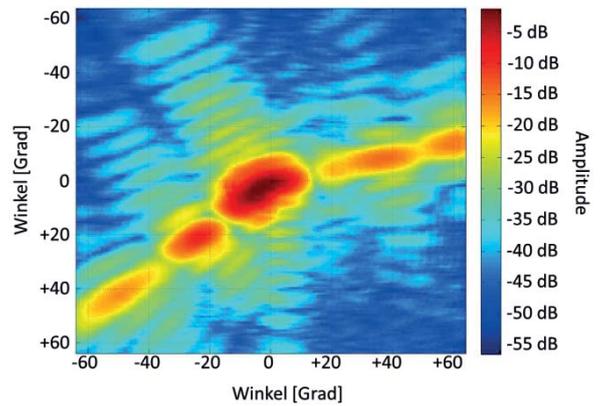


Abbildung 145:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,3) mit einer Sollblickrichtung von $(-5^\circ, 0^\circ)$. Aufgrund einer Fehlmessung ist das Diagramm verzerrt.

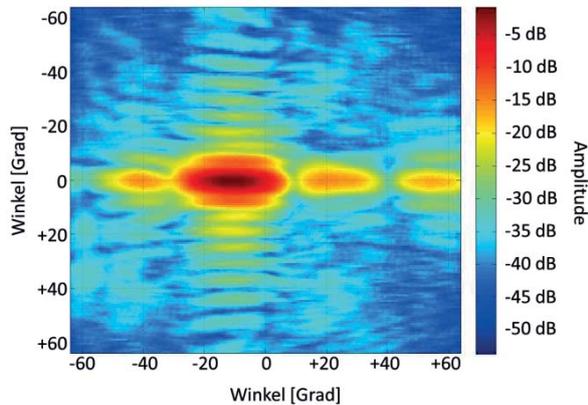


Abbildung 146:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,3) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, 0^\circ)$.

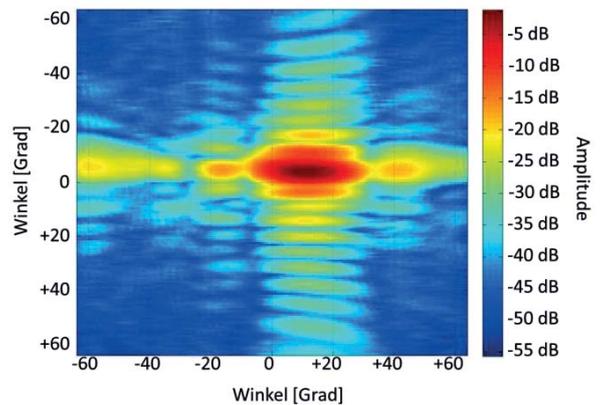


Abbildung 147:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,2) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, -5^\circ)$.

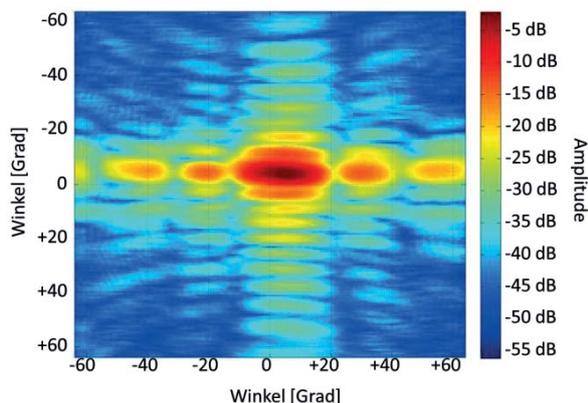


Abbildung 148:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,2) mit einer Sollblickrichtung von $(+5^\circ, -5^\circ)$.

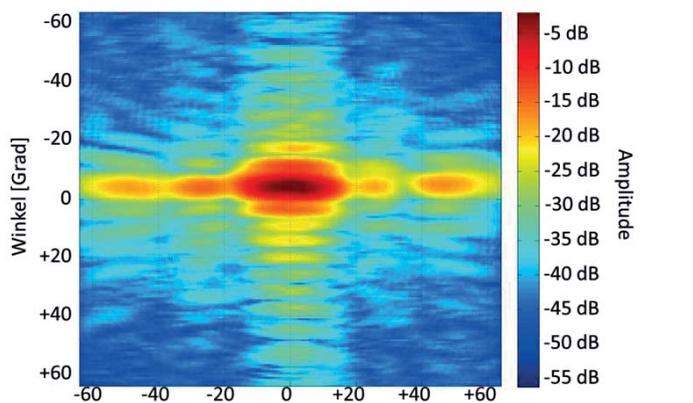


Abbildung 149:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,2) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, -5^\circ)$.

