



Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte
FZKA 6108

**Entwicklung eines vektoriellen
mm-Wellen-Netzwerkanalysators
mit hoher Meßdynamik und
Messungen an überdimensionierten
Wellenleiterkomponenten**

A. Arnold

Institut für Technische Physik

November 1998

Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 6108

**Entwicklung eines vektoriellen mm-Wellen-
Netzwerkanalysators mit hoher Meßdynamik
und Messungen an überdimensionierten
Wellenleiterkomponenten ***

Andreas Arnold

Institut für Technische Physik

*** Dieser Veröffentlichung liegt eine an der Fakultät für Elektrotechnik der
Universität Karlsruhe angefertigte Diplomarbeit zugrunde.**

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

1998

Als Manuskript gedruckt
Für diesen Bericht behalten wir uns alle Rechte vor
Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Postfach 3640, 76021 Karlsruhe
Mitglied der Hermann von Helmholtz-Gemeinschaft
Deutscher Forschungszentren (HGF)
ISSN 0947-8620

Entwicklung eines vektoriiellen mm-Wellen-Netzwerkanalysators mit hoher Meßdynamik und Messungen an überdimensionierten Wellenleiterkomponenten.

Kurzfassung

Stark überdimensionierte Wellenleiterkomponenten, das heißt ihre Abmessungen sind groß gegenüber der Wellenlänge, werden bei der Erzeugung und Übertragung von Mikro- und Millimeterwellen sehr hoher Leistung (z. B. in einem Gyrotron) eingesetzt. Diese Komponenten sind nach dem Einbau in die Hochvakuumröhre nicht mehr zugänglich. Aus diesem Grunde muß vor der Inbetriebnahme der numerische Entwurf, sowie deren Einbaulage messtechnisch überprüft werden.

Zwei Gründe erfordern maßgeblich für diese Zwecke den Aufbau von Analysesystemen mit sehr hoher Meßdynamik. Die Ausbreitungsdämpfung bei den hier verwendeten Frequenzen im Bereich von 110 - 170 GHz ist bereits sehr hoch. Die Meßeinrichtungen dürfen die sich in den zu untersuchenden Komponenten ausbreitenden Wellen nicht beeinflussen, weshalb die Koppelgrößen sehr klein gewählt werden.

Um das Übertragungsverhalten der Millimeterwellenkomponenten vollständig zu erhalten, ist die Erfassung nach Betrag und Phase der auftretenden Feldstärken von besonderem Interesse.

In dieser Diplomarbeit wird der Aufbau eines realisierten vektoriiellen Netzwerkanalysators für Transmissionsmessungen beschrieben. Anschließend werden speziell auf Komponenten, wie sie in Gyrotrons eingesetzt werden, zugeschnittene Meßverfahren erläutert. Ein Schwerpunkt liegt hierbei auf der Wellentypbestimmung von sich in Rundhohlleitern ausbreitenden elektromagnetischen Wellen mit einem Wellenzahlspektrometer (k-Spektrometer).

Development of a mm-wave vector network-analyser with high dynamics and measurements on highly oversized wave guide components.

Abstract

Highly oversized waveguide components are used for generating and guiding high power millimeter waves (e. g. in Gyrotrons). After they have been integrated into the vacuum tube they are not accessible. Hence their compliance with the calculated design has to be verified before the tube is put into operation.

There are two main reasons for the design of analyzing systems with high dynamic range. The losses with propagation at high frequencies above 100 GHz are very large. The measurement setups are not allowed to disturb the wave's propagation inside the guiding components, so coupling has to be chosen very small, resulting in small signal levels.

To completely get the transmitting behaviour of the mm-wave components, recording of magnitude and phase is required.

This diploma thesis shows the realization of a vector-network-analyser for transmission measurements. Then some measurement techniques especially used for mm-wave components for Gyrotrons are described. Particular emphasis is set on determining modes of high orders using a wavenumber spectrometer.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Hochfrequenztechnische Grundlagen	11
2.1	Streuparameterformalismus	11
2.2	Netzwerkanalyse	13
2.3	Oberwellenmischer	15
2.4	Geschlossene Wellenleiter, Hohlleiter	16
2.4.1	Rechteckhohlleiter	18
2.4.2	Rundhohlleiter	20
2.5	Kleinleistungsmodenerzeuger	27
3	k-Spektrometer	30
3.1	Beschreibung des k-Spektrometers	30
3.2	Das Programm ksk	35
4	Vektorieller mm-Wellen NWA	38
4.1	Anforderungen	38
4.2	Aufbau und Beschreibung	39
4.3	Sendezweig	40
4.3.1	PLL-Regelschleife	42
4.4	Empfangszweig	43
4.5	Synthesegenerator	44
4.6	Vektorvoltmeter	45
5	Messungen	46

5.1	Messungen mit dem k-Spektrometer	46
5.1.1	Meßwerte	47
5.1.2	Zuordnung der Moden	49
5.1.3	Endauswertung	56
5.1.4	Ergebnisse des $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers	57
5.2	Feldverteilungsmessungen	59
5.2.1	$TE_{22,6}$ -Modenerzeuger	59
5.2.2	Quasioptischer Wellentypwandler	64
5.2.3	Korrigierte Hornantenne	66
A	Datenblätter zum RWO	72
B	Modentabelle zum $TE_{22,6}$-Modenerzeuger	77
	Literaturverzeichnis	80

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schnitt durch eine Gyrotronröhre	8
2.1	Zweiter mit Leistungswellen	12
2.2	Grundaufbau eines Netzwerkanalysators	13
2.3	Signalflußdiagramm	14
2.4	Rechteckhohlleiter mit Koordinatensystem	18
2.5	Rundhohlleiter mit Koordinatensystem	20
2.6	TE _{5,3} -Mode, ohne Gegenrotation	25
2.7	TE _{5,3} -Mode, mit 1% Gegenrotation	26
2.8	TE _{5,3} -Mode, mit 100% Gegenrotation	26
2.9	Schematische Darstellung eines Niederleistungsmodenerzeugers . .	28
2.10	Längsschnitt durch den Modenerzeuger	28
2.11	Querschnitt durch den Modenerzeuger	29
3.1	Skizze eines k-Spektrometers	31
3.2	Koordinatensystem am k-Spektrometer	31
3.3	Hauptstrahlrichtung	32
3.4	Drehung der Hauptstrahlrichtung	32
3.5	Einstellung der Meßpolarisation an der Empfangsantenne	33
3.6	Drehen des k-Spektrometers um seine Längsachse	34
4.1	Vektorieller Netzwerkanalysator	39
4.2	Vektorieller Netzwerkanalysator	41
4.3	PLL-Frequenzaufbereitung	42
4.4	RWO — Freilaufend	44
4.5	RWO — Stabilisiert	44

5.1	Messung vorlaufender Leistungsanteile	46
5.2	Messung reflektierter Leistungsanteile	47
5.3	Amplitudenbelegung über θ	48
5.4	Phasenbelegung über θ	49
5.5	Alle Messungen übereinandergelegt	50
5.6	Modentabelle um die $TE_{76,2}$ -Mode	51
5.7	Maxima und Minima bei $\theta = 58,3^\circ$	52
5.8	Azimutale Leistungsverteilung bei $\theta = 54,4^\circ$	53
5.9	Modentabelle um $\theta = 54,4^\circ$	54
5.10	Zwei Messungen unterschiedlicher Empfangspolarisation	54
5.11	Überlagerung von $TM_{37,11}$ - und $TM_{46,8}$ -Mode	55
5.12	Modenspektrum des $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers	58
5.13	Abtasten der Leistungsdichte	59
5.14	Abtastraster	60
5.15	Horizontal polarisierte Feldabtastung einer $TE_{22,6}$ -Mode	61
5.16	Vertikal polarisierte Feldabtastung einer $TE_{22,6}$ -Mode	62
5.17	Gemessene Leistungsverteilung einer $TE_{22,6}$ -Mode	63
5.18	Vermessung von quasioptischen Wellentypwandlern	64
5.19	Amplituden- und Phasenbelegung eines Wellentypwandlers	65
5.20	Gauß'sche Strahlenoptik	66
5.21	Korrigierte Hornantenne, 5cm Abstand	68
5.22	Ausschnittsvergrößerung in 5cm Abstand	69
5.23	Korrigierte Hornantenne, 15cm Abstand	70
5.24	Korrigierte Hornantenne, 25cm Abstand	71

Kapitel 1

Einleitung

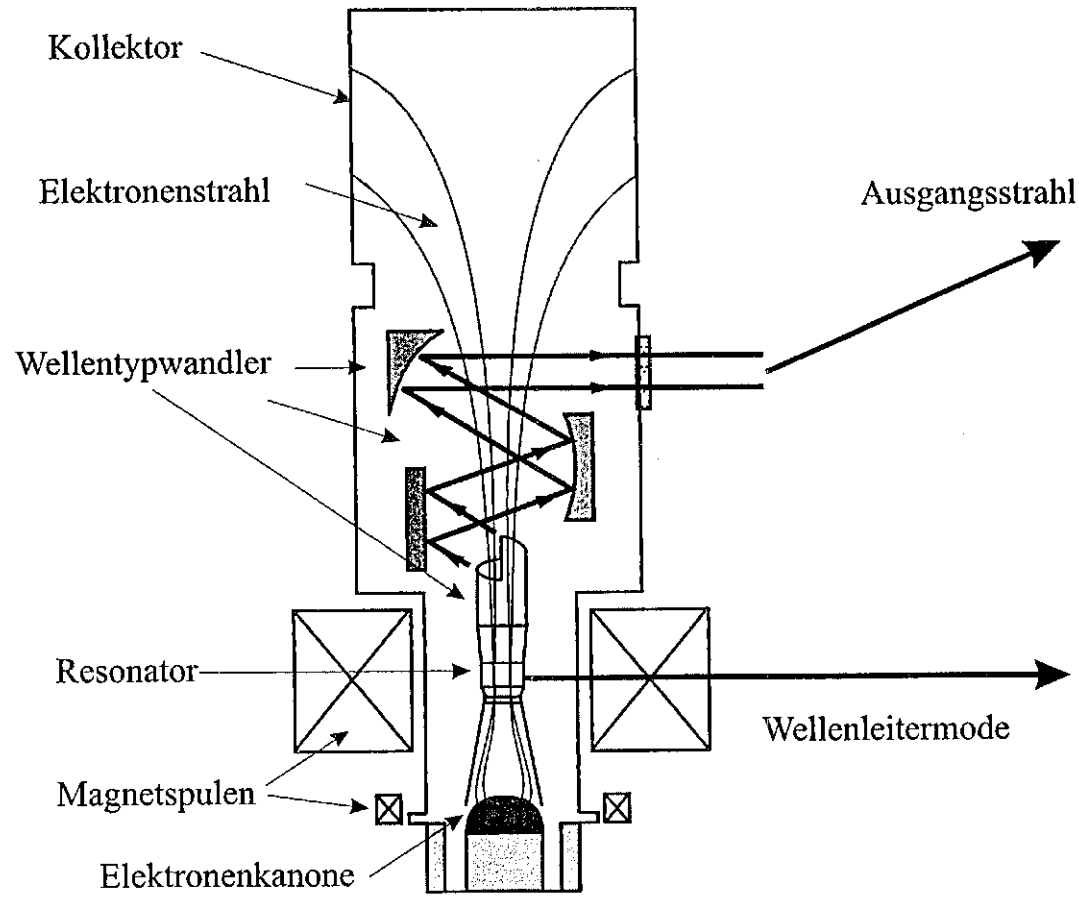
Zur Erzeugung elektromagnetischer Wellen hoher Leistung im Mikrowellenbereich werden vornehmlich Laufzeitröhren eingesetzt. Gewöhnlich erfolgt bei derartigen Röhren die Wechselwirkung zwischen einem sich im Inneren der Vakuumröhre in Längsrichtung ausbreitenden Elektronenstrahl und dem HF-Feld längs der Elektronenbahn. Als Vertreter für Röhren dieser Klasse seien die Rückwärtswellenröhre, das Klystron und die Wanderwellenröhre (Travelling Wave Tube, TWT) genannt.

Mit steigender Frequenz wird der Wirkungsgrad und damit die Ausbeute an HF-Energie dieser Röhren rasch klein ($<10\%$ bei der Rückwärtswellenröhre). Ein Problem, das sich dabei stellt, ist der Aufbau von Verzögerungsleitungen, die die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle im Inneren der Röhre an die Elektronengeschwindigkeit anpassen sollen. Die Strukturen dieser Leitungen werden mit kleiner werdenden Wellenlängen ebenfalls kleiner und damit für größere Leistungen schwerer beherrschbar (z.B. Abführen der Verlustleistung).

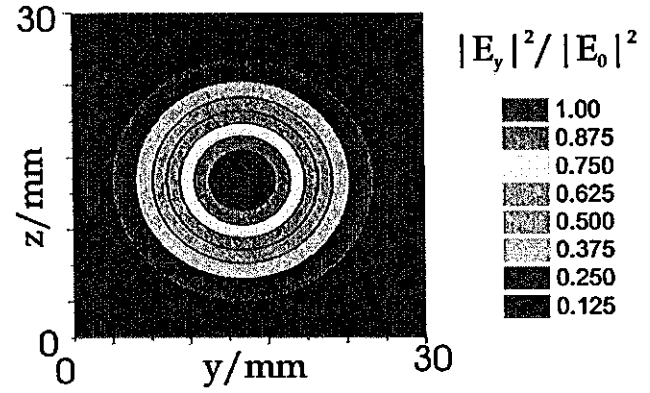
Das Gyrotron umgeht dieses Problem. Bei Mikrowellenröhren dieser Art findet die Wechselwirkung zwischen der azimuthalen Komponente der auf einer helikalen Bahn gyrierenden Elektronen mit der ebenfalls azimuthalen Feldkomponente einer Wellenleitermode hoher Ordnung statt. Statt einer Laufzeitleitung wird hier ein überdimensionierter Wellenleiterresonator eingesetzt.

Den Schnitt durch eine Gyrotronröhre mit quasioptischem Wellentypwandlersystem zeigt Abbildung 1.1.

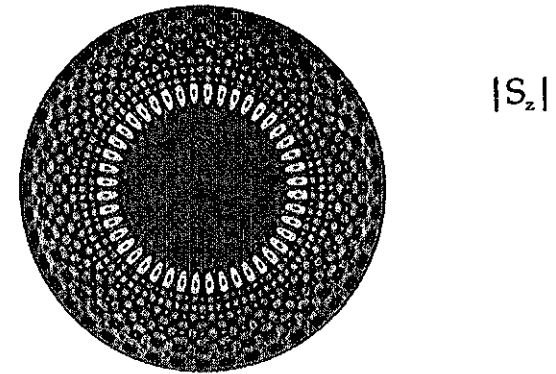
Abbildung 1.1: Schnitt durch eine Gyrotronröhre



Gauss Mode 1. Ordnung



TE_{22,6}⁻ Mode:



Eine ringförmige Elektronenkanone emittiert Elektronen, welche in einem elektrischen Längsgleichfeld beschleunigt werden. Gleichzeitig wird ein elektrisches Querfeld angelegt, das die Elektronen in transversaler Richtung beschleunigt. Da ein ebenfalls vorhandenes magnetisches Längsgleichfeld die Elektronen an den Verlauf seiner Feldlinien bindet (Lorentzkraft), entsteht eine helixförmige Flugbahn. Die Rotationsgeschwindigkeit der Elektronen wird vor deren Eintritt in den Resonator weiter gesteigert, indem das Magnetfeld in einer Kompressionszone stetig vergrößert wird. Die Elektronen werden so stark beschleunigt, daß sie sich danach bereits schwach relativistisch verhalten. Im Resonator wird wegen der Wechselwirkung zwischen dem Elektronenstrahl und einem elektromagnetischen Feld eine Wellenleiterfeldform hoher Ordnung angeregt. Bei der hier dargestellten Röhre handelt es sich dabei um eine $TE_{22,6}$ -Mode; daher spricht man hier von einem $TE_{22,6}$ -Gyrotron. Die Leistungsverteilung dieser Mode ist rechts unten in Abb. 1.1 dargestellt. Um die Entnahme von Energie aus dem HF-Feld durch die Elektronen nach Verlassen des Resonators zu verhindern, wird der Durchmesser des Wellenleiters möglichst schnell vergrößert. Die ‚verbrauchten‘ Elektronen werden am Kollektor gesammelt. Zur Abstrahlung bzw. zum Transport der sehr hohen Leistung werden definierte Verhältnisse gefordert. Dieses ist dann gewährleistet, wenn die Feldform in einer einzigen bekannten Mode vorkommt. Die Leitung von Moden hoher Ordnung in geschlossenen Wellenleitern über große Strecken ist nur schwer handhabbar. Schon kleinste Änderungen der Wellenleitergeometrie, zum Beispiel durch Stoßstellen oder Knicke, können die definierte Feldform stören. Man vermeidet daher einen geschlossenen Wellenleiter und wandelt mit einem Wellentypwandler die Mode in einen für die Übertragung mit Spiegelleitungen geeigneten Strahl mit Gauß-Verteilung 1. Ordnung. Der Strahl tritt durch ein Fenster aus der Röhre und steht für Anwendungen zur Verfügung. Die mit dieser Anordnung erreichbaren Leistungen liegen derzeit bei 140 GHz um 1.3 Megawatt.

Bei Gyrotronoszillatoren handelt es sich um Hochvakuumröhren mit für Vakuumsysteme relativ großem Volumen. Die Herstellung des Vakuums ist arbeits- und zeitaufwendig und daher teuer, weshalb ein nachträgliches Öffnen der Röhre vermieden werden soll. Austesten und Korrigieren der Komponenten, insbesondere des quasioptischen Wandler systems, nach einer „trial and error“ Methode ist zeitraubend und gefährlich für die Röhre. Um so mehr müssen seine Eigenschaften vor dem ersten Einbau in die Röhre bereits bekannt sein. Sie werden daher außerhalb der Röhre auf einem Kleinleistungsmessplatz ermittelt.

Das Wandler system wird während der Entwicklung mit einem Netzwerkanalysator bei kleiner Leistung vermessen. Zu dessen Speisung werden wiederum Modenerzeuger entwickelt, welche die gleiche Feldverteilung erzeugen, die auch im Resonator des Gyrotrons angeregt werden soll (Kapitel 2.5). Da die Übertragungsgüte des Wandler systems beurteilt werden soll, muß man Gewißheit über die Reinheit der eingespeisten Mode haben. Eine erste qualitative Aussage kann

aus einer Nahfeldabtastung des Modenerzeugers gewonnen werden. Für quantitative Aussagen über den Modengehalt unerwünschter Modenanteile wird ein Wellenzahlspektrometer (k-Spektrometer) benutzt (Kapitel 3). Dieses Verfahren wurde eigentlich für den Leistungsbereich von 100 kW entworfen. Daher sind extrem große Koppeldämpfungen vorhanden, welche die verbleibende Meßdynamik eines gewöhnlichen Analysators für diesen Frequenzbereich auf wenige dB einschränken; kleine Signale gehen im Rauschen unter.

Ziel dieser Arbeit war, einen Niederleistungsmeßplatz zu entwickeln, der im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz (D-Band) einen Meßumfang von mindestens 100 dB für Amplitudeninformationen bereitstellt. Gleichzeitig soll für genauere Rechnungen an Millimeter (mm)-Wellen-Komponenten auch Phaseninformationen vorhanden sein. Somit war als erster Teil dieser Arbeit ein vektorieller Netzwerkanalysator mit hoher Dynamik für das D-Hohlleiterband zu entwickeln. Die Grundlage hierzu bildete ein skalarer Netzwerkanalysator hoher Dynamik, der zuvor in einer Studienarbeit [1] entworfen worden war. Der zweite Teil beschäftigt sich dann mit beispielhaften Messungen an mm-Wellen-Komponenten die mit diesem neu entwickelten Netzwerkanalysator durchgeführt wurden. Ein besonderer Schwerpunkt war dabei auf das Suchen nach einer systematischen Arbeitsweise zur Bestimmung von Modengehalten mit Hilfe eines k-Spektrometers gelegt worden.

In Kapitel 2 werden zunächst einige Begriffe und die zuvor erwähnten mm-Wellenkomponenten (Netzwerkanalyse, Modenerzeuger) näher erläutert. In Kapitel 3 wird das sogenannte k-Spektrometer als Meßgerät für den Modengehalt einer in einem Wellenleiter transportierten Welle beschrieben. Als Hilfsmittel zur Auswertung der Messungen wurde das Programm ksk erstellt, welches in Kapitel 3.2 behandelt wird. Es folgt in Kapitel 4 eine Darstellung des Aufbaus eines Analysesystems mit dem vektorielle Messungen an Wellenleiterkomponenten durchgeführt wurden. Diese werden im Kapitel 5 vorgestellt. Der erste Teil dieses Kapitels behandelt die Vorgehensweise bei Messungen mit dem k-Spektrometer. Anhand eines $TE_{76,2}$ -Modenerzeugers wird der Erhalt von Meßwerten und deren Verarbeitung detailliert behandelt. Anschließend werden die Ergebnisse von Messungen an einem $TE_{22,6}$ -Modenerzeuger präsentiert. Der zweite Teil des Kapitels zeigt abschließend die Ergebnisse verschiedener Feldverteilungsmessungen, die mit diesem neuen Meßsystem durchgeführt wurden. Diese Arbeit schließt mit einem Anhang und einem Literaturverzeichnis.

Kapitel 2

Hochfrequenztechnische Grundlagen

Zu Beginn sollen einige hochfrequenztechnische Begriffe und Grundlagen, die dieser Arbeit zugrundeliegen, kurz angesprochen werden.

2.1 Streuparameterformalismus

In der niederfrequenten Meßtechnik werden zur Beschreibung der Meßobjekte und Komponenten sehr oft Spannungen und Ströme benutzt. Bei höheren Frequenzen ab einigen GHz wird deren exakte Erfassung zunehmend schwieriger oder, wie bei Wellenvorgängen in Hohlleitern, unmöglich. Dies trifft besonders im Mikrowellenbereich zu. Hier hat man es vornehmlich mit sich ausbreitenden, geführten elektromagnetischen Wellen zu tun. Dafür können Wirkleistungen auch bei sehr hohen Frequenzen bis weit über den THz-Bereich noch sehr genau gemessen werden. Man spricht hierbei von Leistungswellen.

Die aus der niederfrequenten Meßtechnik bekannten Vierpole werden als Zweitore dargestellt, deren Eigenschaften durch Streuparameter beschrieben werden. Ein einzelnes Klemmenpaar eines Vierpols nennt man Tor.

Die Herleitung der Streuparameter ist in [2] eingehend beschrieben. Als Verknüpfung zwischen Strom und Spannung an einem Vierpolklemmenpaar und den Leistungswellen an einem beliebigen Tor erhält man folgende Beschreibung:

$$\underline{U} = (\underline{a} + \underline{b}) \sqrt{Z} \quad \underline{I} = (\underline{a} - \underline{b}) / \sqrt{Z} \quad (2.1)$$

Mit \underline{a} werden in das Tor einlaufende, mit \underline{b} aus dem Tor auslaufende Leistungswellen benannt. Um, den im allgemeinen Fall mehreren Toren, die zugehörigen Leistungswellen zuordnen zu können, numeriert man die Tore und indiziert die ent-

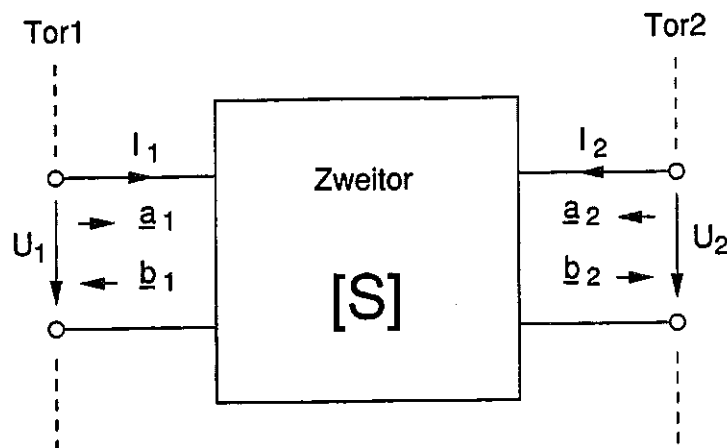


Abbildung 2.1: Zweitor mit Leistungswellen

sprechenden Variablen. Damit kann man nun die zum Zweitor gehörende Streumatrix mit ihren zugehörigen Streuparametern S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} angeben :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 & (2.2) \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 & (2.3) \end{aligned} \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Zu beachten ist aber: Die Streuparameter sind nur dann eindeutig definiert, wenn der Bezugswellenwiderstand Z mit angegeben ist. Z kann beliebig gewählt werden. Weiterhin ist die Angabe des genauen Ortes, wo sich die Tore befinden, insbesondere für den Phasenteil der Streuparameter relevant.

In [2] sind die Vorteile der Streuparameterbeschreibung wie folgt zusammengefaßt:

- Die Bestimmung der S-Parameter erfolgt bei Abschluß des Zweitores mit dem Bezugswellenwiderstand Z und damit unter Bedingungen, die näherungsweise die späteren Betriebsbedingungen sind.
- S-Parameter sind durch Leistungswellen definiert. Man kann sie im Höchstfrequenzbereich mit Hilfe von Richtkopplern, Meßleitungen oder Brückenanordnungen messen.

Für unsere Anwendungen wird die Bestimmung von $S_{21} = b_2/a_1|_{a_2=0}$ von Bedeutung sein. Dieser Parameter ist der Übertragungsfaktor vom Tor 1 zum Tor 2, der gemessen wird, wenn Tor 2 mit Z abgeschlossen ist. Er wird auch als Vorwärtstransmission bezeichnet.

2.2 Netzwerkanalyse

Unter einem Netzwerkanalysator versteht man in der Hochfrequenztechnik ein System zur frequenzabhängigen Messung der Streuparameter von Mehrportnetzwerken. In den meisten Fällen kann das Meßobjekt (Device Under Test, DUT) als Zweitor beschrieben werden. Streuparameter sind allgemein komplexe Größen mit Betrag und Phase. Werden beide dieser Anteile bestimmt, spricht man von *vektorieller Netzwerkanalyse*. Beschränkt man sich nur auf die Bestimmung des Betrages, so spricht man von *skalärer Netzwerkanalyse*. Den typischen Aufbau eines Netzwerkanalysators zeigt Abbildung 2.2, das zugehörige Signalflußdiagramm Bild 2.3.

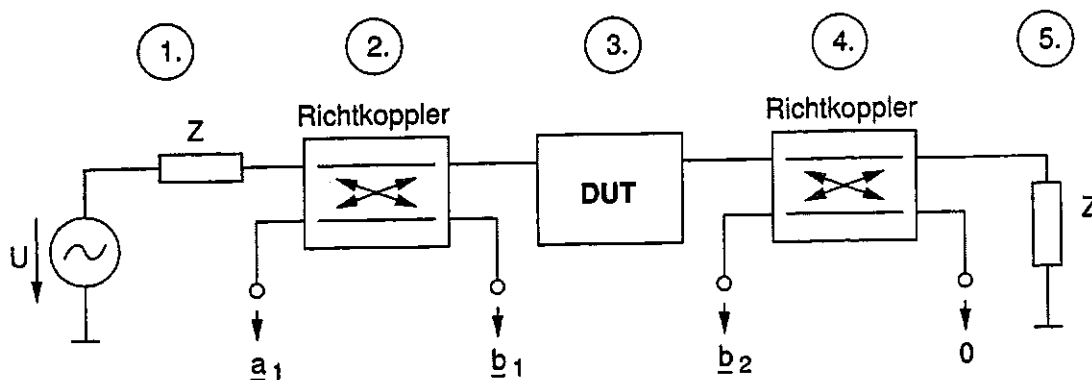


Abbildung 2.2: Grundaufbau eines Netzwerkanalysators

1. Der Aufbau wird von einer Hochfrequenzquelle gespeist. Dies kann sowohl ein festfrequentes, als auch ein durchstimmbares (Wobbelbetrieb) Signal sein.
2. Es folgt eine Koppereinrichtung zur Bestimmung der zum Meßobjekt laufenden, sowie der vom Meßobjekt reflektierten Leistung.
3. Das Meßobjekt selbst. Hier ein Zweitor, mit einem bestimmten Reflexions- und Durchgangsverhalten.
4. Eine Koppereinrichtung zur Bestimmung des Leistungsanteils, der das Meßobjekt passiert.
5. Ein Abschluß der Betriebsbedingungen herstellen soll. Zweckmäßigerweise wird hier mit dem Bezugswellenwiderstand abgeschlossen.

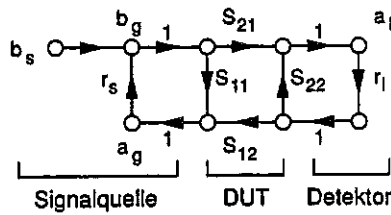


Abbildung 2.3: Signalflußdiagramm

In vielen Fällen interessiert man sich nicht für das Reflexionsverhalten des Meßobjektes. Es interessiert nur die am Ausgang detektierbare Leistung in Bezug auf die am Eingang eingekoppelte; d.h. der Anteil, der das Meßobjekt passiert. Man spricht dann von einer Transmissionsmessung [2][3][4].

Wichtige Kenngrößen bei der Netzwerkanalyse im Mikrowellenbereich sind die Frequenzgenauigkeit und die Linienbreite der Quelle. Beide müssen zu den zu vermessenden Objekten passen. So kann eine Genauigkeit von 100 MHz für einfache Messungen von Gyrotronmillimeterwellenfenstern ausreichen, während für genaue Permittivitätsmessungen bereits 14 MHz bei 140 GHz gefordert werden [21]. Die Linienbreite der Quelle muß kleiner als die gewünschte Auflösung des Frequenzbandes und der Detektionsbandbreite des Empfängers sein. Eine weitere Größe der Netzwerkanalyse ist der Meßumfang oder auch die Dynamik.

Die Dynamik eines Netzwerkanalysators ist das Verhältnis zwischen größter zu kleinster meßbarer Leistung.

Die untere Meßgrenze wird durch das thermische Rauschen des Analysators bestimmt. Geht man nach Nyquist [5] von einer über der Frequenz gleichverteilten Rauschleistungsdichte aus, so erhält man als theoretisch unterste Meßgrenze die Leistung :

$$P_R = k \cdot T \cdot B \quad (2.5)$$

T = absolute Temperatur in Kelvin
 B = Bandbreite in Hz
 k = Boltzmannkonstante = $1,38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K}$

Bei einer Raumtemperatur von 300 K ergeben sich -174 dBm/Hz Rauschleistungsdichte.

Die zur Detektion des Signals notwendigen elektronischen Baugruppen verschlechtern diesen Wert wegen ihres Eigenrauschens. Einbußen erhält man durch schlechte Wirkungsgrade bei der Frequenzumsetzung, Dämpfungen von Leitungen und Verbindungen, Eigenrauschen von Verstärkergruppen (Schrotrauschen von Halbleiterbauelementen), sowie Rauschen des Detektors (Empfänger) selbst.

Die obere Grenze der Dynamik ist durch die Komponenten des Meßaufbaus gegeben. Elektronische Verstärker zeigen bei großer Aussteuerung ein Sättigungsverhalten. Ab einem bestimmten Ausgangspegel folgt dieser dem Eingangspegel nicht mehr linear; der Oberwellenanteil des Ausgangssignals nimmt zu und die Verstärkung ab. Der Punkt, bei dem die Verstärkung um 1 dB hinter der nominellen linearen Verstärkung zurückbleibt, bezeichnet man als 1 dB-Kompressionspunkt. Diese Grenze nimmt man bei schmalbandigen Signalen als Aussteuerungsgrenze. Für breitbandige Signale muß zudem die Bandbreite mit berücksichtigt werden. Dieser Fall tritt hier jedoch nicht ein; der interessierte Leser sei auf [3] verwiesen.

Reicht die maximale Leistung der speisenden Quelle nicht aus, die Meßapparatur in die Sättigung zu treiben, so ergibt sich daraus die obere Dynamikgrenze.

2.3 Oberwellenmischer

Die in dieser Arbeit zu detektierenden Frequenzen bewegen sich im D-Hohlleiterband (110–170 GHz). Die Signalverarbeitung soll jedoch bei gut handhabbaren Frequenzen im Bereich unter 1 GHz stattfinden. Zur Frequenzumsetzung werden gewöhnlich Mischer benutzt. Für einen Grundwellenmischer würde man einen Generator im gleichen Frequenzbereich, in dem das zu detektierende Signal liegt, benötigen. Für diesen Bereich sind aber nur schmalbandige PLL-stabilisierte Gunnoszillatoren erhältlich. Zur bloßen Speisung eines Mixers ist diese Schaltungsmethode unökonomisch. Man macht sich daher die Tatsache zunutze, daß an der Mischdiode Oberwellen des Lokaloszillators (LO) erzeugt werden, mit denen das Eingangssignal gemischt wird. Als mögliche Empfangsfrequenzen im ZF-Bereich erhält man so :

$$f_e = n \cdot f_{LO} \pm f_{ZF}$$

Nachteilig ist, daß mit zunehmendem n , der Ordnung der Oberwelle, deren Leistungsanteil mit $1/n$ abnimmt. Oberwellenmischer für den Millimeterwellenbereich werden daher auf ein bestimmtes n hin optimiert. Für den oben genannten Bereich ist dies günstigerweise die 9. Oberwelle. Die benötigten LO-Signale liegen dann im Bereich von 12–18 GHz für den Synthesegeneratoren erhältlich sind. Benötigt werden dabei Pegel des Lokaloszillators um 10 dBm, wobei die Mischverluste (Konversionsverluste) über 30 dB liegen [6] ! Die Diode wird oft bis kurz vor der Zerstörungsgrenze angesteuert. Der Meßaufbau muß daher sorgfältig ‚angefahren‘ werden. Angemerkt sei, daß man Oberwellenmischer trotz Optimierung auch bei anderen Oberwellen benutzen kann.

Aus der oben genannten Formel zur Errechnung der Empfangsfrequenz erkennt man, daß zu jeder Oberwelle zwei Empfangsfrequenzen gehören. Dies ist einmal

die gewünschte Empfangsfrequenz und zum anderen die Spiegelfrequenz, wie sie in der Nachrichtentechnik genannt wird. Gewöhnlich wird die unerwünschte zweite Empfangsfrequenz mit Filtern am Empfängereingang unterdrückt. Da aber die Speisung des Meßaufbaus hier monofrequent erfolgt, und das Verhalten als linear angenommen werden kann, ist bei der Spiegelfrequenz kein Signal vorhanden und die Empfangsfrequenz daher eindeutig.

Bei der Mischung entstehen zwei Signale : $f_e - n \cdot f_{LO}$ und $f_e + n \cdot f_{LO}$. Das Erstere liegt im gewünschten niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich und kann weiterverarbeitet werden. Das Zweite liegt im Bereich über 220 GHz und fällt wegen des Tiefpaßverhaltens der Auskopplung am Mischer, sowie des nachfolgenden Verstärkers nicht weiter ins Gewicht.

2.4 Geschlossene Wellenleiter, Hohlleiter

Prinzipiell ist es möglich, jede Grenzfläche zwischen zwei verschiedenen Medien zur Führung einer elektromagnetischen Welle zu benutzen, wenn auch nicht alle Varianten dabei technisch sinnvoll sind. Eine besonders wichtige Klasse von Wellenleitern stellen die sogenannten Hohlleiter dar. Es handelt sich dabei um geschlossene Wellenleiter mit meist homogenem Medium. Der Wellenleiter selbst ist ein guter elektrischer Leiter mit einer bestimmten Querschnittsform, sehr oft Rechteck oder Kreis. Die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle läßt sich nach den Maxwell-Gleichungen beschreiben. Durch die Randbedingungen an den gut leitenden Wänden ergibt sich, daß nur ganz bestimmte, diskrete Feldformen existent sind (Eigenlösungen der Maxwell-Gleichungen). Man spricht hierbei von sogenannten *Moden*. Ihre mögliche Anzahl richtet sich dabei nach den Abmessungen des Wellenleiters in Bezug zur Freiraumwellenlänge der eingestrahlten HF-Leistung. Ausbreitungsfähig sind nur solche Moden, deren Wellenlänge im Hohlleiter unter einer bestimmten Grenzwellenlänge liegt. Grundsätzlich lassen sich zunächst allgemein drei Feldtypen unterscheiden:

TM- oder E-Feldtypen: Sie besitzen *keine magnetische Feldstärke* in Ausbreitungsrichtung.

TE- oder H-Feldtypen: Sie besitzen *keine elektrische Feldstärke* in Ausbreitungsrichtung.

TEM- oder L-Feldtypen: Sie besitzen *weder eine magnetische Feldstärke noch eine elektrische Feldstärke* in Ausbreitungsrichtung (Lecherwellen). (Sie kommen im Freiraum und in koaxialen Wellenleitersystemen vor und werden hier nicht weiter betrachtet.)

Zur Herleitung der Gleichungen, welche die Ausbreitung beschreiben, wird angenommen, daß der Feldraum ladungsfrei, stromfrei, homogen und isotrop sei [7] [8]. Dann vereinfachen sich die Maxwell-Gleichungen zu :

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.6)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\operatorname{div} \mu \vec{H} = 0 \quad (2.8)$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0 \quad (2.9)$$

Man kann zeigen, daß die Augenblickswerte der Komponenten von \vec{E} und \vec{H} der Wellengleichung genügen:

$$\Delta U = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (2.10)$$

U steht stellvertretend für die Komponenten von \vec{E} und \vec{H} , c_0 ist die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum.

Zur Beschreibung einer zeitlich harmonischen Wellenausbreitung längs einer Raumachse (hier in $-z$ -Richtung), kann die Orts- und Zeitabhängigkeit in Form einer komplexen Exponentialfunktion in die Wellengleichung eingesetzt werden:

$$\vec{e}(x, y, z; t) = \operatorname{Re} \{ \vec{E}(x, y) e^{j\beta z} e^{j\omega t} \} \quad (2.11)$$

$$\vec{h}(x, y, z; t) = \operatorname{Re} \{ \vec{H}(x, y) e^{j\beta z} e^{j\omega t} \} \quad (2.12)$$

Es läßt sich zeigen, daß zur Bestimmung der in einem Hohlleiter geführten TM- (2.13) und TE-Moden (2.14) die Lösungen der folgenden Helmholtzgleichungen ausreichen:

$$\frac{\partial^2 \underline{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{E}_z}{\partial y^2} + \left(\frac{\omega^2}{c_0^2} - \beta^2 \right) \underline{E}_z = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{H}_z}{\partial y^2} + \left(\frac{\omega^2}{c_0^2} - \beta^2 \right) \underline{H}_z = 0 \quad (2.14)$$

Die Lösung der partiellen Differentialgleichungen erreicht man durch Separation, d.h. eine partielle Differentialgleichung wird in mehrere gewöhnliche Differentialgleichungen überführt. Dies gelingt hier für Rechteck- und Rundhohlleiter gleichermaßen durch einen Produktansatz der Form:

$$\underline{E}_z = \underline{P} \cdot \underline{Q} \quad (2.15) \quad \text{bzw.} \quad \underline{H}_z = \underline{P} \cdot \underline{Q} \quad (2.16)$$

2.4.1 Rechteckhohlleiter

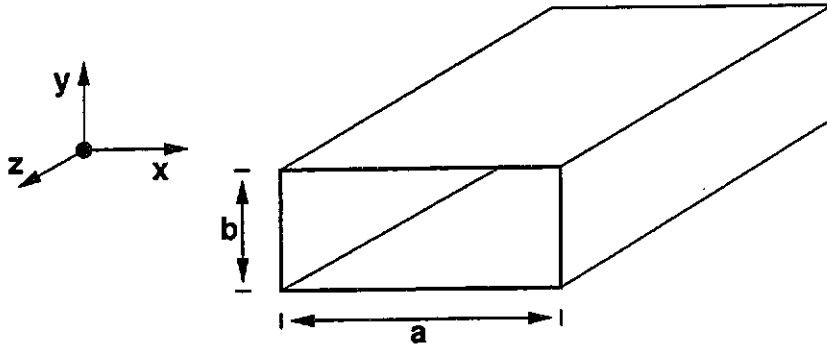


Abbildung 2.4: Rechteckhohlleiter mit Koordinatensystem

TM-Wellen

Unter Berücksichtigung der Randbedingungen für ein ideal leitendes Rechteckprofil und $\underline{E}_z = 0$ für $x = 0$, $x = a$ und $y = 0$, $y = b$ erhält man als Lösung für \underline{E}_z :

$$\underline{E}_z(x, y) = \underline{P}(x) \cdot \underline{Q}(y) = \underline{E}_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2.17)$$

mit m , n als ganze, positive Zahlen. Die Komponenten in x- und y-Richtung lauten:

$$\underline{E}_x(x, y, z) = j \frac{\beta}{\beta_c^2} \frac{m\pi}{a} E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.18)$$

$$\underline{E}_y(x, y, z) = j \frac{\beta}{\beta_c^2} \frac{n\pi}{b} E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.19)$$

$$\underline{H}_x(x, y, z) = j \frac{\omega\epsilon}{\beta_c^2} \frac{n\pi}{b} E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.20)$$

$$\underline{H}_y(x, y, z) = -j \frac{\omega\epsilon}{\beta_c^2} \frac{m\pi}{a} E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.21)$$

$$\underline{H}_z(x, y, z) = 0 \quad (2.22)$$

mit

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega^2}{c_0^2} - \beta_c^2} \quad (2.23)$$

$$\beta_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.24)$$

Um eine ausbreitungsfähige TM-Welle zu erhalten darf weder m noch n gleich null sein. Die $TM_{1,1}$ -Welle ist daher der TM-Grundwellentyp im Rechteckhohlleiter.

TE-Wellen

Die Randbedingungen heißen hier:

$$\frac{\partial \underline{H}_z}{\partial x} = 0 \text{ für } x = 0 \text{ und } x = a$$

$$\frac{\partial \underline{H}_z}{\partial y} = 0 \text{ für } y = 0 \text{ und } y = b$$

Und man erhält hieraus:

$$\underline{H}_z(x, y) = \underline{P}(x) \cdot \underline{Q}(y) = \underline{H}_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2.25)$$

mit m, n als ganze, positive Zahlen.

Die Komponenten in x- und y-Richtung lauten:

$$\underline{E}_x(x, y, z) = j \frac{\omega\mu}{\beta_c^2} \frac{n\pi}{b} H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.26)$$

$$\underline{E}_y(x, y, z) = -j \frac{\omega\mu}{\beta_c^2} \frac{m\pi}{a} H_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.27)$$

$$\underline{E}_z(x, y, z) = 0 \quad (2.28)$$

$$\underline{H}_x(x, y, z) = -j \frac{\beta}{\beta_c^2} \frac{m\pi}{a} H_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.29)$$

$$\underline{H}_y(x, y, z) = -j \frac{\beta}{\beta_c^2} \frac{n\pi}{b} H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\beta z} \quad (2.30)$$

Für eine ausbreitungsfähige TE-Welle darf genau einer der Parameter m oder n gleich null sein. Die $TE_{1,0}$ -Welle ist dabei der Grundwellentyp. Da sie die niedrigste Grenzfrequenz besitzt, ist sie auch gleichzeitig die Grundmode in Rechteckhohlleitern.

Allgemeine Gesetzmäßigkeiten in Rechteckhohlleitern

Wellen sind in Hohlleitern erst überhalb einer von der Geometrie bestimmten Grenzfrequenz ausbreitungsfähig. Die Grenzfrequenz (Cut-Off) errechnet sich zu:

$$f_c = \frac{\beta_c}{2\pi} \cdot c_0 = \frac{c_0}{\lambda_c} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.31)$$

Die zugehörige Grenzwellenlänge im Freiraum lautet:

$$\lambda_c = \frac{c_0}{f_c} = \frac{2\pi}{\beta_c} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (2.32)$$

Die Wellenlänge der sich im Hohlleiter ausbreitenden Welle ist:

$$\lambda_h = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.33)$$

Die Phasengeschwindigkeit in z-Richtung berechnet sich zu:

$$v_\varphi = f \cdot \lambda_h = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.34)$$

Die Grundwelle ist die $TE_{1,0}$ -Welle.