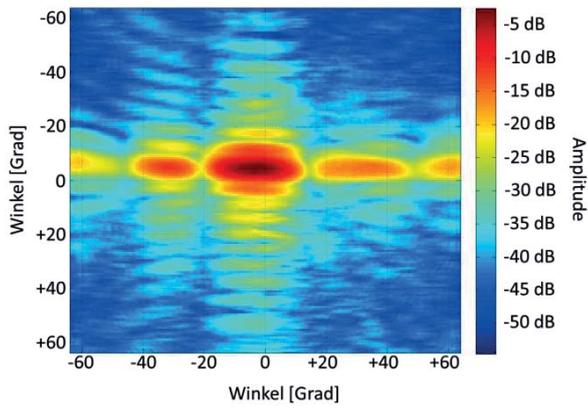


Abbildung 150:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,2) mit einer Sollblickrichtung von $(-5^\circ, -5^\circ)$.

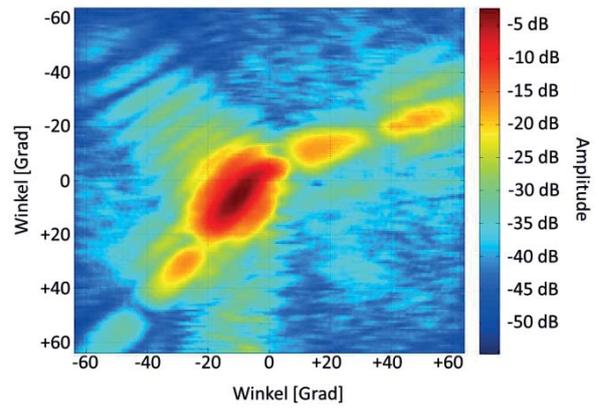


Abbildung 151:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (1,2) mit einer Sollblickrichtung von $(-10^\circ, -5^\circ)$. Aufgrund einer Fehlmessung ist Diagramm verzerrt.

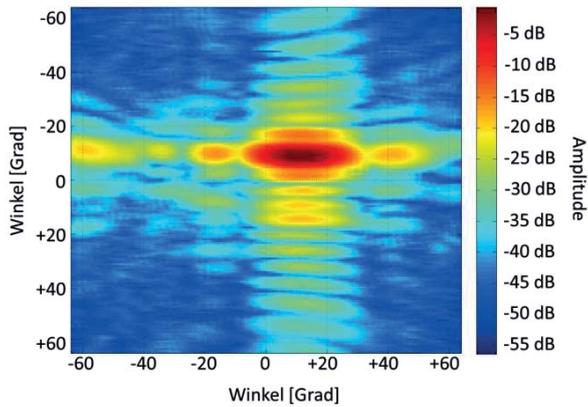


Abbildung 152:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (5,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+10^\circ, -10^\circ)$.

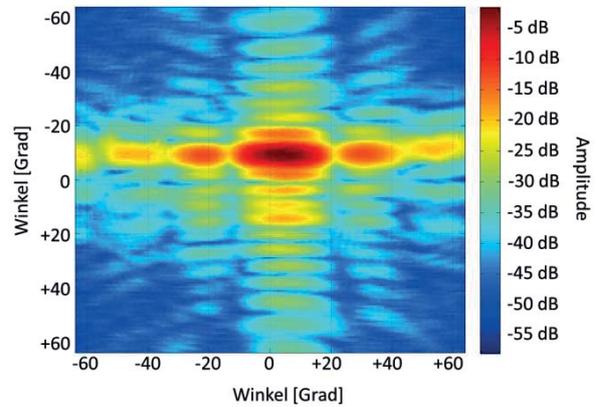


Abbildung 153:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (4,1) mit einer Sollblickrichtung von $(+5^\circ, -10^\circ)$.

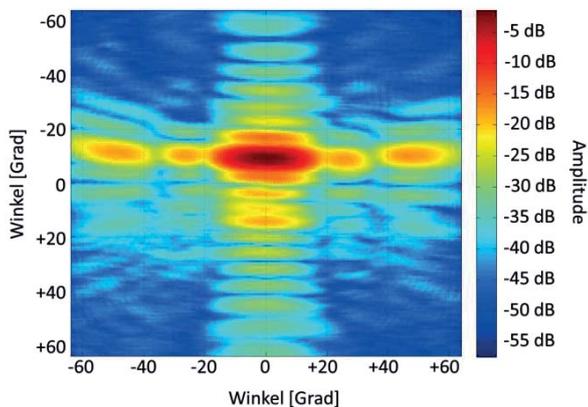


Abbildung 154:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (3,1) mit einer Sollblickrichtung von $(0^\circ, -10^\circ)$.