2.4.2 Rundhohlleiter

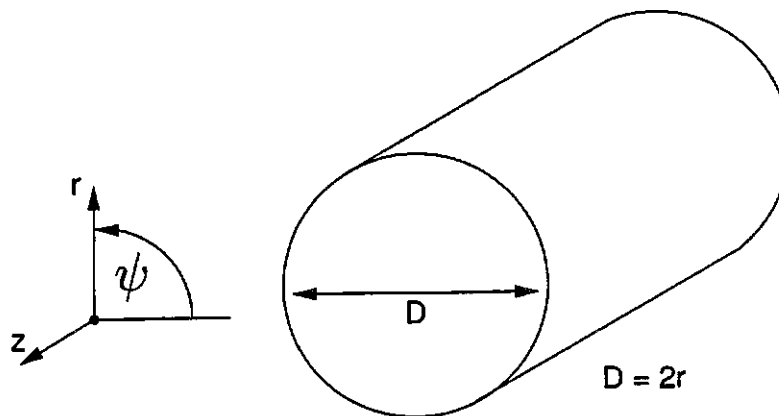


Abbildung 2.5: Rundhohlleiter mit Koordinatensystem

Zur Beschreibung der Wellenausbreitung im Rundhohlleiter verwendet man zweckmäßigerweise ein Zylinderkoordinatensystem wie in Abbildung 2.5. Die Herleitung erfolgt, analog zu den Rechteckhohlleitern, mit einem Separationsansatz zur Lösung der Helmholtzgleichung in Zylinderkoordinaten:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial U}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \psi^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (2.35)$$

U steht stellvertretend für die Komponenten von \vec{E} und \vec{H} , c_0 ist die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum.

Für alle im Rundhohlleiter geführten Wellen gelten die Randbedingungen an der Rohrwand :

$$\begin{aligned} \underline{E}_\psi &= 0 & \underline{H}_r &= 0 \\ \underline{E}_z &= 0 & \frac{\partial \underline{H}_z}{\partial r} &= 0 \end{aligned} \quad (2.36)$$

TM-Wellen

Daraus ergibt sich bei verschwindender \underline{H}_z -Komponente für \underline{E}_z :

$$\underline{E}_z(r, \psi, z) = \underline{E}_0 J_m(\beta_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.37)$$

Die anderen Komponenten lauten:

$$\underline{E}_r(r, \psi, z) = j \frac{\beta}{\beta_c} \underline{E}_0 J'_m(\beta_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.38)$$

$$\underline{E}_\psi(r, \psi, z) = \mp \frac{\beta m}{\beta_c^2 r} \underline{E}_0 J_m(\beta_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.39)$$

$$\underline{H}_r(r, \psi, z) = \mp \frac{\omega \epsilon m}{\beta_c^2 r} \underline{E}_0 J_m(\beta_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.40)$$

$$\underline{H}_\psi(r, \psi, z) = -j \frac{\omega \epsilon}{\beta_c} \underline{E}_0 J'_m(\beta_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.41)$$

$$\underline{H}_z(r, \psi, z) = 0 \quad (2.42)$$

Dabei bedeutet $J_m(\beta_c r)$ die Besselfunktion m -ter Ordnung mit dem Argument $\beta_c r$. Demzufolge ist $J'_m(\beta_c r)$ die erste Ableitung der Besselfunktion m -ter Ordnung mit dem Argument $\beta_c r$. x_{mn} ist das Argument der n -ten Nullstelle der Besselfunktion m -ter Ordnung.

TE-Wellen

Aus den oben genannten Randbedingungen ergibt sich bei verschwindender \underline{E}_z -Komponente für \underline{H}_z :

$$\underline{H}_z = \underline{H}_0 J_m(\beta'_c r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.43)$$

Und die anderen Komponenten lauten:

$$\underline{E}_r(r, \psi, z) = \pm \frac{\omega \mu m}{\beta_c' 2r} H_0 J_m(\beta_c' r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.44)$$

$$\underline{E}_\psi(r, \psi, z) = j \frac{\omega \mu}{\beta_c'} H_0 J_m'(\beta_c' r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.45)$$

$$\underline{E}_z(r, \psi, z) = 0 \quad (2.46)$$

$$\underline{H}_r(r, \psi, z) = j \frac{\beta}{\beta_c'} H_0 J_m'(\beta_c' r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.47)$$

$$\underline{H}_\psi(r, \psi, z) = \mp \frac{\beta m}{\beta_c' 2r} H_0 J_m(\beta_c' r) e^{\pm jm\psi} e^{j\beta z} \quad (2.48)$$

Anmerkungen zu den Gleichungen für Rundhohlleiter

In den Gleichungen (2.37) bis (2.48) ist:

$$\beta^{(\prime)} = \sqrt{\frac{\omega^2}{c_0^2} - \beta_c^{(\prime)2}} \quad (2.49)$$

$$\beta_c^{(\prime)} = \frac{x_{mn}^{(\prime)}}{R} = \frac{x_{mn}^{(\prime)}}{D/2} \quad (2.50)$$

$$J_m^{(\prime)}(x_{mn}^{(\prime)}) = 0 \quad (2.51)$$

Wobei (\prime) die Ableitung bzw. die Größen der TE-Wellen kennzeichnet.

Aus dem Verlauf der Besselfunktionen kann man ersehen, daß n stets ≥ 1 sein muß, während m auch null werden darf. Die kleinste Besselnulstelle hat die $TE_{1,1}$ -Mode, welche damit die Grundmode im Rundhohlleiter mit der niedrigsten Grenzfrequenz darstellt.

Die Grenzfrequenz errechnet sich im Rundhohlleiter zu:

$$f_c = \frac{c_0 x_{mn}^{(\prime)}}{\pi D} \quad (2.52)$$

Die zugehörige Wellenlänge im Freiraum ist:

$$\lambda_c = \frac{\pi D}{x_{mn}^{(\prime)}} \quad (2.53)$$

Der Brillouin-Winkel θ ist definiert über:

$$\sin \theta = \frac{\beta_c^{(\prime)}}{\frac{\omega}{c_0}} \quad (2.54)$$

Die Hohlleiterwellenlänge und die Phasengeschwindigkeit sind identisch mit den Gleichungen (2.33) und (2.34) beim Rechteckhohlleiter.

Durch Gleichung (2.54) wird jeder Wellenleitermode ein charakteristischer Winkel, der sogenannte Brillouin-Winkel, zugeordnet. Er beschreibt, unter welchem Winkel die Teilstrahlen der Wellenform an der Innenwand des Wellenleiters reflektiert, bzw. an „Leckstellen“ oder am Wellenleiterende abgestrahlt werden.

Rotierende Moden

Der hier verwendete komplexe Lösungsansatz für die azimutale Abhängigkeit ($e^{\pm jm\psi}$) stellt eine um die z-Achse rotierende Wellenleitermode dar. Das meist in der Literatur [7] angesetzte „stehende“ Feldbild (mit $\sin(m\psi)$ bzw. $\cos(m\psi)$) läßt sich hiermit lediglich als ein Sonderfall zweier sich mit gegensätzlichem Drehsinn ($+m / -m$) überlagerter Moden gleicher Amplitude erhalten. Dies ist, in Hinblick auf die im Gyrotronresonator mit ausschließlich einer Drehrichtung angeregten TE-Mode, von besonderem Interesse.

Zu Verdeutlichung wird dies nun anhand der \underline{E}_r -Komponente von TE-Wellen gezeigt:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} (\underline{E}_{r+} + \underline{E}_{r-}) &= \frac{\omega\mu m}{\beta_c'^2 r} \underline{H}_0 J_m(\beta_c' r) e^{j\beta z} \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{+jm\psi} - e^{-jm\psi}) \\ &= \frac{\omega\mu m}{\beta_c'^2 r} \underline{H}_0 J_m(\beta_c' r) e^{j\beta z} \cdot \sin(m\psi) \\ &= \frac{\omega\mu m}{\beta_c'^2 r} \underline{H}_0 J_m(\beta_c' r) \sin(m\psi) e^{j\beta z} \end{aligned} \quad (2.55)$$

Die anderen Komponenten können auf die gleiche Weise in die Form stehender Moden überführt werden.

Dieser Vorgang der Überlagerung ist ein ähnlicher, wie er sich zum Beispiel auf Leitungen mit vorwärts und rückwärts laufenden Wellen abspielt. Auch hier kommt es zu lokal ausgebildeten Knoten und Bäuchen durch phasenrichtige Addition der E- bzw. H-Felder.

Zur Beschreibung des Verhältnisses von gegen- zu richtigrotierendem Modenanteil kann der gleiche Formalismus, wie bei den Leitungsvorgängen, benutzt werden. Auf einige grundlegende Unterschiede zu Leitungsvorgängen soll jedoch hingewiesen werden:

- Gegen- und richtigdrehender Anteil besitzen die gleiche Ausbreitungsrichtung im Hohlleiter.

- Der gegenrotierende Anteil kommt nicht durch eine Fehlanpassung an einem Feldwellenwiderstand zustande, sondern ist (wenn nicht durch andere Modenkonzersionen verursacht) bereits in der speisenden Welle vorhanden.
- Die hier gemessenen Knoten und Bäuche befinden sich azimuthal zum Feldbild, d.h. senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. (Auf dem Rundhohlleiter gemessene Knoten und Bäuche *in* Ausbreitungsrichtung weisen dagegen in der Tat auf hin- und rücklaufende Wellen hin.)

Hier sollen die Formeln, welche die Zusammenhänge verknüpfen, genannt werden. An die Stelle der Spannungen auf Leitungen tritt das elektrische Feld.

Die registrierten Maxima bzw. Minima der elektrischen Feldstärke ergeben sich aus der Summe bzw. Differenz der Feldstärkenamplituden des jeweiligen Umlaufsinnes:

$$E_{max} = E_+ + E_- \quad \text{bzw.} \quad E_{min} = E_+ - E_- \quad (2.56)$$

Daraus läßt sich das Stehwellenverhältnis (Standing Wave Ratio, SWR) definieren:

$$s = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{E_+ + E_-}{E_+ - E_-} \quad (2.57)$$

Den Kehrwert bezeichnet man als Anpaßfaktor (obwohl der Name hier nicht zutreffend ist, soll er hier trotzdem benutzt werden) :

$$m = \frac{1}{s} = \frac{E_{min}}{E_{max}} \quad (2.58)$$

Registriert werden im Mikrowellenbereich jedoch selten die Feldstärken selbst, sondern die dazu (über den Feldwellenwiderstand Z_F) korrespondierenden absoluten oder relativen Leistungspegel, gemäß dem Zusammenhang:

$$P = \frac{E^2}{Z_F} \quad (2.59)$$

Setzt man die Gleichungen 2.56, 2.59 in 2.57 ein, erhält man den Zusammenhang zwischen dem Stehwellenverhältnis und den Leistungsanteilen der beiden gegenläufig rotierenden Modenanteilen. Da meist aus dem gemessenen SWR die Modenanteile bestimmt werden sollen, ist folgende Formel in der Anwendung bequemer:

$$\frac{P_-}{P_+} = \left(\frac{s-1}{s+1} \right)^2 \quad (2.60)$$

Die folgenden drei Bilder veranschaulichen die Zusammenhänge anhand berechneter Intensitätsverteilungen einer $TE_{5,3}$ -Mode. Die Ergebnisse können ohne weiteres auf Moden höherer Ordnung übertragen werden. Es ist jeweils links das Bild

der Mode und auf der rechten Seite der Graph der relativen Leistungsverteilung in azimuthaler Richtung über einen Halbkreis in linearer Teilung gezeichnet.

Ist, wie in Bild 2.6, kein gegenrotierender Anteil vorhanden, so bilden sich auch, wie erwartet, keine Knoten aus und die Mode rotiert vollständig.

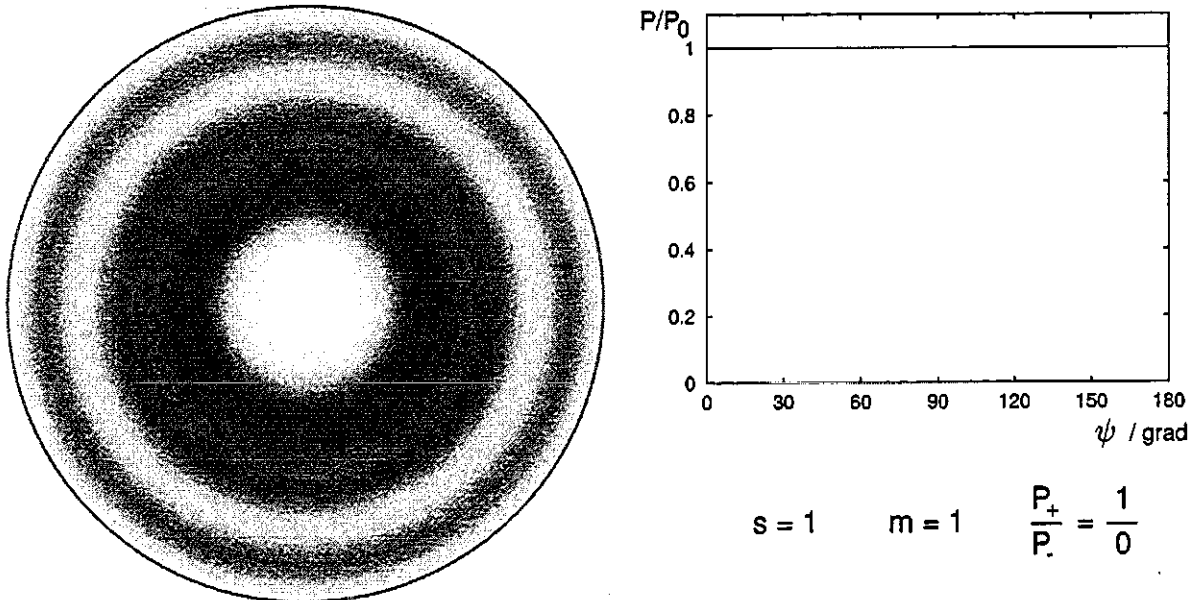
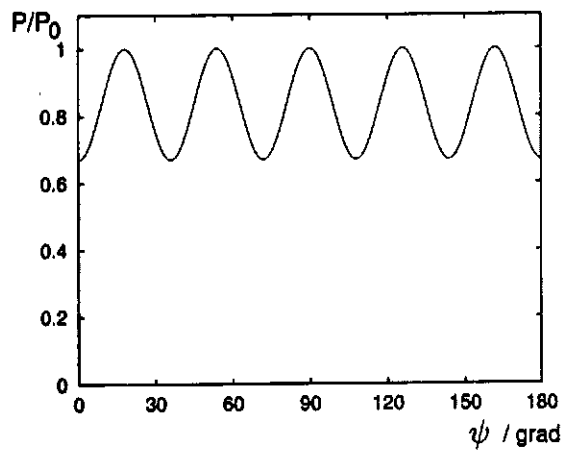
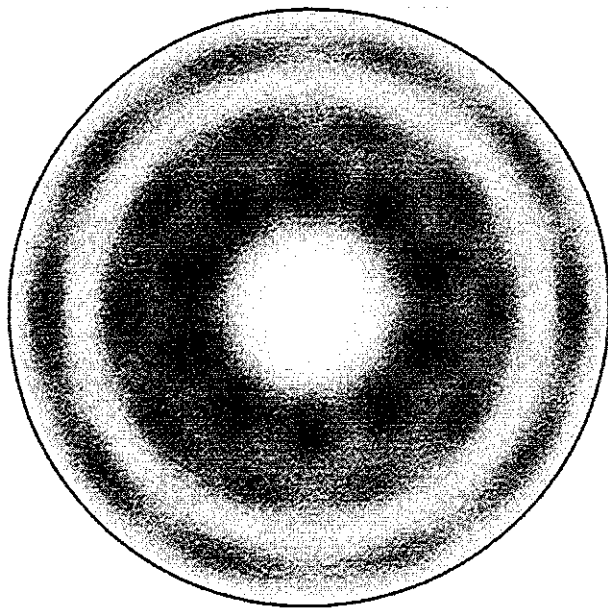


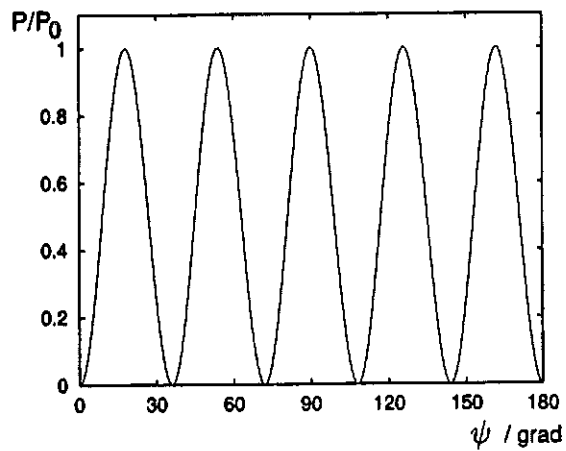
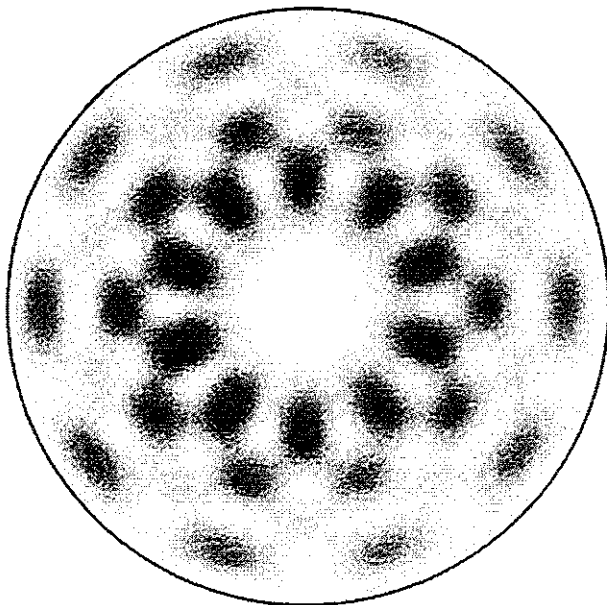
Abbildung 2.6: $TE_{5,3}$ -Mode, ohne Gegenrotation

Im nächsten Bild 2.7 ist zu erkennen, daß ein gegenrotierender Anteil von bereits einem Prozent reicht, um Knoten und Bäuche mit einer Messung sicher nachweisen zu können. Der Unterschied zwischen den registrierten Leistungsmaxima und -minima beträgt 1.7 dB.

Im dritten Bild 2.8 sind schließlich die beiden gegeneinander rotierenden Anteile gleich groß. Die Knoten und Bäuche sind vollständig ausgebildet. Es handelt sich um ein stehendes Feldbild.



$$s = 1.22 \quad m = 0.82 \quad \frac{P_+}{P_-} = 100$$

Abbildung 2.7: TE_{5,3}-Mode, mit 1% Gegenrotation

$$s = \infty \quad m = 0 \quad \frac{P_+}{P_-} = 1$$

Abbildung 2.8: TE_{5,3}-Mode, mit 100% Gegenrotation

2.5 Kleinleistungsmodenerzeuger

Zur Erzeugung von Moden hoher Ordnung sind mehrere Verfahren mit verschiedenen Konzepten bekannt. Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung von Modenwandlern, bei denen eine Rechteckhohlleitermode (in der Regel $TE_{1,0}$) durch geeignete Wandler in die gewünschte Mode konvertiert wird [9]. Eine weitere Methode, die mit Richtkopplern arbeitet wurde in [10] beschrieben.

Die für diese Arbeit zur Verfügung stehenden Modenerzeuger [12] arbeiten nach einem quasi-optischen Prinzip durch geschickte Einkopplung einer ebenen Welle in einen coaxialen Rundhohlleiter. Zur Modellierung macht man sich zunutze, daß man eine Kreishohlleiterwelle auch durch Überlagerung ebener Wellen darstellen kann (quasi-optische Betrachtungsweise) [11]. Die Bilder 2.9 und 2.11 zeigen das Prinzipbild eines Modenerzeugers nach dieser Methode.

Eine korrugierte Hornantenne strahlt einen Gauß'schen Strahl ab. Der Spiegel Sp1 formt daraus eine Welle mit ebener Phasenfront. Zur Veranschaulichung kann man sich die Welle in viele einzelne Strahlen aufgeteilt vorstellen. Jeder einzelne Teilstrahl muß nun so eingekoppelt werden, daß er die sogenannte Kaustik (griech. Brennfläche) gerade tangiert. Dabei muß die von jedem Punkt einer bestimmten Phasenfront zur Kaustik zurückgelegte Wegstrecke für alle Teilstrahlen gleich sein, wofür Spiegel Sp2 eingesetzt wird. Die Kaustik begrenzt einen Zylinder mit dem Radius $a_c = \frac{m}{X_{mn}^{(1)}} a$ innerhalb dessen sich kein Strahl ausbreitet. Sie ist in Bild 2.11 als gepunkteter Kreis um den Innenleiter eingezeichnet. Zu jeder Wellenleitermode gehört ein bestimmter Durchmesser der Kaustik im Verhältnis zum Innendurchmesser des Wellenleiters.

Den Hohlraum (Kavität) des Modenerzeugers kann man in einen Resonator und einen Up-Taper unterteilen. Der Resonator, ähnlich dem im Gyrotron eingesetzten, wird in der Zeichnung 2.10 auf der linken Seite durch einen Cut-Off-Teil, an dem für die Welle Totalreflexion herrscht, begrenzt. Auf der rechten Seite soll ein Teil der Welle ausgekoppelt werden, so daß dort keine Totalreflexion herrschen darf. Dazu wird der Wellenleiterdurchmesser zunächst linear aufgeweitet, was aufgrund der sich einstellenden Wellenwiderstandsänderung eine teilweise Reflexion der angeregten Mode bewirkt. Der ausgekoppelte Anteil der Welle muß, ohne weitere Reflexionen und Wandlungen in andere Feldformen, auf den Wellenleiterdurchmesser des Testobjektes vergrößert werden. Dabei bedient man sich eines Up-Tapers, dessen nichtlineare Kontur speziell für diesen Zweck synthetisiert wurde.

Ein Hauptproblem bei Modenerzeugern ist die Anregung nur einer Mode mit nur einer Drehrichtung. Der Hohlraum stellt einen überdimensionierten Wellenleiter dar, in dem viele Moden ausbreitungsfähig sind. Mit steigender Ordnung der Mode rücken die Eigenwerte (ausgedrückt durch die Besselnulstellen) immer näher zusammen, so daß die unerwünschte Anregung von Nachbarmoden immer

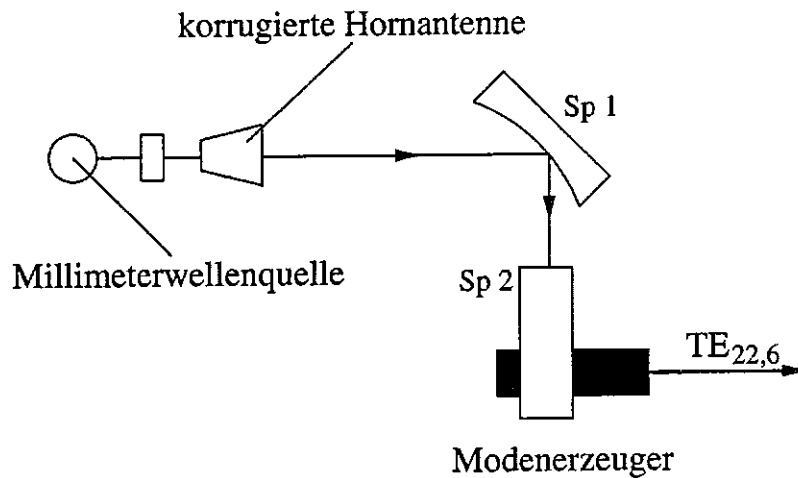


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung eines Niederleistungsmodenerzeugers

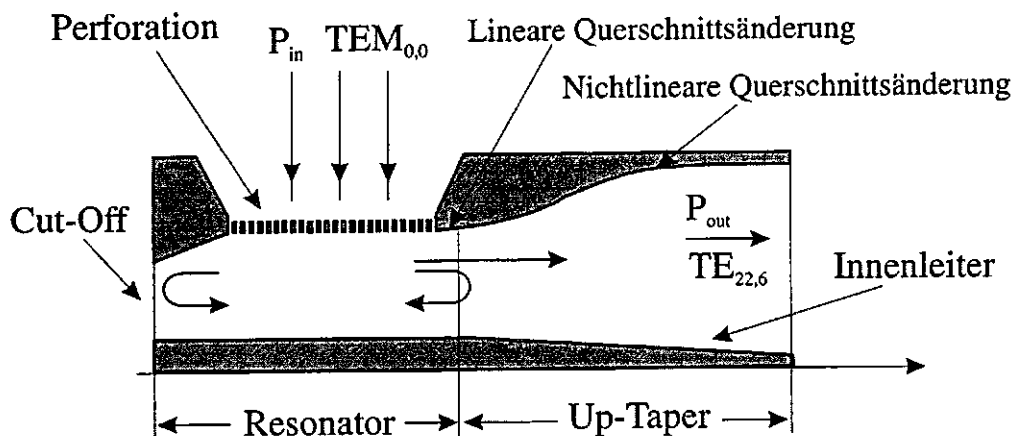


Abbildung 2.10: Längsschnitt durch den Modenerzeuger

leichter wird. Als Abhilfe könnte man die Güte des Resonators erhöhen, der jedoch schnell Grenzen gesetzt sind. Eine elegantere Methode ist die Erweiterung zu einem koaxialen Wellenleiter, bei dem das Eigenwertspektrum in bestimmten Bereichen weiter aufgespreizt und damit die Unterdrückung unerwünschter Moden vergrößert ist. Eine genauere Betrachtung, auch zur Berechnung der Spiegel und der Lochkopplung, findet man in [13][14].

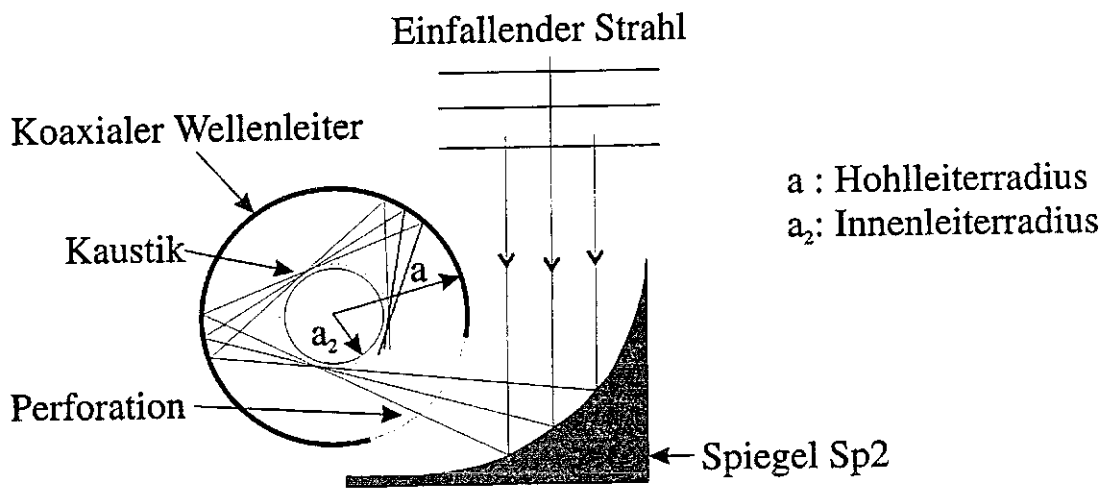


Abbildung 2.11: Querschnitt durch den Modenerzeuger

Kapitel 3

k-Spektrometer

3.1 Beschreibung des k-Spektrometers

Wie in Kapitel 2.4.2 erläutert wurde, können sich elektromagnetische Wellen in einem Rundhohlleiter nur in bestimmten diskreten Formen (Moden) unter bestimmten diskreten Winkeln (Brillouin-Winkel) ausbreiten. Mit einem k-Spektrometer (auch Wellenzahlspektrometer) kann die Modenzusammensetzung einer sich in einem Wellenleiter ausbreitenden Welle bestimmt werden [15].

Es besteht aus einem Wellenleiter, in diesem Fall zweckmäßigerweise einem Rundhohlleiter. Dieser besitzt einen Eingang an den das zu vermessende System angeschlossen wird. Die Welle breitet sich darin aus und wird am Ende reflexionsfrei absorbiert.

Der Wellenleiter besitzt auf einer Seite fast auf der gesamten Länge Koppellöcher, die eine Leckwellenantenne mit sehr großer Apertur und geeigneter Aperturbelegung ergeben. Ein kleiner Teil der Mikrowellenleistung wird damit, entsprechend des jeweiligen Brillouinwinkels, in den freien Raum abgestrahlt.

Der Wellenleiter des k-Spektrometers, das in dieser Arbeit verwendet wurde ist ein Rundhohlleiter mit 70 mm Innendurchmesser und einer Länge von 2 m. Die Leckwellenantenne nimmt dabei eine Länge von 1,46 m ein. Zum Vergleich: Die Freiraumwellenlänge beträgt bei 140 GHz 2,14 mm, die Antenne ist damit etwa 680 Wellenlängen lang! Auf halber Länge des Spektrometers befindet sich drehbar ein Arm, an dem in zirka 1,10 m Abstand eine Empfangsantenne angebracht werden kann. Hier kann zwischen einer parabolischen Spiegelantenne mit 24 cm Durchmesser oder einer Klappspiegelantenne zur Messung bei kleinen Winkeln θ gewählt werden [16].

Die Skizze 3.1 verdeutlicht die Beschreibung.

Interessant ist es zu wissen, unter welchen Winkeln die HF-Leistung abgestrahlt

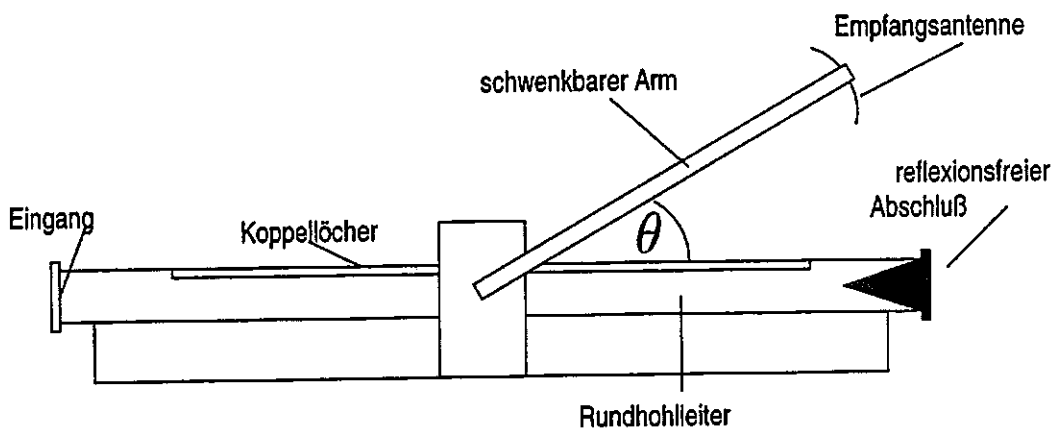


Abbildung 3.1: Skizze eines k-Spektrometers

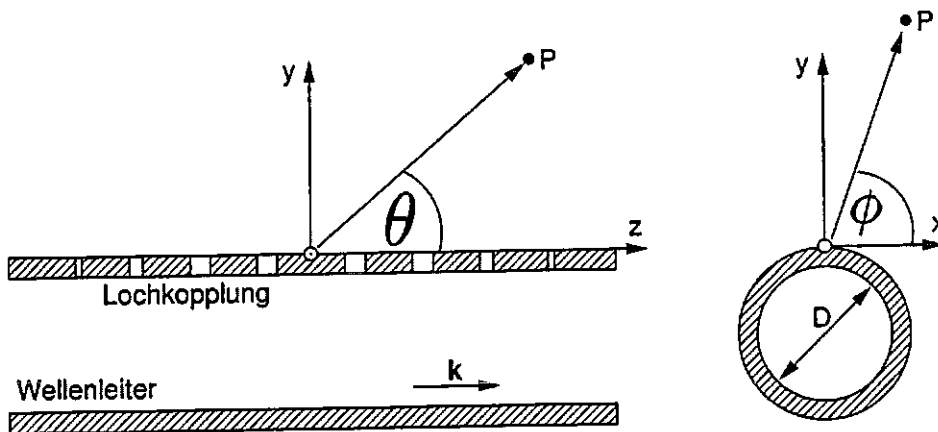


Abbildung 3.2: Koordinatensystem am k-Spektrometer

wird, da damit auf die Modenzusammensetzung geschlossen werden kann. Zur Beschreibung wird das Koordinatensystem aus Abbildung 3.2 benutzt. Jeder sich im Hohlleiter ausbreitenden Mode ist eindeutig eine Ausbreitungszahl k_c zugeordnet. Die Hauptstrahlrichtung ergibt sich nach [15] aus den Verhältnissen der Wellenzahlen nach Gleichung (3.1). Sie erscheint unter einem Winkel θ der identisch mit dem Brillouin-Winkel der Gleichung (2.54) ist.

In der Antennentechnik spricht man auch von einer Schrägstrahlung durch eine Phasenbelegung. Diese entsteht durch die im Hohlleiter fortschreitende Welle. Über die Hohlleiterwellenlänge ändert sich die Phase der Welle, und damit auch die Phase der Belegung an der Antenne, um 2π nach einer Sinusfunktion (Abbildung 3.4) [17]. Bei einer strahlentheoretischen Betrachtung ist ein Maximum

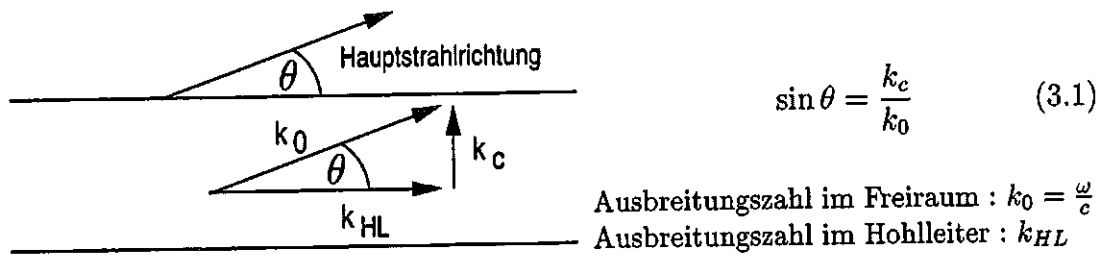


Abbildung 3.3: Hauptstrahlrichtung

der abgestrahlten Leistung in der Richtung zu erwarten, in der sich die einzelnen Strahlen im Fernfeld konstruktiv überlagern. Dieses ist dann gegeben, wenn der Gangunterschied zwischen der sich im Hohlleiter und der sich im Freiraum ausbreitenden Welle gleich groß ist.

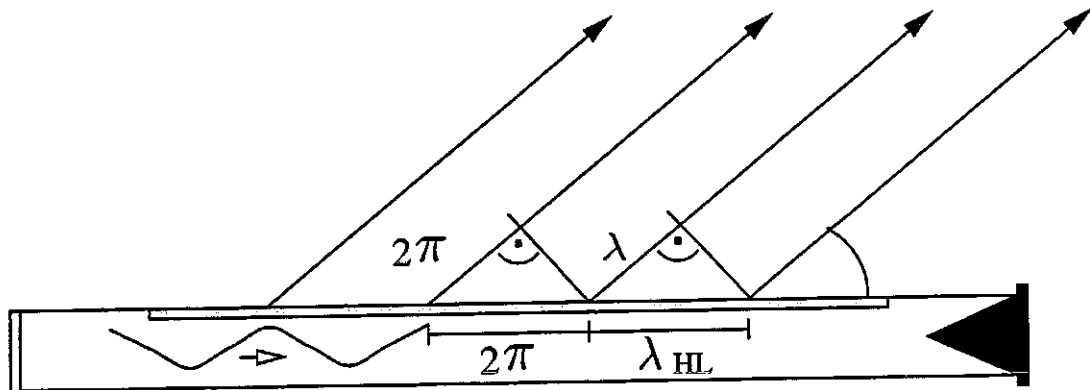


Abbildung 3.4: Drehung der Hauptstrahlrichtung

Die gegenüber der Wellenlänge sehr große Apertur führt zu einer sehr kleinen Halbwertsbreite. Nimmt man zur Abschätzung eine \cos^4 -förmige Amplitudenbelegung an (hierfür waren Tabellenwerte vorhanden), dann erhält man für 140 GHz etwa $0,15^\circ$ Halbwertsbreite im Fernfeld. Bei den Zahlen geht es hier weniger um exakte Angaben, als mehr um die Darstellung der Größenordnung. Die Amplitudenbelegung der Leckwellenantenne wird durch Variation der Koppellochgröße erreicht (Gaußverteilung). Dies hat zwei Gründe: Zum einen werden Abstrahlungen der Nebenmaxima unterdrückt; zum anderen erhält man im Zentrum der Strahlung eine praktisch ebene Phasenfront. Dies ist um so wichtiger, da die Messung der Hauptstrahlrichtung aus Gründen der Abmessungen des Aufbaus nicht im Fernfeld vornehmbar sind. Somit wird die Auflösung des Spektrometers nahezu durch die Empfangsantenne bestimmt. Hier wird eine parabolische

Reflektorantenne, deren Halbwertsbreite bei 140 GHz zu einem halben Grad abgeschätzt werden kann, benutzt. Als Auflösungsgrenze für die Wellenzahlen wird von Kasperek et. al. [15] angeben :

- Im Fernfeld: $\Delta k = 1,06\pi/w$
- Im Nahfeld : $\Delta k = 2,38\pi/D \cdot \sin \theta$

Praktisch arbeitet das k-Spektrometer für kleine Winkel im Fernfeldbereich, bei großen Winkeln im Nahfeldbereich; je nach dem, welche der oberen Gleichungen ein größeres Δk ergibt.

In der Parabolantenne befindet sich ein Rechteckhohlleiter als eigentliche Empfangsantenne. Dieser kann in seiner Längsachse um 90° gedreht werden, wobei zwei Polarisationen des elektrischen Feldvektors bei einer Übersprechdämpfung von 35 dB erfaßt werden können. Je nach Stellung wird entweder \vec{E} senkrecht zu \vec{k} oder \vec{E} parallel zu \vec{k} gemessen; siehe hierzu Abbildung 3.5 mit Blick von oben auf das Spektrometer. In erster Linie dient diese Einrichtung dazu, TM-Moden ausschließen zu können. Bei TM-Moden kann *kein* \vec{E} senkrecht zu \vec{k} detektiert werden, weil $H_z = 0$ ist (siehe auch Gleichung (2.42) auf Seite 21).

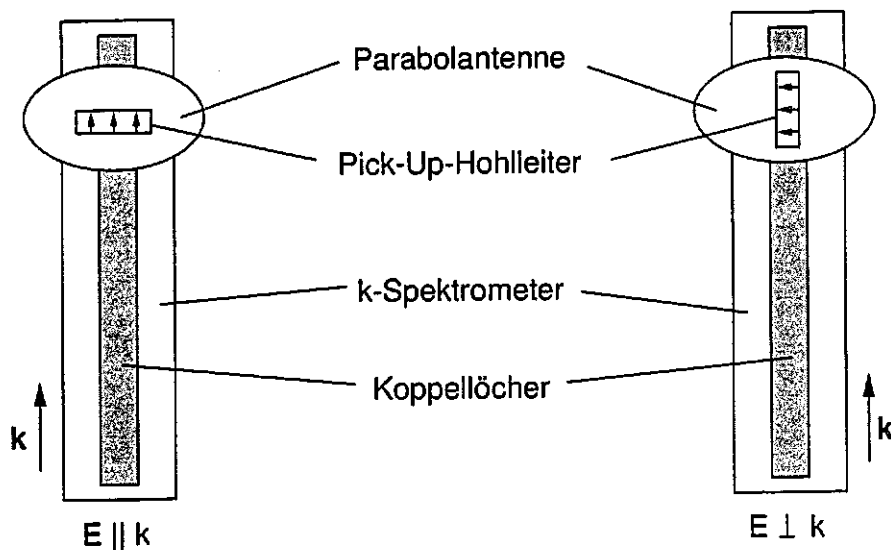


Abbildung 3.5: Einstellung der Meßpolarisation an der Empfangsantenne

Hat man den Winkel θ unter dem eine unbekannte Mode erscheint ermittelt, so kann man mit der Formel

$$X_{mn}^{(\prime)} = \frac{\sin \theta \cdot \pi \cdot D \cdot f}{c_0} \quad (3.2)$$

die zugehörige Besselnullstelle und damit die Mode berechnen. Moden niedriger Ordnung liegen bei kleinen Winkeln. Mit größerem Winkel steigt auch die Ordnung der Mode, wobei das Modenspektrum immer dichter wird, bis bei neunzig Grad dann der Cut-Off erreicht ist.

Zur Ermittlung des gegenrotierenden Anteils, bei nicht vollständig rotierenden Moden (siehe Kapitel 2.4.2), kann der Hohlleiter des k-Spektrometers mitsamt der Empfangsantenne um seine Längsachse gedreht werden. Dieser Drehwinkel ist in Abbildung 3.6 mit ϕ bezeichnet. Läßt man den Arm auf einem festen Winkel θ stehen und variiert ϕ so können Maxima und Minima detektiert werden, mit denen auf den azimuthalen Index einer Mode geschlossen werden kann (beschrieben in Kapitel 5.1.2).

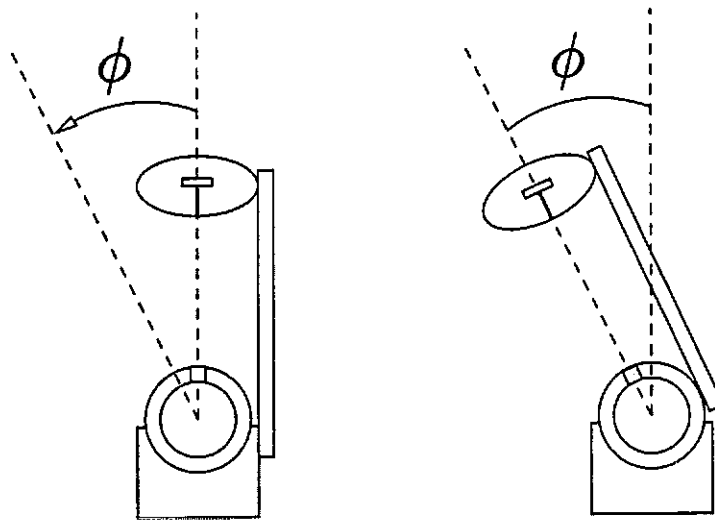


Abbildung 3.6: Drehen des k-Spektrometers um seine Längsachse

Bei der Bewertung der Modenanteile muß berücksichtigt werden, daß wegen der Lochkopplung verschiedene Moden verschieden stark ausgekoppelt werden. Hierzu stand vom Entwickler des Meßgerätes [15] ein Formelsatz zur Verfügung, der Eingang in das Programm ksk fand, das während dieser Arbeit geschrieben wurde. Das Programm wird in einem eigenen Kapitel 3.2 beschrieben.

Im Kapitel 5.1 wird exemplarisch das Vorgehen und die Auswertung bei Messungen mit dem k-Spektrometer dargestellt.

Überschlägt man grob die Gesamtdämpfung eines Meßaufbaus mit k-Spektrometer von der Mikrowellenquelle bis zur Detektion, so erhält man Werte um 60–70 dB. Ursprünglich war das k-Spektrometer zur Analyse der Modenreinheit von Hochleistungs-Millimeterwellen-Gyrotrons mit axialer Resonatormodenkopplung entworfen worden [16]. Bei Ausgangsleistungen bis zu 1 MW stellen

60 dB Dämpfung kein Problem dar. Ein Niederleistungs-Netzwerkanalysator mit 70 dB Dynamik wäre damit aber bereits bis an das Ende seines Dynamikbereiches ausgereizt. Die Messung würde sehr nahe an der Rauschgrenze stattfinden und kaum noch reproduzierbare Ergebnisse liefern.

Die Vorteile dieses Meßverfahrens liegen darin, auch kleine Modenanteile ($< 1\%$ der Leistung der Hauptmode) einer sich in einem Wellenleiter ausbreitenden Welle feststellen zu können. Man kann das Modenspektrum sozusagen in der Auswertung sehen.

Leider hat dieses Verfahren auch seine Nachteile: Es ist ein Netzwerkanalysator mit großer Dynamik ($\gg 60\text{--}70$ dB) nötig. Die Justierung des Meßgerätes ist kritisch. Schon kleine Kippwinkel oder Versetzungen der Mittelachsen erzeugen in den überdimensionierten Wellenleitern Modenanteile, die am zu messenden Objekt gar nicht vorhanden sind.