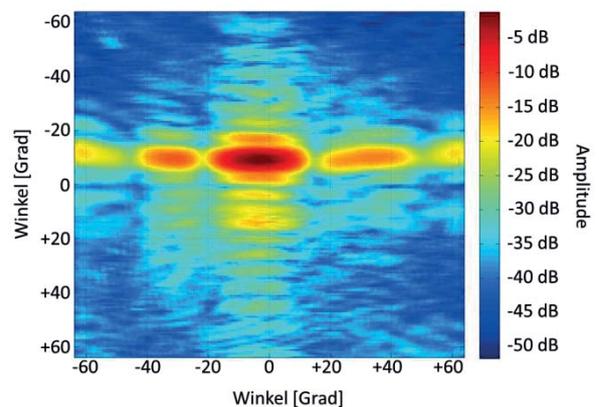


Abbildung 155:
Gemessenes Antennendiagramm für die Position (2,1) mit einer Sollblickrichtung von $(-5^\circ, -10^\circ)$.

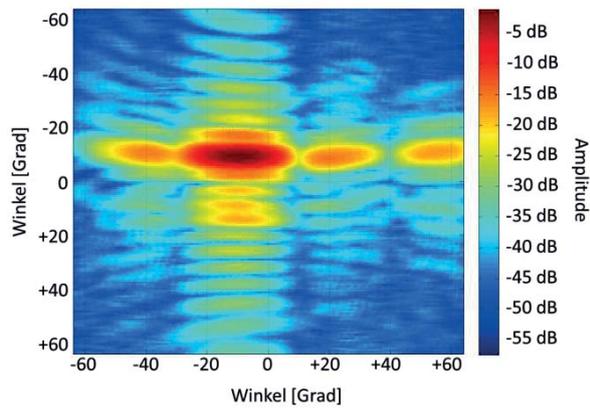


Abbildung 156:
Gemessenes Antennendiagramm für die
Position (1,1) mit einer Sollblickrichtung von
(-10°, -10°).

Lebenslauf

Name: Nüßler
Vorname: Dirk
Staatsangehörigkeit Deutsch
Geburtsdatum 01.02.1968
Geburtsort, -land Bonn, Deutschland



09.1978 - 05.1987 Hardtberg-Gymnasium in Bonn

10.1987 - 04.1994 Studium der Elektrotechnik, Universität-GH-Siegen
Abschluss: Diplom-Ingenieur

07.1994 - 06.1995 Wehrdienst an der Technischen Schule des Heeres in Aachen

07.1995 - 2008 Wissenschaftlicher Mitarbeiter der Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften. Forschungsinstitut für Höchstfrequenzphysik und Radartechnik. (heute Fraunhofer FHR)

2008 – 2015 Teamleiter „Industrielle Messtechnik“

seit 2013 Geschäftsfeldsprecher Produktion

seit 2017 Abteilungsleiter „Integrierte Schaltungen und Sensorsysteme“ des Fraunhofer FHR

In den letzten 20 Jahren haben Hochfrequenzsensoren und Radarsysteme in vielen Bereichen des alltäglichen Lebens Einzug gehalten. Von der Einparkhilfe in Kraftfahrzeugen bis zur Messung von Füllständen in Silos erstrecken sich heute die Einsatzgebiete. Dabei ist die Übertragungsbandbreite bzw. Signalbandbreite die wichtigste Ressource für moderne Kommunikationssysteme und hochauflösende Radaranwendungen. Größere Übertragungsbandbreiten werden in der Regel nur noch im Millimeterwellenbereich zugelassen. Für den Übergang bis zur kommerziell sinnvollen Umsetzung werden jedoch für den Millimeterwellenbereich Brückentechnologien benötigt, die bereits heute die Generierung wirtschaftlich erfolgreicher Systemkonzepte ermöglichen. Hier bietet sich ein Blick zurück an: Eine der erfolgreichsten Komponenten ist die aus dem Jahr 1962 stammende Rotman-Linse. Es muss jedoch geklärt werden, ob die bestehenden Entwurfsverfahren und Linsendesigns oberhalb von 100 GHz verwendet werden können. Im Rahmen dieser Arbeit werden Designregeln und Optimierungsstrategien für Hohlleiterlinsen im Millimeterwellenbereich entwickelt.

ISBN 978-3-8396-1353-5



9 783839 613535