3.2 Das Programm ksk

Zur Unterstützung bei den Messungen mit dem k-Spektrometer, sowie zur Hilfestellung bei der Auswertung wurde ein Programm erstellt, das den Messenden mit den wichtigsten Daten versorgt. Für das Programm wurde der kurze Name ksk gewählt. Die Grundlage bildete ein kleines Programmpaket, welches vom Entwickler [15] bei der Lieferung des Spektrometers mitgegeben wurde. Das Programmpaket enthält unter anderem die beiden Programme WSTOME und WSTOMH zur Berechnung der Koppelkoeffizienten für die Lochstruktur auf dem Spektrometer. Die Programme berücksichtigen jedoch nur eine Auswahl von Moden niedriger Ordnung (bis $TM_{11,1}$), die zudem noch fest in das Programm inkompiliert werden müssen. Da nun aber die Daten zunächst unbekannter Moden höherer Ordnung gebraucht wurden, erwiesen sich die Originalprogramme schnell als ungeschickte Lösung.

Das neue Programm ksk ist modular aufgebaut und die Besselnulstelle für eine bestimmte Mode muß nicht in einer Tabelle nachgeschlagen werden, sondern wird über eine mathematische Bibliothek berechnet. Die Eingabe erfolgt über eine Eingabedatei ksk.in, die sich in dem Directory befinden sollte, in dem ksk aufgerufen wird. Ist die Datei nicht vorhanden, dann kann die Eingabe auch interaktiv erfolgen. Das Programm ist zunächst für beliebige TM- und TE-Moden bis zur einhundertsten Ordnung benutzbar. Gegebenenfalls ist eine Erweiterung möglich; darauf wurde bis jetzt verzichtet, weil Moden so hoher Ordnung bisher nicht benutzt wurden, und ansonsten nur unnötig Speicher und Rechenzeit belegt würde.

Für Messungen mit der Klappspiegelantenne bei kleinen Winkeln ist ein eigenes

Programm mit dem Namen kskl vorhanden, das sich nur durch leicht andere Parameter bei den Berechnungen unterscheidet.

Hier ist nun eine typische Eingabedatei für ksk gezeigt:

```
# This is a Comment
# Frequency in GHz (FREQUENZ 139.86)
FREQUENZ 140.00
# Waveguide Diameter in mm (DIAMETER 90.)
DIAMETER 70.1
# Print a Header
HEADER
# Which Modes to compute
TE 0 1
TM 2 1
te 7 1
tm 4 2
TE 22 6
TE 22 7
TE 76 2
# Interactive input of frequency, diameter, and mode.
#INTERACTIVE
```

Kommentare beginnen mit einem # in der ersten Spalte einer Zeile. Mit der Zeile FREQUENZ wird die Frequenz bei der die Messung stattgefunden hat angegeben. Wird keine Frequenz angegeben, wird programmintern der Wert 139.86 GHz als Voreinstellung verwendet. (Bei dieser Frequenz konnte der TE_{22,6}-Modenerzeuger auf die höchste Modenreinheit optimiert werden.)

In der Zeile DIAMETER wird der Wellenleiterdurchmesser des verwendeten k-Spektrometers in Millimeter angegeben. Der Voreinstellwert ist hier 70 mm.

Ist eine Zeile HEADER vorhanden, dann wird an dieser Stelle eine Kopfzeile eingeblendet. Hier braucht kein Parameter angegeben zu werden.

Als nächstes folgt eine Aufzählung der Moden, die berechnet werden sollen. Die Eingabe ist dreispaltig: Typ der Mode (TM oder TE), azimuthaler Index, radialer Index.

Mit der Zeile INTERACTIVE kann noch eine interaktive Eingabe erzwungen werden. Das Programm beendet sich nach dieser Eingabe unabhängig davon, ob danach noch Moden angegeben werden.

Falsche oder unsinnige Eingaben werden (hoffentlich alle) abgefangen und ergeben eine entsprechende Fehlermeldung.

Die Ausgabe der obigen Eingabezeilen ist hier gezeigt:

```
Frequency = 140.0 GHz   Wavelength = 2.14137 mm
Waveguide Diameter = 70.09999 mm
COUPLING COEFFICIENTS FOR PARABOLIC DISH ANTENNA
```

MODE	ZLM	LAMBH	THETA	DB E	II K	DB E L K
TE 0, 1	3.832	2.1429	2.14	-99.2		.0
TM 2, 1	5.136	2.1440	2.86	59.3		-99.0
TE 7, 1	8.578	2.1489	4.78	61.7		21.0
TM 4, 2	11.065	2.1539	6.18	58.2		-99.0
TE 22, 6	45.625	2.3894	26.34	45.0		38.8
TE 22, 7	49.173	2.4381	28.57	43.5		39.5
TE 76, 2	87.379	4.0605	58.18	47.6		52.0

End of Input File after 17 Lines

Im Kopf sind die wichtigsten Daten für die die Berechnung durchgeführt wurde aufgelistet. Die Ausgabe ist danach in sechs Spalten unterteilt.

Die erste Spalte (MODE) bezeichnet die jeweilige Mode.

In der Spalte (ZLM) steht die zugehörige Besselnulstelle.

Die dritte Spalte (LAMBH) beinhaltet die Wellenlänge im Hohlleiter.

Die Spalte (THETA) zeigt den Winkel θ der Hauptstrahlrichtung unter dem die Leistung der betreffenden Mode in den freien Raum abgestrahlt wird.

In den Spalten fünf und sechs sind schließlich die Koppelkoeffizienten für die jeweils parallele (DB E II K) und senkrechte (DB E L K) Einstellung des Empfangshorns in dB angegeben. Als Bezug dient die Auskopplung der $TE_{0,1}$ -Mode. Ein Koppelfaktor von -99 dB bedeutet, daß diese Feldkomponente nicht existiert. Dieser Fall tritt häufig bei TM-Moden in der letzten Spalte auf, da kein \vec{E} senkrecht zu \vec{k} detektiert werden kann, weil $H_z = 0$ ist (siehe auch Gleichung (2.42) auf Seite 21).

Am Ende wird zu Kontrollzwecken die Anzahl der abgearbeiteten Eingabezeilen angegeben.

Die Bezeichnung der Spalten und des Bezugs der Auskoppelungen wurden von den Programmen des Entwicklers [15] aus Kompatibilitätsgründen beibehalten.

Kapitel 4

Vektorieller Netzwerkanalysator mit PLL-Stabilisierter Rückwärtswellenröhre

In diesem Kapitel soll nun der entwickelte vektorielle Netzwerkanalysator vorgestellt werden. Zunächst werden die Anforderungen genannt, die die Eckwerte für die Entwicklung darstellen. Darauf wird der Analysator anhand von Blockschaltbildern beschrieben. Die nach dem realen Aufbau ermittelten Werte werden genannt.

4.1 Anforderungen

Für den zu entwickelnden Netzwerkanalysator ergeben sich aus den Anwendungen in denen er eingesetzt werden soll folgende Anforderungen:

- Der Frequenzumfang sowohl der Quelle, als auch des Empfängers, soll mindestens das gesamte D-Hohlleiterband (110-170 GHz ¹) abdecken.
- Zunächst ist monofrequenter Betrieb vorgesehen. Ein späterer Ausbau auf Wobbelbetrieb soll möglich sein.
- Zwischen dem Sende- und dem Empfangstor soll ein Meßumfang von mindestens 100 dB vorhanden sein.
- Messung nur relativer Pegel.
- Die Registrierung relativer Pegel soll besser als 3 dB sein.

¹Teile des F- und G-Bandes nach neuer Aufteilung.

- Die Registrierung relativer Phasen soll besser 10 Grad sein, die Phasenänderung über der Zeit soll kleiner als 5 Grad pro Stunde sein.
- Die hauptsächlichliche Anwendung sind Transmissionsmessungen.
- Frequenzgenauigkeit kleiner als 1 MHz, kleine Linienbreite.
- Erschwinglicher Preis. Nach Möglichkeit Verwendung bereits vorhandener Baugruppen.

4.2 Aufbau und Beschreibung

In Abbildung 4.1 sind die wichtigsten Funktionsblöcke und deren Verkettungen untereinander gezeigt. Der Netzwerkanalysator besteht aus einem Sende- und einem Empfangszweig.

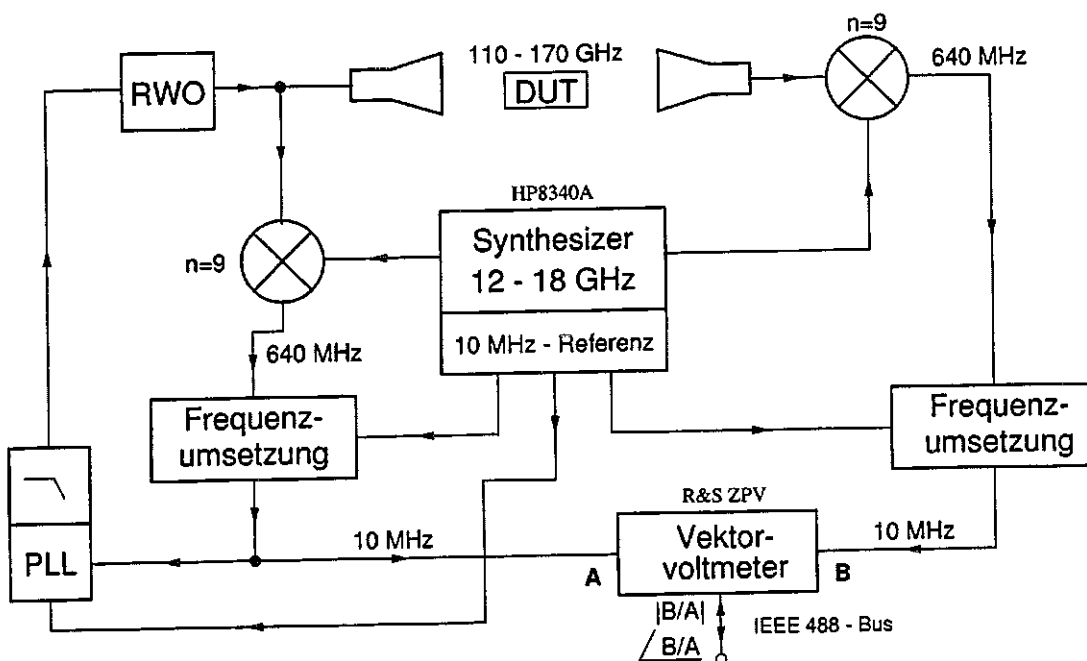


Abbildung 4.1: Vektorieller Netzwerkanalysator

Das Schlüsselbauelement für den Sendezweig ist eine Rückwärtswellenröhre, deren Frequenz mit einer Phase-Locked-Loop (PLL)-Regelschaltung in der Frequenz stabilisiert wird. Die Regelschaltung arbeitet bei der Referenzfrequenz von 10 MHz.

Im Empfangszweig wird ein harmonischer Mischer als Detektor verwendet. Das detektierte Signal wird über mehrere Stufen in den Zwischenfrequenzbereich von 10 MHz heruntergemischt.

Die Versorgung der Mischer mit den Lokalsignalen (LO) erfolgt aus einem Synthesegenerator. Darin eingebaut ist eine 10 MHz-Referenzquelle aus der zum einen die LO-Signale abgeleitet werden und die Frequenzumsetzungen des Analysators gespeist werden. Ein Teil dieses Signals durchläuft auch die Regelschleife des Rückwärtswellenoszillators, erhält dadurch eine Amplitudeninformation der Quelle, und wird dann als Bezugssignal für die Amplituden- und Phasenmessung verwendet. Im Prinzip kann jede Quelle, die die entsprechenden LO-Signale liefert und einen 10 MHz Referenzoszillator enthält, verwendet werden. Während dieser Diplomarbeit wurden die Generatoren von Hewlett Packard mit den Typenbezeichnungen HP8340A, HP8341A und HP8673B eingesetzt.

Als Anzeigeeinheit wird ein Vektorvoltmeter verwendet. Das Bezugssignal wird dem entsprechenden Eingang (hier mit A bezeichnet) zugeführt; das detektierte Signal dem zweiten Eingang (hier B). Das Vektorvoltmeter bildet aus den anliegenden Signalen den relativen Pegel und die relative Phase des Signals an B in Bezug auf A. Die Werte können am Vektorvoltmeter abgelesen werden, oder stehen über eine IEEE-488 Schnittstelle zur elektronischen Datenverarbeitung zur Verfügung. Hier wurde ein Gerät mit der Typenbezeichnung ZPV der Firma Rhode & Schwarz verwendet.

4.3 Sendezweig

Als leistungserzeugendes Bauteil wird hier ein Rückwärtswellenoszillator (RWO) eingesetzt. Rückwärtswellenoszillatoren gehören zu der Gruppe der Laufzeitröhren. Die Verkopplung zwischen einem sich in der Röhre ausbreitenden Elektronenstrahl und einer ihm entgegengesetzt laufenden elektromagnetischen Welle findet entlang einer Verzögerungsleitung statt. Die Phasengeschwindigkeit v_p und die Gruppengeschwindigkeit v_g der HF-Welle haben dabei entgegengesetzte Richtung (Rückwärtswelle). Entgegen anderen Laufzeitröhren befindet sich daher die Auskopplung für das hochfrequente Ausgangssignal auf der Kathodenseite, wodurch der Elektronenstrahl bereits am Anfang der Verzögerungsleitung moduliert wird. Die Röhre besitzt damit bereits eine innere Rückkopplung zum Anfahren und Aufrechterhalten der Oszillation. Für den Einsatz dieses Bauelements sprechen folgende Punkte:

- Großer abstimmbarer Frequenzbereich (100-175 GHz).
- Mehr als 10 mW Ausgangsleistung, aber weniger als 100 mW (Personenschutz).

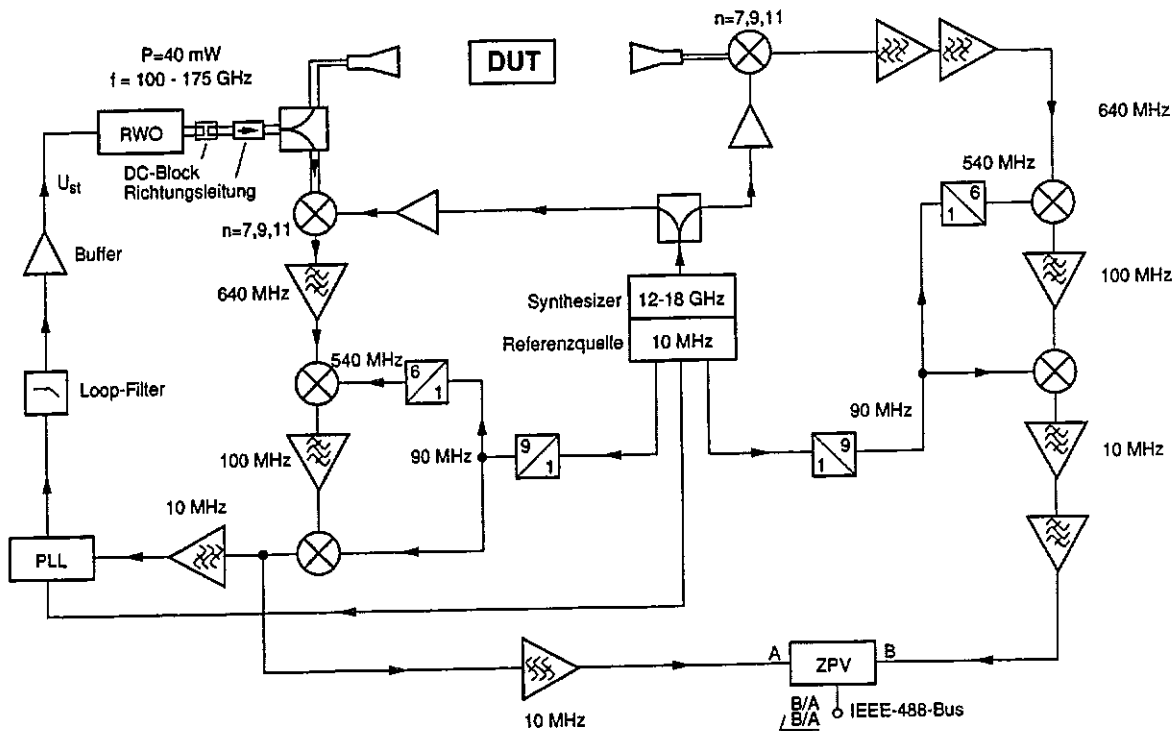


Abbildung 4.2: Vektorieller Netzwerkanalysator

- Elektrisch in der Frequenz und Ausgangsleistung regelbar.
- Keine mechanischen Resonatoren notwendig.
- Die Quelle ist einfach modulierbar.
- Direkte Erzeugung des Ausgangssignals auf der Endfrequenz, dadurch ist eine große relative spektrale Reinheit erreichbar.

Es gibt wenige Punkte die dagegen sprechen:

- Hohe Spannungen für die Elektroden nötig.
- Nicht sofort nach dem Einschalten betriebsbereit.

Das erzeugte Sendesignal verläßt den RWO an seinem Hohlleiterausgangsflansch. Ein nachfolgender DC-Block verhindert, daß die Regelspannung für den RWO kurzgeschlossen wird; näheres hierzu im Kapitel 4.3.1. Es durchläuft eine Richtungsleitung, damit eventuell rücklaufende Wellen den Frequenzaufbereitungsprozeß nicht stören können. Ein darauf folgender Richtkoppler führt ein zehntel

der Leistung der PLL-Regelschleife zu. Der Rest steht am Ausgangstor des Netzwerkanalysators für Meßzwecke zur Verfügung. Die Ausgangsleistung des RWOs, wie er zur Zeit benutzt wird, liegt um 16 dBm. Ohne Frequenzregelung wird diese Leistung in einem Bereich von 5 MHz um die Mittenfrequenz ‚verschmiert‘, da Rückwärtswellenoszillatoren wegen ihrer recht steilen Frequenzkennlinie (ca. 30 MHz/V) empfindlich gegenüber Störspannungen sind. Die Datenblätter zu dem hier verwendeten Rückwärtswellenoszillator sind dem Anhang A beigelegt.

4.3.1 PLL-Regelschleife

Um die Frequenz zu stabilisieren, wird hier eine ähnliche Regelschleife benutzt, wie sie schon erfolgreich in einem skalaren Netzwerkanalysator verwendet wurde [1]. Sie ist in Bild 4.3 etwas ausführlicher dargestellt.

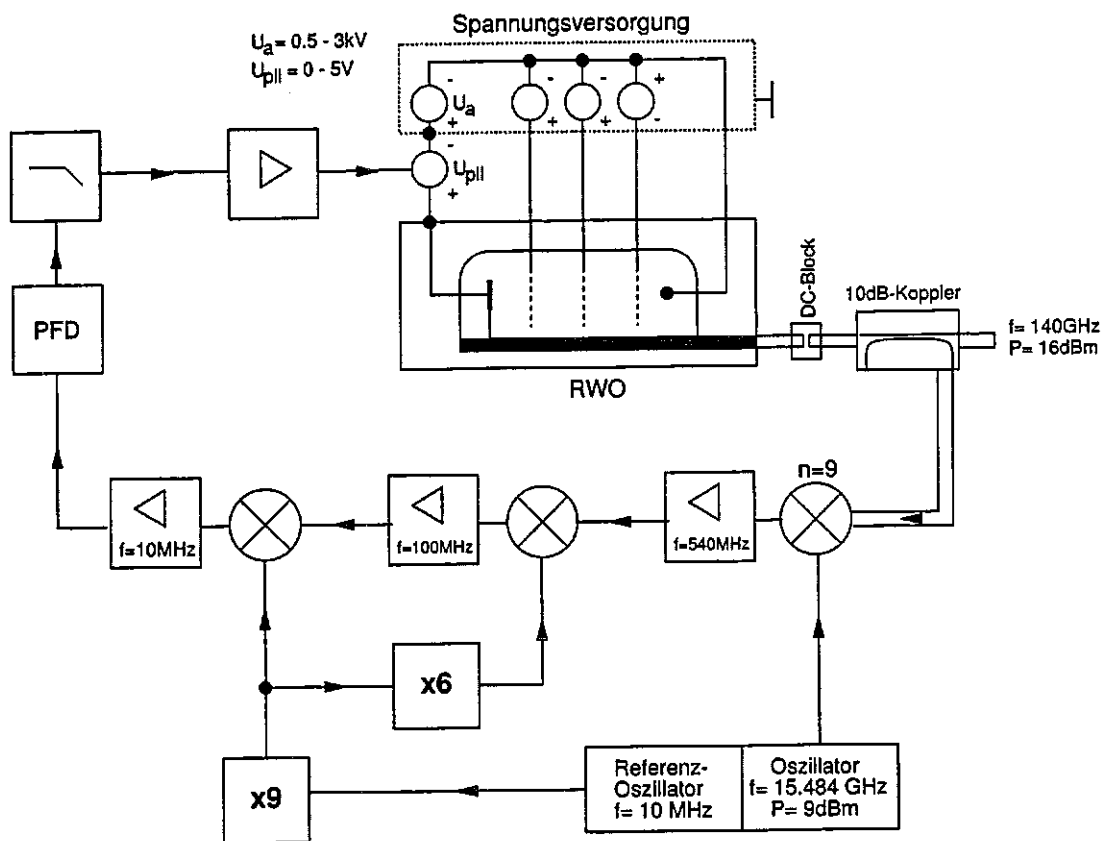


Abbildung 4.3: PLL-Frequenzaufbereitung

Ein Teil des Ausgangssignals der Röhre wird einem harmonischen Mischer zugeführt, der im normalen Betrieb mit der neunten Harmonischen der LO-Frequenz

arbeitet. Als erste Zwischenfrequenz wurde 640 MHz gewählt. Da in Gleichlage gemischt werden soll (positive Regelung), ergibt sich als Sendefrequenz:

$$f_{RWO} = 9 \cdot f_{LO} + 640 \text{ MHz} \quad (4.1)$$

Die nachfolgende Frequenzumsetzung erfolgt in zwei Stufen zunächst nach 100 MHz und danach nach 10 MHz in aktiven Dual-Gate-Feldeffekttransistor Mischstufen. Die hierzu benötigten Lokalsignale von 540 MHz bzw. 90 MHz werden über Vervielfacherstufen aus der 10 MHz Referenzquelle gewonnen. Die einzelnen Stufen sind jeweils über frequenzselektive Verstärkerstufen voneinander entkoppelt. Gegenüber dem ursprünglichen Aufbau des skalaren Netzwerkanalysators [1], bei welchem die Frequenzumsetzung mit Hilfe von Teilern bewerkstelligt wurde, konnte durch die Verwendung der Mischstufen eine deutliche Vergrößerung des Haltebereichs der PLL, und damit eine bessere Langzeitstabilität erreicht werden.

Mit einem Phasen-/Frequenzdiskriminator (PFD) findet nun bei 10 MHz die eigentliche Regelung statt. Das Signal des RWO wird im PFD mit der Referenzquelle verglichen. Bei Phasenunterschieden erscheinen am Ausgang proportional der Abweichung Impulse. Bei Frequenzunterschieden geht der Ausgang je nach Lage auf High- bzw. Low-Pegel.

Die Regelspannung wird über eine Pufferstufe der Verzögerungsleitungsspannung in Reihe geschaltet. Da die Verzögerungsleitung bei derart Röhren gewöhnlich mit dem Gehäuse leitend verbunden ist, muß es isoliert montiert werden; das gilt auch für den HF-Ausgangsflansch (DC-Block). Den Erfolg der Frequenzregelung zeigen die Bilder. Bild 4.4 zeigt eine Aufnahme des Spektrums bei 139 GHz. Das Signal erstreckt sich über einen Frequenzbereich von ca. 20 MHz. Nach der Stabilisierung wird der „Rauschberg“ auf einige 10 kHz zusammengestaucht, in dessen Mitte sich um fast 40 dB das gewünschte Signal als scharfe Spitze abhebt. Diese Spitze ist in Bild 4.5 gezeigt. Der bei dieser Aufnahme benutzte Spektrumanalysator erkennt eine 6 dB-Bandbreite von 75 Hz bei einer Meßbandbreite von 100 Hz, was darauf hinweist, daß sie noch viel schmäler ist. In der Tat ergibt eine genauere Untersuchung mit kleineren Bandbreiten eine Linienbreite um 10 Hz. Bezogen auf die Mittenfrequenz ergibt sich damit ein Wert von $7 \cdot 10^{-11}$.

4.4 Empfangszweig

Der Empfangszweig ist ähnlich aufgebaut, wie die Frequenzumsetzung in der zuvor beschriebenen PLL-Regelschleife.

Ein harmonischer Mischer, der mit der neunten Harmonischen des LO-Signals mischt, setzt das Signal vom Eingangstor in den ersten Zwischenfrequenzbereich von 640 MHz um. Die nachfolgenden Stufen setzen das Signal über eine weitere

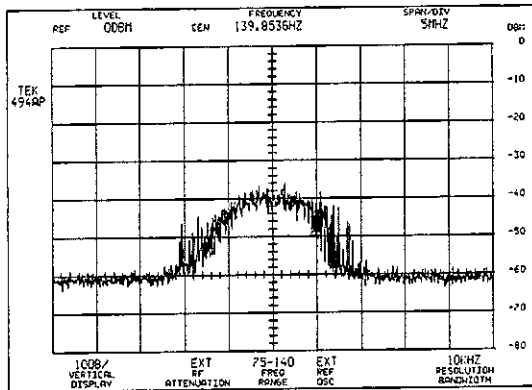


Abbildung 4.4: RWO — Freilaufend

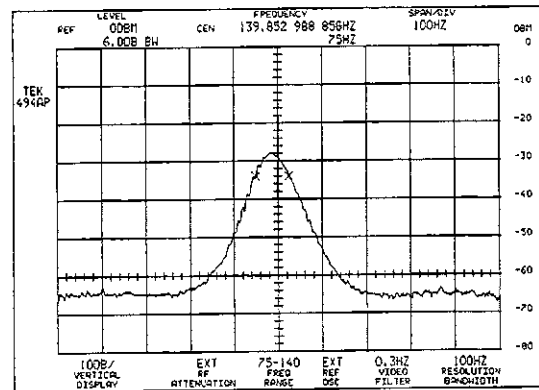


Abbildung 4.5: RWO — Stabilisiert

Zwischenfrequenz bei 100 MHz nach 10 MHz um. Die jeweils benötigten LO-Signale für die aktiven Mischstufen werden auch hier mittels Vervielfachern aus der 10 MHz Referenzquelle gebildet. Bei den hier verwendeten Verstärkerstufen wurde darauf geachtet, möglichst große Pegelbereiche linear zu übertragen. Die einzelnen Stufen, auch der Vervielfacher, sind mit selektiven Verstärkern voneinander entkoppelt. Ein Quarzfilter mit 1,7 kHz sorgt für die nötige Selektion. Das Nutzsignal wird zur Anzeige dem Vektorvoltmeter zugeführt.

4.5 Synthesegenerator

Als Synthesegenerator eignen sich viele kommerziell erhältliche Geräte. Soll ein Frequenzbereich von 100-175 GHz überstrichen werden, so muß der Synthesizer im Bereich von etwa 11-20 GHz, bei Verwendung der 9. Mischharmonischen, einstellbar sein. Abhängig vom verwendeten Mischer kann auch eine höhere (z.B. die elfte) oder eine niedrigere (z.B. die siebte) Harmonische benutzt werden um die gewünschten Frequenzen zu erreichen.

Das Frequenzraster des Synthesegenerators kann mit verwendet werden. Zu beachten ist jedoch, daß sich die Abstimmschrittweite um die Mischharmonische vergrößert. Besitzt der Generator zum Beispiel ein 10 Hz Abstimmraster, so kann der Netzwerkanalysator in 90 Hz-Schritten abgestimmt werden.

Die Ausgangsleistung sollte um die 10 dBm liegen und regelbar sein. Notfalls muß man sich hier mit weiteren Verstärkern und regelbaren Dämpfungsgliedern behelfen.

Zusätzlich sollte eine 10 MHz-Referenzquelle eingebaut und von außen zugänglich sein. Die Frequenzgenauigkeit hängt maßgeblich von dieser Referenzquelle ab.

Für diese Diplomarbeit wurden die Typen HP8340A, HP8341A und HP8673B

verwendet. Generatoren anderer Hersteller oder Eigenentwicklungen mit den oben genannten Eckdaten sind ebenfalls einsetzbar.

4.6 Vektorvoltmeter

Als Anzeigeeinheit wird ein Vektorvoltmeter ZPV der Firma Rhode&Schwarz eingesetzt. Es können auch andere Anzeigegeräte verwendet werden, sofern sie Pegel nach Betrag und Phase bei 10 MHz anzeigen können. Die Anforderungen können den folgenden Absätzen entnommen werden.

Das ZPV besitzt zwei Eingänge, die mit A bzw. B bezeichnet sind. Entweder können die Absolutpegel an den Eingängen oder der Pegel von B in Bezug auf dem Pegel an A dargestellt werden. Es wird dann intern vektoriell das Verhältnis B/A gebildet. Die Anzeige erfolgt auf dem Display nach Betrag und Phase, wobei man beim Betrag noch zwischen linearer oder logarithmischer Darstellung wählen kann.

Die Dynamik beträgt nach Herstellerunterlagen um die 100 dB. Nach eigenen Erfahrungen erhält man für Betragsmessungen nur in einem Bereich von etwa 90 dB verlässliche Ergebnisse; für Phasenmessungen sogar nur knapp 80 dB. Schaltet man einen eingebauten Integrator zur Mittelwertbildung aus (am Gerät mit FILTER bezeichnet), verkleinert sich die nutzbare Dynamik. Für Betragsmessungen bleiben noch 75 dB, für Phasenmessungen 65 dB übrig.

Das ZPV enthält einen Tuner der für den Bereich von 1 MHz bis 1 GHz automatisch abstimbar ist. Da die Messungen an dieser Stelle monofrequent sind, ist er nicht unbedingt erforderlich. Nach dem Einrasten des Tuners auf 10 MHz sollte man die automatische Frequenzsuche abschalten, um die Meßrate zu erhöhen.

Zusätzlich ist ein Rechnerinterface nach dem IEEE-488-Standard vorhanden, womit das ZPV ferngesteuert und die Daten abgefragt werden können. Dies erleichtert automatische Messungen erheblich.

Dem Eingang B wird das auf 10 MHz heruntergemischte Signal des Empfangszweiges zugeführt. Zum Vergleich kann nun am Eingang A ein Referenzsignal aus der 10 MHz-Quelle direkt angeschlossen werden. Besser jedoch ist es, das 10 MHz-Signal aus der PLL-Regelschleife des RWOs zu benutzen. Solange die Röhre gelockt ist, ist ein starrer Phasenbezug zur Referenzquelle gegeben. Zusätzlich erhält man eine Amplitudeninformation über das Ausgangssignal, da die Frequenzumsetzung in der Regelschleife linear erfolgt. Etwaige kleine Amplitudenschwankungen bis zu einigen dB können auf diese Weise das Meßergebnis nicht mehr verfälschen. Zudem erhält man über das Vektorvoltmeter eine Rückmeldung, ob die PLL-Schleife sich noch im gelockten Zustand befindet.

Kapitel 5

Messungen

In diesem Kapitel werden einige Messungen, die mit dem im vorherigen Kapitel beschriebenen Analysesystem durchgeführt wurden, beschrieben.

5.1 Messungen mit dem k-Spektrometer

In diesem Teil des Kapitels soll eine typische k-Spektrometermessung an Kleinleistungsmodenerzeugern wiedergegeben werden. Die Vorgehensweise ist auf andere Anwendungen leicht anzupassen.

Die nächsten beiden Skizzen zeigen, wie es mit dem k-Spektrometer möglich ist sowohl vor- als auch rücklaufende Leistungsanteile zu messen.

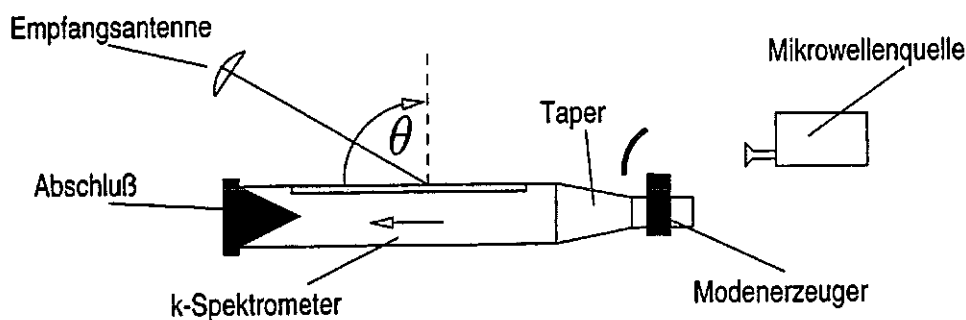


Abbildung 5.1: Messung vorlaufender Leistungsanteile

Mit dem Aufbau in Abbildung 5.1 soll die Modenverteilung des Modenerzeugers gemessen werden. Er wird von einer Mikrowellenquelle gespeist. Der Durchmesser des Ausgangsflansches am Erzeuger muß eventuell mit einem Taper an den des Spektrometers angepaßt werden. Mit dem Spektrometer werden vorlaufende (in

Richtung auf den Abschluß) Wellen detektiert. Dazu wird der Arm im Bereich des Winkels θ von 0° bis 90° bewegt. Am Ende befindet sich ein reflexionsfreier Abschluß. In Gegenrichtung ($90^\circ < \theta < 180^\circ$) darf keine Leistung detektierbar sein, andernfalls sollte der Aufbau überprüft werden (Reflexionen an Wänden oder der Decke).

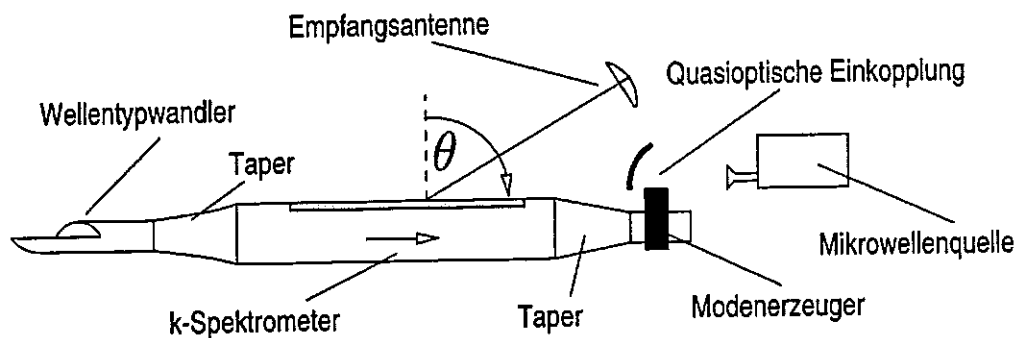


Abbildung 5.2: Messung reflektierter Leistungsanteile

Man kann auch die Reflexionen, die zum Beispiel ein quasioptischer Wellentypwandler erzeugt messen. Der Aufbau ist ähnlich dem in Abb. 5.1 und in Abb. 5.2 gezeigt. Anstatt des Abschlusses wird der Wandler an das Ende des k-Spektrometers angeschlossen. Reflektierte Leistungsanteile laufen zurück und werden mit der Empfangsantenne detektiert, wenn der Arm im Bereich von 90° bis 180° bewegt wird.

Anhand einer Modenbestimmung bei einem $TE_{76,2}$ -Modenerzeuger sollen nun die Meßdaten die man erhält und deren Verarbeitung und Auswertung in den nächsten Kapiteln betrachtet werden.

5.1.1 Meßwerte

Beim Aufnehmen der Meßwerte überstreift der Arm des k-Spektrometers einen bestimmten Bereich des Winkels θ . Der interessierende Teilbereich kann vorher mit Hilfe des Programmes `ksk` bestimmt werden. Die Schrittmotorsteuerung für den Arm läßt kleinste Winkeländerungen von etwa $0,1^\circ$ zu, was in Bezug auf die Auflösung der Empfangsantenne ausreichend ist. Nach jedem neu angefahrenen Winkelwert wird ein Meßwert für die relative Amplitude und Phase auf den IEEE-488 Datenbus gelegt und auf einem Rechner abgespeichert. Ein Auszug aus einer solchen Tabelle könnte so aussehen:

```

TITLE= "2208p0.dat am 08-28-1997 um 17:01:54"
azimut      angle      P/dB      phase/
0           49.93      -49.82     -66.5
0           50.02      -50.95     -68.1
0           50.12      -53.41     -46.7
0           50.22      -58.22     -35.7
0           50.32      -58.41     -27.6
0           50.42      -61.56     -24.3
[...]
```

Die erste Zeile beinhaltet den Dateinamen sowie das Datum und den Zeitpunkt der Messung. Die vier nachfolgenden Spalten enthalten der Reihe nach den Drehwinkel des Spektrometers längs seiner Achse (Azimut), den Winkel des Armes, die detektierte Leistung und schließlich die zugehörige Phase.

Nach der Aufbereitung mit einem Datenvisualisierungsprogramm (es wurde hier das Programm Origin 4.1 der Firma Microcal verwendet) erhält man die unten gezeigten Bilder 5.3 und 5.4.

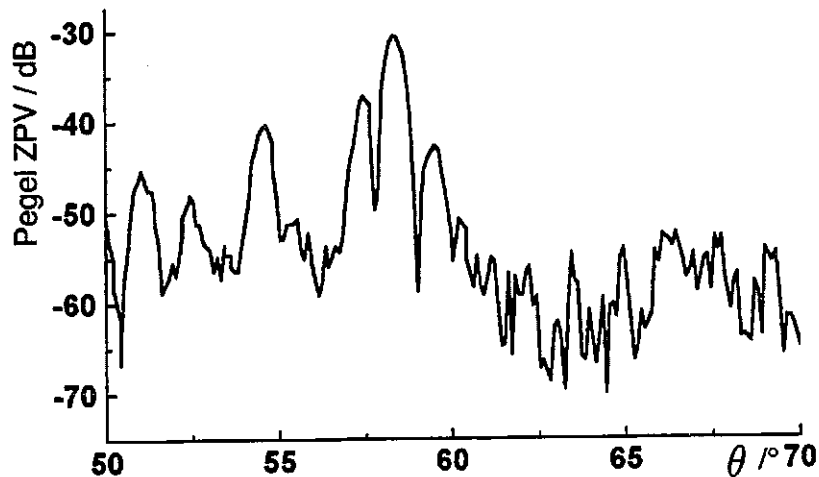
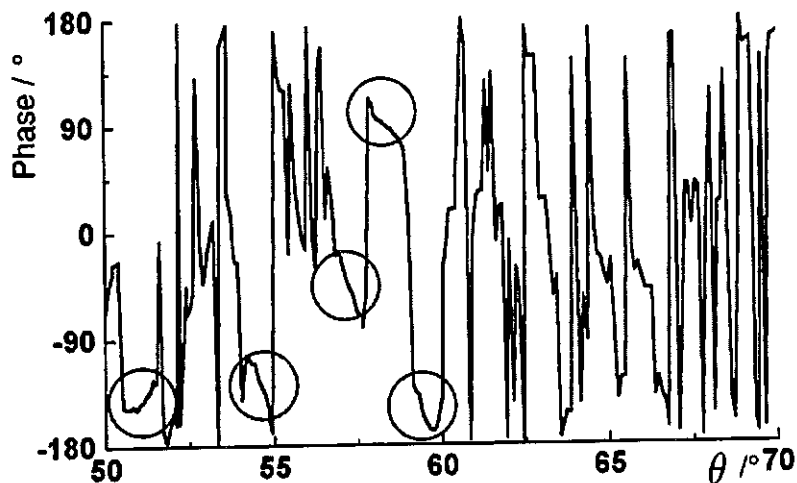


Abbildung 5.3: Amplitudenbelegung über θ

Bild 5.3 zeigt die Amplitudenbelegung über den Winkel θ aufgetragen. Mehrere Hauptstrahlrichtungen sind an den deutlich ausgeprägten Maxima zu erkennen. Diese lassen darauf schließen, daß sich außer der gewünschten Mode auch noch weitere Moden im Wellenzahlspektrometer ausbreiten.

Das Bild 5.4 stammt aus der gleichen Meßreihe wie 5.3 und zeigt die zugehörige Phasenbelegung. Ist keine ausgeprägte Mode vorhanden oder die Leistung zur Detektion zu klein, wird für die Phase ein zufälliger Wert notiert, der das Diagramm so zerklüftet aussehen läßt. Die zu den fünf stärksten Hauptmaxima gehörenden Phasen wurden mit einem Kreis markiert. Die Phasenflächen zeigen eine Schräge, da sich bei der Drehung des Schwenkarmes der Aspektwinkel dauernd ändert.

Abbildung 5.4: Phasenbelegung über θ

Wie in Kapitel 2.4.2 gezeigt wurde, können über dem azimutalen Winkel ϕ Nullstellen der Leistungsdichte auftreten. Hat man beim Messen nun gerade eine solche Stelle erwischt, so wird diese Mode im gemessenen Spektrum nicht auftreten. Daher empfiehlt es sich, mindestens zwei Messungen mit verschiedenen Drehwinkeln durchzuführen. Da die Messungen bei der weiteren Auswertung verwendet werden können, ist um die Genauigkeit der Meßergebnisse zu steigern eine größere Anzahl von weiteren Messungen sehr von Nutzen.

Für das Bild 5.5 wurde im Bereich von $-11^\circ < \phi < 13^\circ$ im Abstand von je 1° eine Messung aufgenommen und diese einfach übereinandergelegt. Recht anschaulich kann man sich nun die Bereiche herausuchen, in denen Moden zu bestimmen sind; weiterhin hat man einen ersten Eindruck über die Modenverteilung und den jeweils gegenrotierten Anteil. Zur weiteren Untersuchung kann man sich nun die interessantesten Moden herausuchen, dazu wurden im Bild die fünf leistungsstärksten Anteile zur weiteren Untersuchung mit Pfeilen markiert und mit Nummern versehen.

5.1.2 Zuordnung der Moden

Anhand der Winkel θ kann man eine erste Zuordnung der Moden zu den Hauptstrahlrichtungen versuchen. Es ist sinnvoll, zunächst zu überprüfen, ob überhaupt die Hauptmode angeregt worden ist. Da es sich hier im Beispiel um einen $TE_{76,2}$ -Modenerzeuger handelt, wurde mit dem Programm ksk (beschrieben in Kapitel 3.2) eine Tabelle um die $TE_{76,2}$ -Mode erstellt (Bild 5.6). Man erwartet die Moden

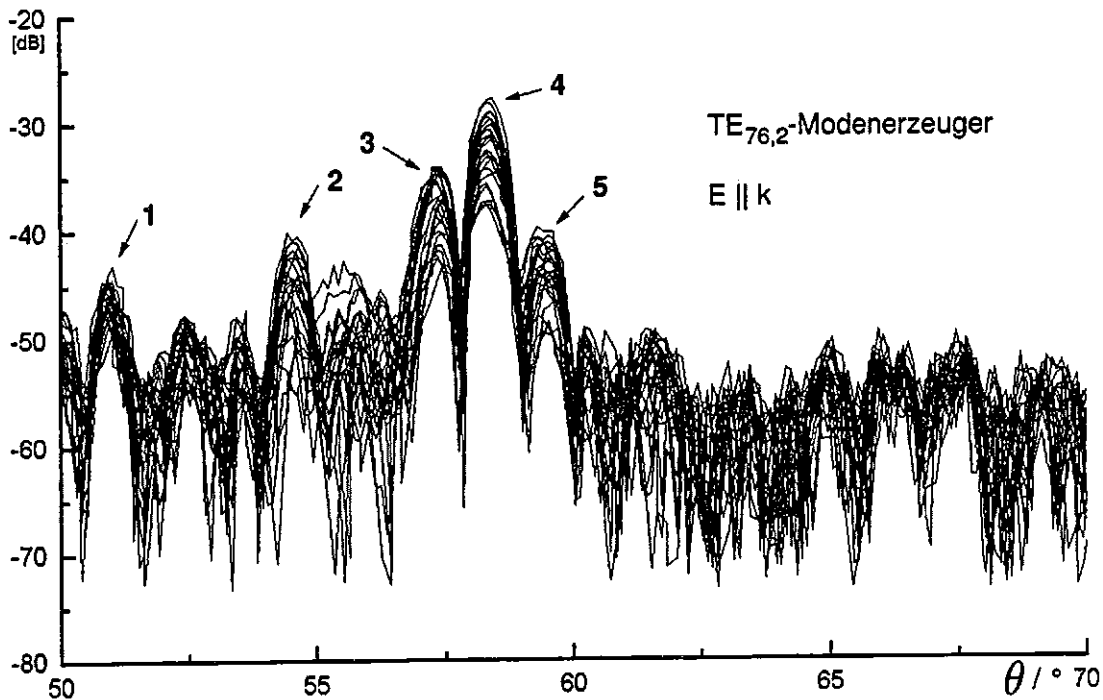


Abbildung 5.5: Alle Messungen übereinandergelegt

unter einem Winkel, bei dem im Bild 5.5 das Maximum mit der Nummer vier bezeichnet wurde ($58,3^\circ$).

Bedingt durch den mechanischen Aufbau des Spektrometers muß man Ungenauigkeiten um $\pm 0,1^\circ$ bei der Winkelmessung in Kauf nehmen. Diese sind bedingt durch: Unbeabsichtigte Erschütterungen während der Messungen, Halbwertsbreiten der Antennen, Potentiometer zur Aufnahme des Winkels. Wie schon vorher erwähnt wurde das Meßgerät nicht für Moden solch hoher Ordnung entworfen. Aus diesem Grunde sollte im Rahmen dieser Arbeit zunächst überprüft werden, in wie weit dieses Gerät für diese Messungen geeignet ist. Dennoch sind die Meßergebnisse brauchbar und nachvollziehbar. Anhand der Tabelle erkennt man, daß die Moden schon sehr dicht aufeinander folgen. Innerhalb des ‚Toleranzbandes‘ liegen somit dreizehn Moden, die zuordenbar wären. Mit einer Drehung der Empfangspolarisation kann man bereits alle TM-Moden ausschließen, so daß noch sechs TE-Moden übrig bleiben. Wenn man nun den azimutalen Index bestimmen kann, ist die Zuordnung eindeutig möglich. Hierzu kann man sich zu Nutze machen, daß die Moden nicht vollständig rotieren (Kapitel 2.4.2).

Zur Bestimmung wird der Schwenkarm fest auf einen Winkel θ , unter dem ein Maximum liegt, eingestellt. Nun wird das Spektrometer längs seiner Achse gedreht, wobei man die Winkel ϕ der Maxima und Minima notiert. Um das nachfolgende

Frequency = 139.82 GHz Wavelength = 2.14413 mm
 Theta0 = .17
 Waveguide Diameter = 70.09999 mm

COUPLING COEFFICIENTS FOR PARABOLIC DISH ANTENNA

MODE	ZLM	LAMBH	THETA	DB E II K	DB E L K
TE 0, 1	3.832	2.1456	2.14	-99.2	.0
TE 1,28	87.170	4.0540	58.07	3.8	45.8
TM 0,28	87.179	4.0552	58.08	45.2	-99.0
TM 79, 1	87.204	4.0581	58.11	48.2	-99.0
TE 23,18	87.268	4.0658	58.18	31.4	46.1
TM 40,11	87.268	4.0659	58.18	48.2	-99.0
TE 16,21	87.275	4.0667	58.18	28.0	45.9
TM 68, 3	87.291	4.0687	58.20	48.2	-99.0
TM 73, 2	87.315	4.0716	58.23	48.2	-99.0
TM 46, 9	87.326	4.0728	58.24	48.2	-99.0
TE 28,16	87.359	4.0769	58.27	33.2	46.3
TM 43,10	87.363	4.0774	58.28	48.2	-99.0
TE 76, 2	87.379	4.0794	58.30	47.5	52.0
TM 56, 6	87.379	4.0794	58.30	48.2	-99.0
TM 15,21	87.462	4.0896	58.38	48.2	-99.0
TE 36,13	87.514	4.0960	58.44	35.7	46.7
TE 66, 4	87.531	4.0981	58.46	43.8	49.5
TM 22,18	87.544	4.0997	58.47	48.2	-99.0
TM 32,14	87.549	4.1003	58.48	48.2	-99.0
TE 51, 8	87.555	4.1010	58.48	39.7	47.7
TE 84, 1	87.556	4.1012	58.48	53.2	56.9
TE 58, 6	87.563	4.1021	58.49	41.5	48.4
TE 14,22	87.625	4.1098	58.56	26.7	46.0

End of Input File after 35 Lines

Abbildung 5.6: Modentabelle um die TE_{76,2}-Mode

Bild 5.7 zu erhalten, wurden noch die Meßpunkte von den ersten Messungen hinzugefügt. Zur Bestimmung des Indexes reicht es, den Winkel des ersten und des letzten Minimas zu notieren und die Anzahl der dazwischenliegenden einfach zu zählen. Wie bei Messungen auf Leitungen sollen auch hier die Minima benutzt werden, da sie besser ausgeprägt sind, als die Maxima. Als Anhaltspunkt, wo man die Minima zu suchen hat, können die Messungen vom vorherigen Kapitel nützlich sein. Für die Verhältnisse in Bild 5.7 erkennt man neun Minima über einen Winkel von 18,96°; das sind acht Min-Max-Min-Perioden. Die Gesamtanzahl der Min-Max-Min-Perioden über 180° ist gleich dem azimutalen Index den man nun mit einem einfachen Dreisatz zu 75,95 berechnen kann. Als Formel läßt sich dies so ausdrücken:

Anzahl der Nullstellen, inkl. der ersten und letzten: N

Winkel in Grad zw. der ersten und letzten Nullstelle: W

Azimutaler Index der Mode: m

$$\frac{N-1}{W} \cdot 180 = m \quad (5.1)$$

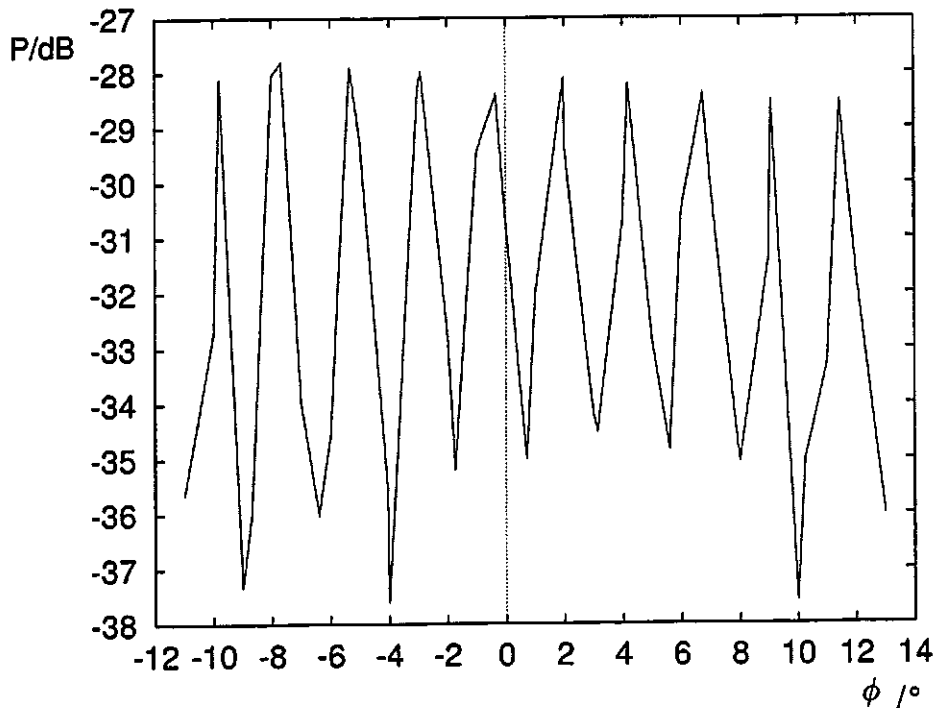


Abbildung 5.7: Maxima und Minima bei $\theta = 58,3^\circ$

Mit einem Blick in die Modentabelle überzeugt man sich nochmals, daß keine ähnlich hohe Mode in dem Winkelbereich vorkommt. Damit kann man das Maximum Nr. 4 mit großer Sicherheit der $TE_{76,2}$ -Mode zuordnen. Da auch bei der Bestimmung des Winkels der Nullstellen Meßunsicherheiten auftreten, liegt das berechnete Ergebnis nicht immer so nahe an einer Mode aus der Tabelle. In solchen Fällen muß man evt. runden und die Mode zuordnen, die sinnvoll erscheint (unter Betrachtung welche Moden angeregt bzw. konvertiert werden können).

Nach dieser Methode wurden die Maxima mit den Nummern eins, zwei, vier und fünf ebenfalls entsprechenden Moden zugeordnet. Sie sind in der Auswertung aufgeführt. Bei dem Maximum mit der Nummer drei versagte jedoch diese Methode. Deshalb wird nun dieses näher betrachtet.

Die Aufnahme der Leistungsverteilung über den Azimut bei nun $\theta = 54,4^\circ$ ist in Bild 5.8 dargestellt. Eine Rechnung mit acht Perioden auf $18,7^\circ$ ergäbe einen azimutalen Index von etwa 77. Ein Blick in die Modentabelle aus Bild 5.9 könnte dazu verleiten hier die $TE_{80,1}$ -Mode zuzuordnen. Ein starkes Argument dagegen ergibt sich jedoch aus dem Vergleich der Messung bei verschiedener Empfangspolarisation. In Bild 5.10 ist dieses zusammengestellt. Zusätzlich wurden die vorher schon bestimmten Moden benannt. Bei dem mit ‚TM‘ bezeichneten Maximum

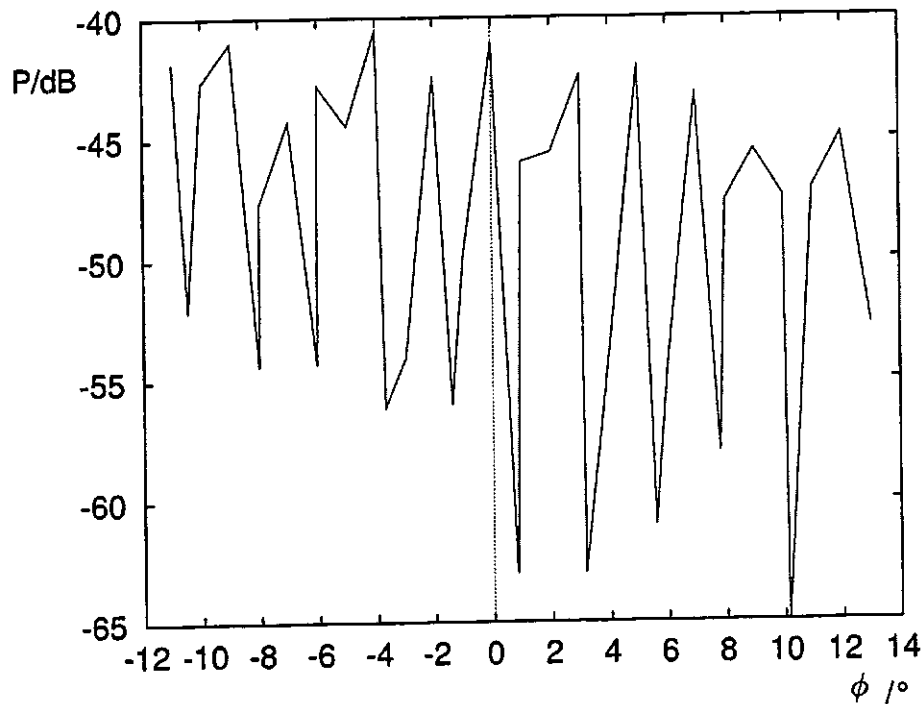


Abbildung 5.8: Azimutale Leistungsverteilung bei $\theta = 54,4^\circ$

ist mit senkrechter Empfangspolarisation unter dem gleichen Winkel deutlich weniger Leistung detektierbar, als in der parallelen Einstellung.

Wie bei der Beschreibung des k-Spektrometers schon erwähnt wurde, ist dies ein Hinweis auf TM-Moden. Unglücklicherweise ist aber in der näheren Umgebung des Modenspektrums keine TM-Mode solch hoher Ordnung vorhanden. Ein erneuter Blick in die Modentabelle läßt zwei aufeinanderfolgende TM-Moden recht hoher Ordnung erkennen: $TM_{37,11}$ und $TM_{46,8}$. Eine Überlagerung der beiden Moden ist in Bild 5.11 gezeigt, in dem man erkennen kann, daß in den Nullstellen der einen Mode einige Maxima der jeweils anderen Mode liegen. Die Anzahl der lokalen Minima wird dadurch größer und ein größerer azimutaler Index wird vorgetäuscht.

Frequency = 139.82 GHz Wavelength = 2.14413 mm
 Theta0 = .17
 Waveguide Diameter = 70.09999 mm

COUPLING COEFFICIENTS FOR PARABOLIC DISH ANTENNA

MODE	ZLM	LAMBH	THETA	DB E II K	DB E L K
TE 11,22	83.306	3.6655	54.20	26.0	45.0
TE 25,16	83.399	3.6734	54.29	33.4	45.4
TM 19,18	83.437	3.6766	54.33	48.1	-99.0
TM 10,22	83.438	3.6767	54.33	48.1	-99.0
TE 80, 1	83.501	3.6821	54.39	53.9	55.9
TE 9,23	83.549	3.6862	54.44	24.1	45.1
TM 37,11	83.560	3.6872	54.45	48.1	-99.0
TM 46, 8	83.598	3.6905	54.48	48.1	-99.0
TE 67, 3	83.610	3.6916	54.50	45.9	49.5
TE 51, 7	83.643	3.6944	54.53	41.1	47.1

End of Input File after 22 Lines

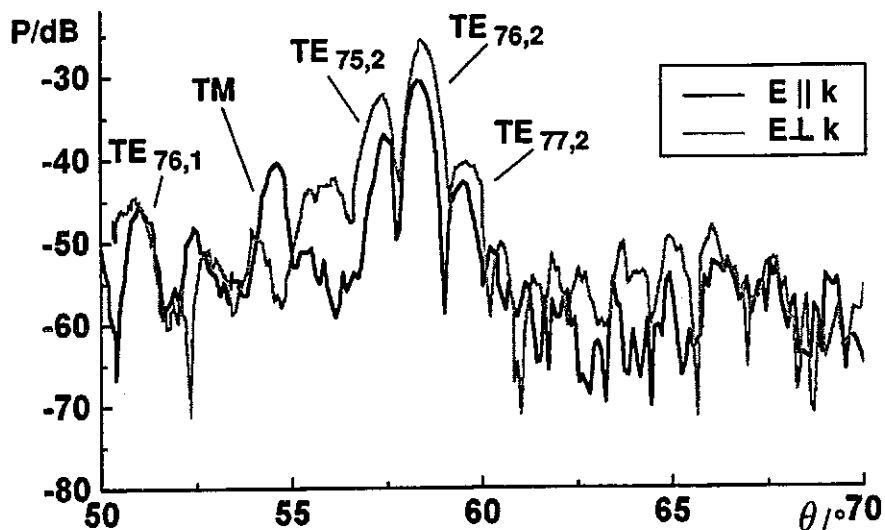
Abbildung 5.9: Modentabelle um $\theta = 54,4^\circ$ 

Abbildung 5.10: Zwei Messungen unterschiedlicher Empfangspolarisation

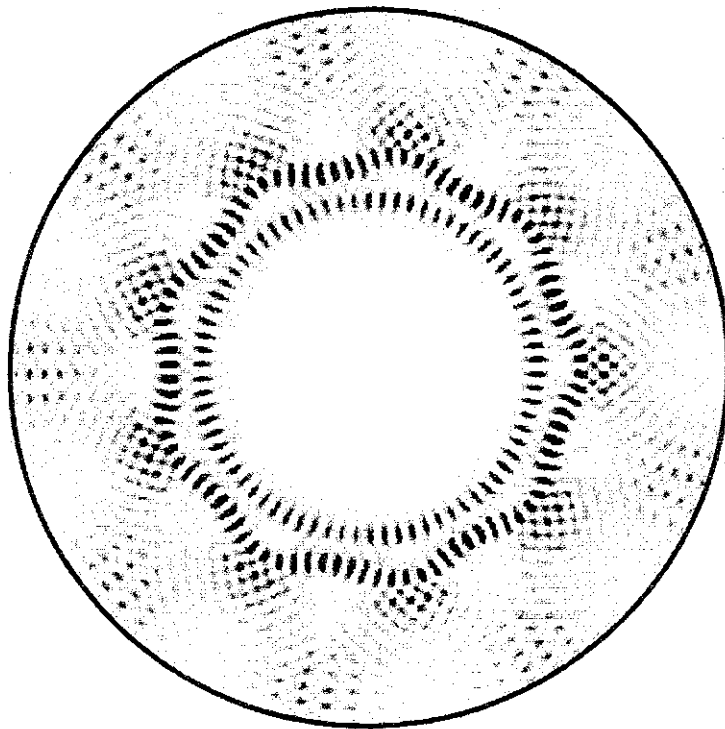


Abbildung 5.11: Überlagerung von $TM_{37,11}$ - und $TM_{46,8}$ -Mode

5.1.3 Endauswertung

Nun sind alle Daten für die Endauswertung der Meßwerte vorhanden. Für den $TE_{76,2}$ -Modenerzeuger sind sie in der Tabelle zusammengefaßt. Die Reihen 1–5 stehen jeweils für die betreffende Mode aus Abbildung 5.5.

Es folgt eine Auflistung der Spalten und und eine kurze Anleitung, wie man deren Werte erhält.

Spalte 1: Beinhaltet die Nummer der Mode.

Spalte 2: Der Abstrahlwinkel θ in Grad unter dem die Mode detektiert wurde.

Spalte 3: Die Bezeichnung der Mode.

Spalte 4: Das Maximum der detektierten Leistung in dB.

Spalte 5: Die Koppeldämpfung in dB für die jeweilige Empfangspolarisation (hier im Beispiel die senkrechte) aus der mit ksk erstellten Tabelle.

Spalte 6: Die detektierte Leistung vermindert um die Koppeldämpfung und das Ergebnis auf die Hauptmode normiert.

Spalte 7: Die Einzelleistungen in bezug auf die Gesamtleistung.

Spalte 8: P_{\max}/P_{\min} in dB zur Berechnung des gegenrotierenden Anteils.

Spalte 9: Das Stehwellenverhältnis E_{\min}/E_{\max} .

Spalte 10: Der gegenrotierende Anteil P_-/P_+ .

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Nr.	θ	Mode	P_{\max}	K_f	Normiert	$\frac{P}{P_{\text{ges}}}$	$\frac{P_{\max}}{P_{\min}}$	SWR	$\frac{P_-}{P_+}$
1	50,7°	TE _{76,1}	-43,0 dB	54,5 dB	-21,8 dB	0,5%	5,6 dB	1,9	9,6%
2	54,4°	TM _{37,11} TM _{46,8}	-40,5 dB	48,1 dB	-12,9 dB	3,6%	13,5 dB		
3	57,2°	TE _{75,2}	-34,1 dB	47,7 dB	-6,1 dB	18,2%	8,3 dB	2,6	19,7%
4	58,3°	TE _{76,2}	-28,2 dB	47,5 dB	0,0 dB	72,7%	9,3 dB	2,9	23,7%
5	59,4°	TE _{77,2}	-40,2 dB	47,3 dB	-11,8 dB	5%	9,3 dB	2,9	23,7%

Eine Angabe des gegenrotierenden Anteils bei dem TM-Modengemisch wurde unterlassen, weil es nicht möglich war die Einzelanteile der beteiligten Moden zu bestimmen. Den Wert, den man durch die bloße Betrachtung der maximalen und minimalen Pegel erhält erscheint ohne Aussagekraft, da die Moden verschiedene gegenrotierende Anteile haben können und es für die Kombination unendlich viele Möglichkeiten gibt.

Das Ergebnis des Modenerzeugers erscheint auf den ersten Blick recht schlecht. Zieht man von der gewünschten $TE_{76,2}$ -Mode noch den gegenrotierenden Anteil

ab, so bleiben gerade 58,8% der Gesamtleistung im richtigen Umlaufsinn enthalten.

Es muß aber beachtet werden, daß die Handhabung solch hoher Moden nicht mehr sehr einfach ist. Eine präzise Fertigung und Aufbau ist unabdingbar. Auf der Suche nach möglichen Ursachen für das Ergebnis wurde unter anderem auch die Kavität vermessen. Dabei trat zutage, daß verschiedene Durchmesser Abweichungen von einigen hundertstel Millimeter aufwiesen; die Kavität also nicht perfekt rund war. Daraufhin wurde dieses Teil in der Werkstatt neu in Auftrag gegeben. Leider war bis zum Abschluß dieser Arbeit die Fertigung noch nicht abgeschlossen, so daß Messungen mit einer neuen Kavität nicht mehr durchgeführt werden konnten.

Zur Beschreibung der Vorgehensweise bei Messungen war der $TE_{76,2}$ -Modenerzeuger sehr gut geeignet, weil Störmoden und gegenrotierende Anteile stark hervortraten und damit meßtechnisch leicht zu ermitteln waren.

5.1.4 Ergebnisse des $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers

Der $TE_{22,6}$ -Modenerzeuger ist ein weiterer Modenerzeuger, der am Institut für Technische Physik entwickelt und aufgebaut wurde. Die Ergebnisse, deren Bestimmung auf die gleiche Weise wie im vorherigen Kapitel erfolgte, werden hier gezeigt.

In Bild 5.12 ist das Modenspektrum des $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers abgebildet, wobei alle Messungen übereinandergelegt wurden. Die Meßfrequenz betrug 139,856 GHz; es wurde die senkrechte Empfangspolarisation verwendet. Zur Auswertung wurden nur Maxima betrachtet, die höchstens 20 dB unter dem Hauptmaximum lagen. Die Modentabelle, welche zur Auswertung bei diesem Modenerzeuger benutzt wurde ist im Anhang B enthalten. Das Ergebnis ist in der folgenden Tabelle zusammengefaßt:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Nr.	θ	Mode	P_{\max}	K_f	Normiert	$\frac{P}{P_{ges}}$	$\frac{P_{\max}}{P_{\min}}$	SWR	$\frac{P_-}{P_+}$
1	24,2°	$TE_{22,5}$	-75,8 dB	+0,8 dB	-10,6 dB	8,9%	4,4 dB	1,7	6,2%
2	26,4°	$TE_{22,6}$	-65,2 dB	0,0 dB	0,0 dB	85,0%	3,3 dB	1,6	3,5%
3	27,2°	$TE_{23,6}$	-78,2 dB	-0,4 dB	-13,4 dB	3,9%	3,8 dB	1,5	3,7%
4	28,6°	$TE_{22,7}$	-79,7 dB	-1,3 dB	-15,8 dB	2,2%	5,7 dB	1,9	10,0%

Nach diesen Werten sind 82,0% der Gesamtleistung in der gewünschten Mode und der richtigen Rotationsrichtung enthalten. Mit diesem Modenerzeugersystem wurde das Wellentypwandlersystem vermessen, dessen Feldabtastung in Abbildung 5.19 gezeigt ist. Eine Feldabtastung dieses Modengemisches direkt am Ende der Modenerzeugerkavität ist im Kapitel 5.2.1 zusammengestellt.

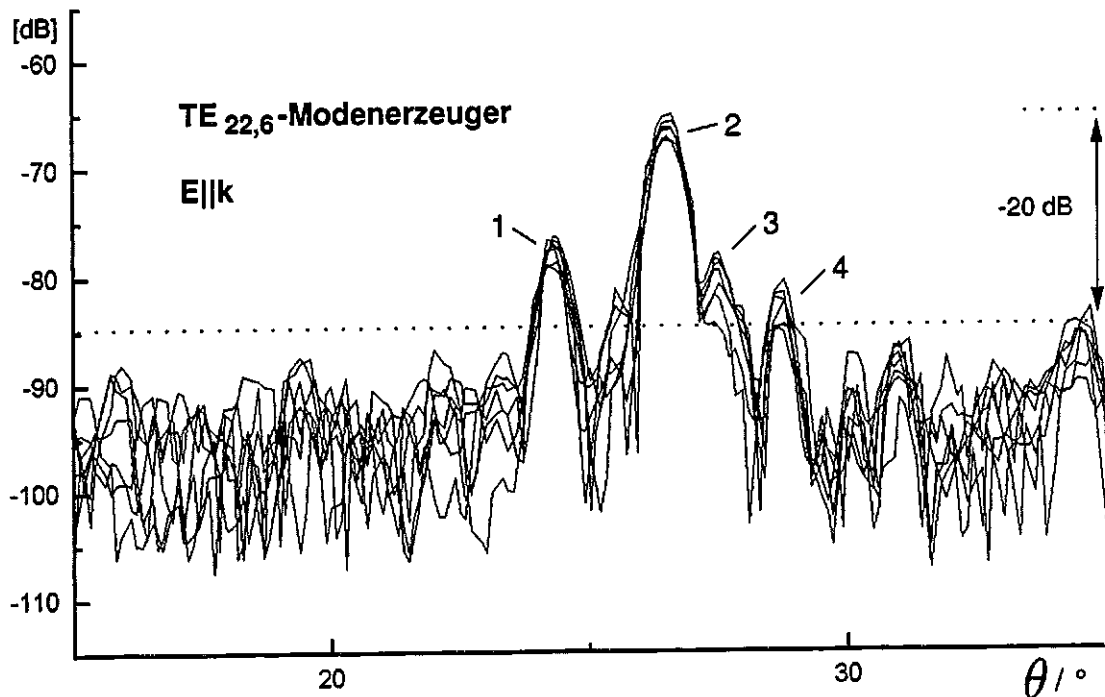


Abbildung 5.12: Modenspektrum des TE_{22,6}-Modenerzeugers

Anmerkung zu den Meßergebnissen:

Um den Hohlleiterdurchmesser des TE_{22,6}-Modenerzeugers von 38 mm auf den des k-Spektrometers aufzuweiten standen zwei nichtlineare Taper zur Verfügung, welche zur Durchführung der Reflexionsmessungen aus Abb. 5.2 beide benötigt werden. Um den Einfluß des schlechteren der beiden Taper auf das Modenspektrum beurteilen zu können wurden in dieser Arbeit die Messungen mit diesem durchgeführt. Auf eine weitere Veröffentlichung der Meßwerte, die mit dem besseren Taper aufgenommen wurden, wurde wegen deren bereits vielfacher Publikation verzichtet [18]. Ebenso lag die Interpretation und der Vergleich der Messungen nicht innerhalb der Aufgabenstellung; es ging hier vielmehr darum, die Meßdaten zur Verfügung zu stellen.

5.2 Feldverteilungsmessungen

Es folgen nun Kapitel über Feldverteilungsmessungen an verschiedenen mm-Wellenkomponenten.

5.2.1 $TE_{22,6}$ -Modenerzeuger

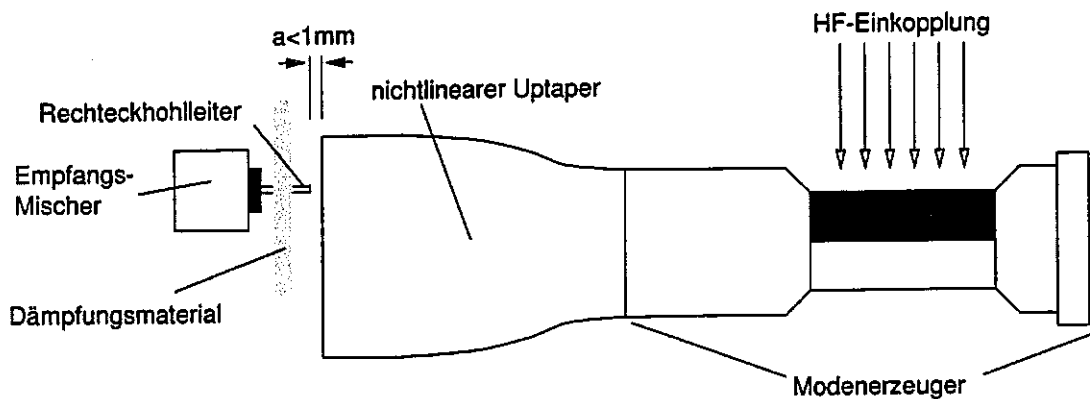


Abbildung 5.13: Abtasten der Leistungsdichte

Das Bild 5.13 zeigt eine Skizze des Aufbaus zur Feldabastung an Modenerzeugern. Der zu untersuchende Modenerzeuger wird über eine Koppereinrichtung von einem HF-Generator gespeist. Die erzeugte Mode pflanzt sich im Rundhohlleiter fort. Um eine bessere Auflösung zu erhalten wird der Durchmesser des Hohlleiters mit einem nichtlinearen Taper vergrößert. Möglichst nahe am Ende des Leiters wird die Feldverteilung abgetastet. Dies geschieht auf einfache Weise mit einem kurzen Stück Rechteckhohlleiter (Pick-Up), das an dem Empfangsmischer angeflanscht ist. Der Pick-Up ist so bemessen, daß in ihm die $TE_{1,0}$ -Grundwelle angeregt wird. Um Reflexionen zu vermeiden, ist der Mischer mit absorbierendem Schaumstoff umgeben. Je nach Anordnung des Empfangshohlleiters wird entweder die horizontale oder die vertikale Polarisierung registriert. Die Abtastung erfolgt an festen Gitterpunkten, die mit einem ferngesteuerten Arm angefahren werden. Typische Auflösungen des Rasters liegen bei 100×100 Punkten (Bild 5.14). Man erhält zwei Matrizen, die die Daten beinhalten, eine für die Amplituden- und eine für die Phasenbelegung.

Das Ergebnis einer solchen Messung zeigen die nachfolgenden Bilder auf den nächsten Seiten. Vermessen wurde die Feldverteilung eines $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers am Ende eines nichtlinearen Uptapers auf 70 mm Durchmesser, was bei einer Frequenz von 139,856 GHz schon stark überdimensioniert ist. Die Bilder zeigen jeweils im oberen Teil die Amplitudenverteilung und im unteren

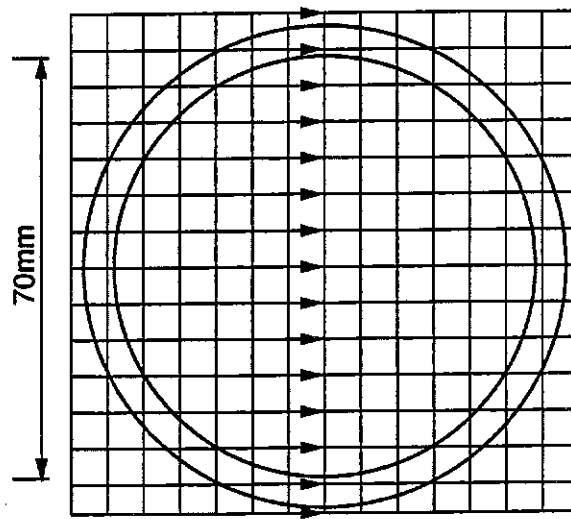
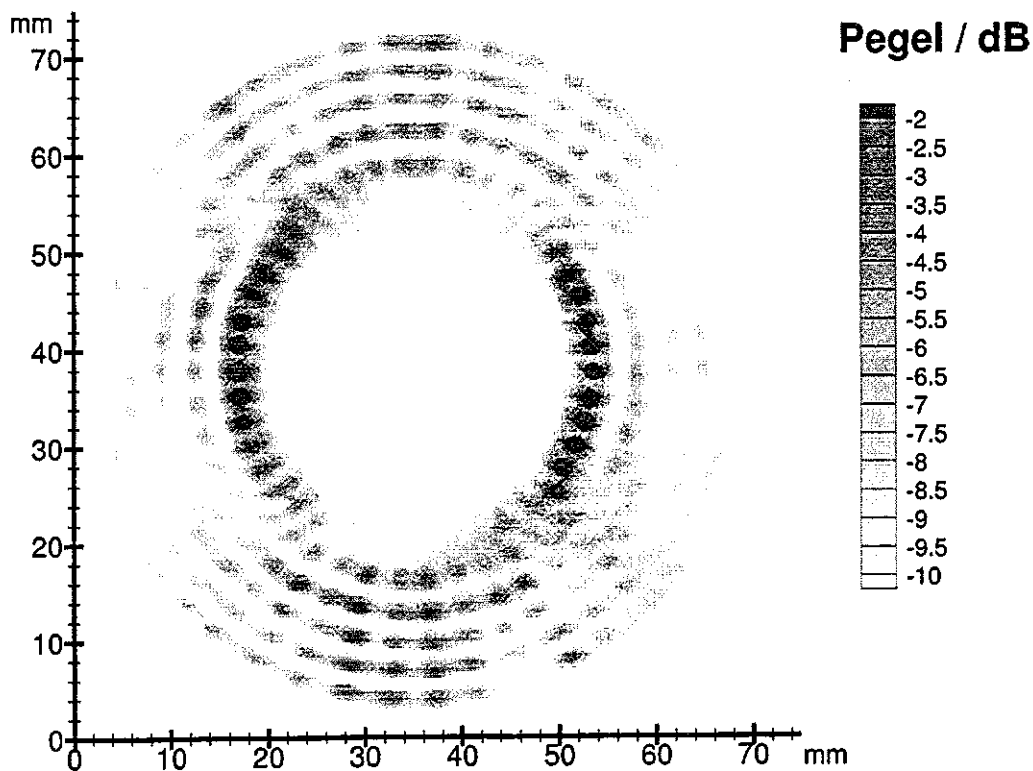


Abbildung 5.14: Abstraster

Teil die Phasenbelegung. Das erste Bild wurde mit horizontaler Polarisation, das zweite mit vertikaler Polarisation des Pick-Ups aufgenommen. Das dritte Bild entstand durch eine Überlagerung der beiden Datenmatrizen mit amplituden- und phasenrichtiger Addition und entspricht der Leistungsverteilung.

Amplitudenbelegung



Phasenbelegung

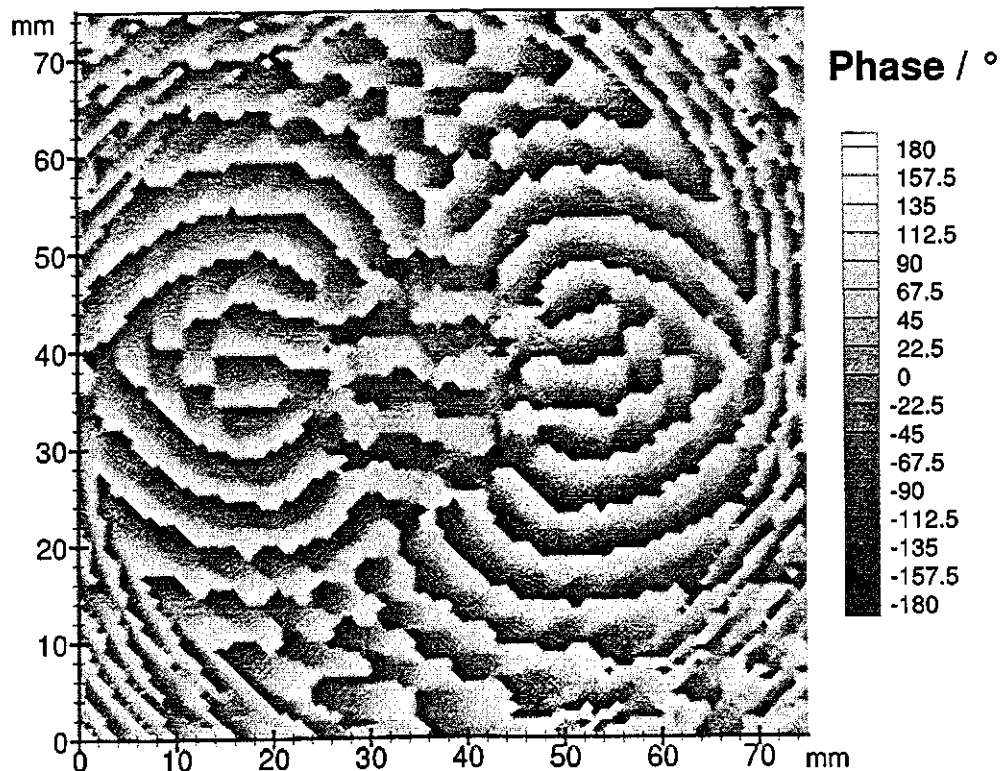
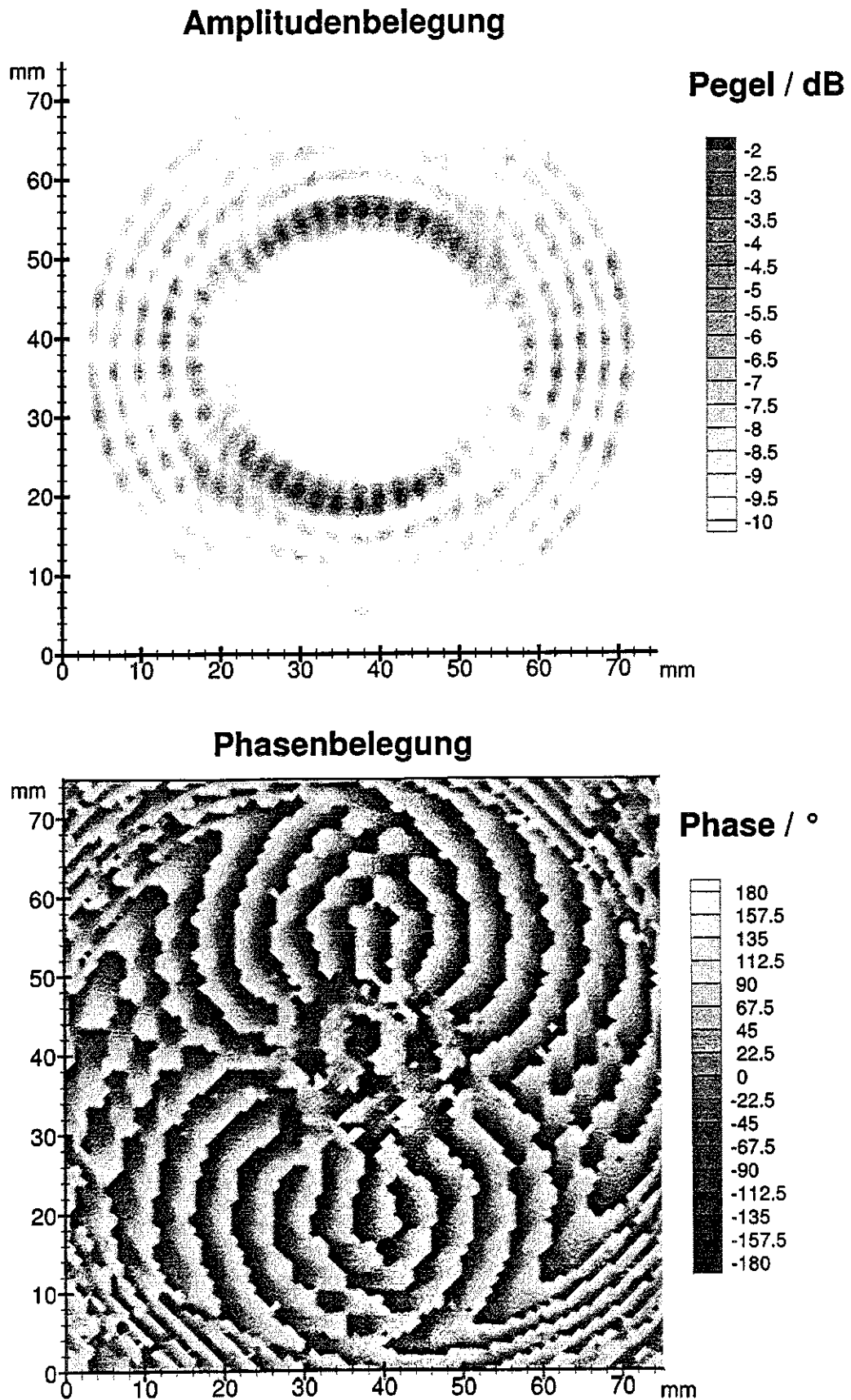
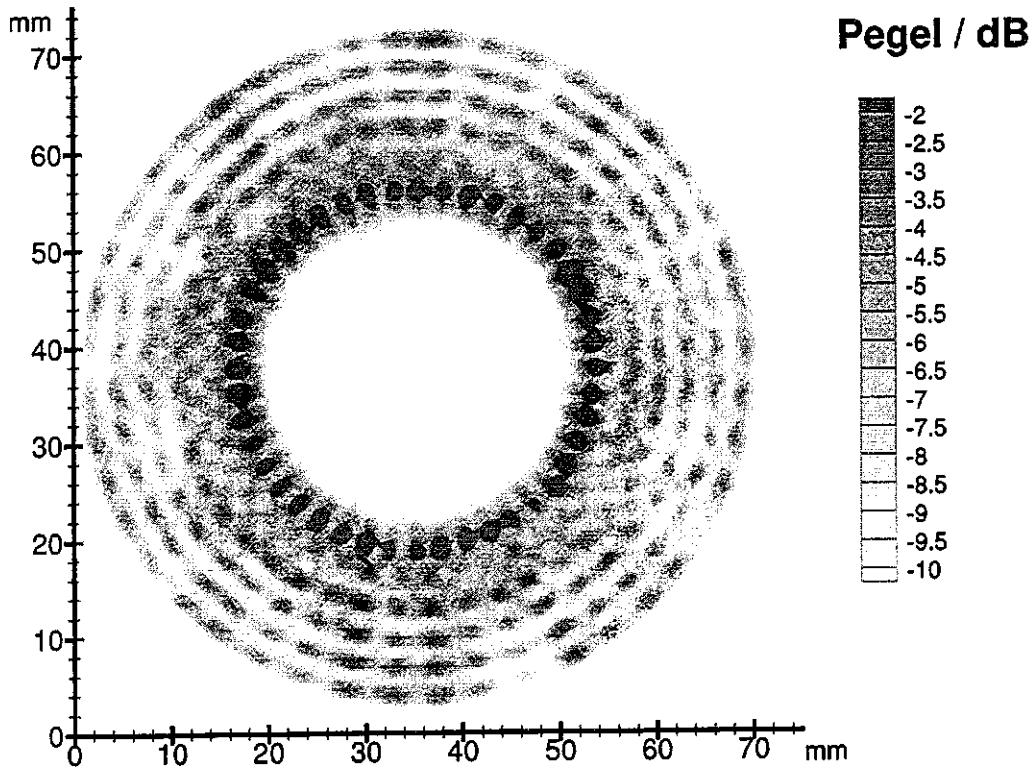
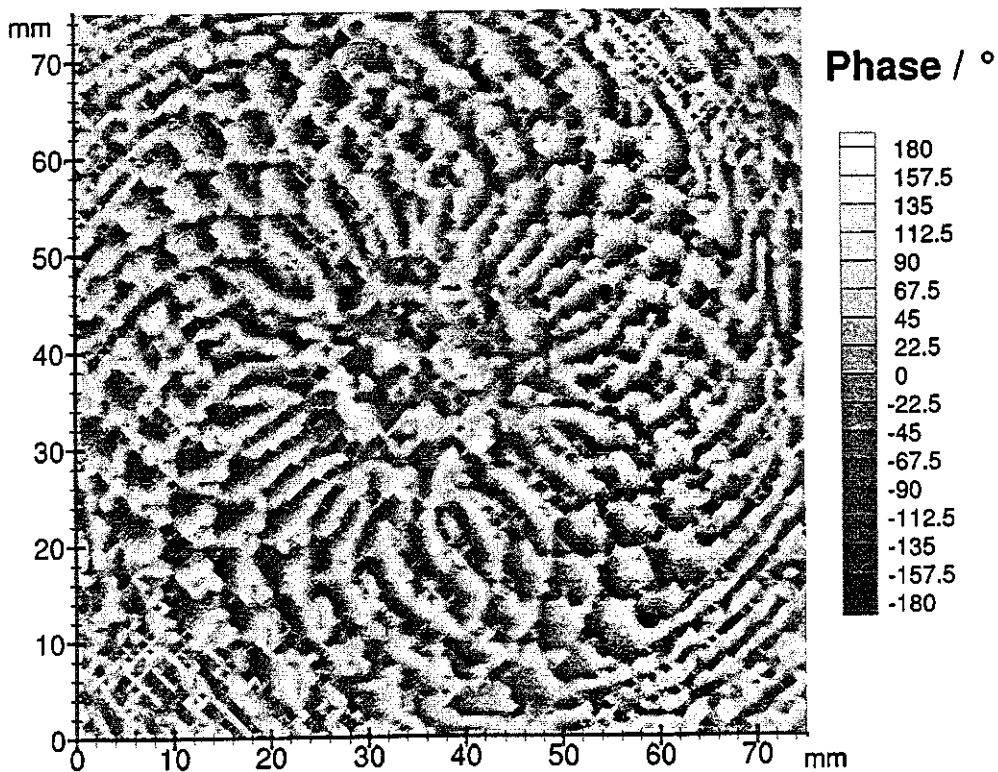


Abbildung 5.15: Horizontal polarisierte Feldabtastung einer $TE_{22,6}$ -Mode

Abbildung 5.16: Vertikal polarisierte Feldabtastung einer $TE_{22,6}$ -Mode

Amplitudenbelegung**Phasenbelegung**Abbildung 5.17: Gemessene Leistungsverteilung einer $TE_{22,6}$ -Mode

5.2.2 Quasioptischer Wellentypwandler

Der prinzipielle Aufbau zur Vermessung von Wellentypwandlern ist in Abbildung 5.18 skizziert. Die HF-Quelle speist über eine quasioptische Leistungseinkopplung den Modenerzeuger. Dieser speist wiederum direkt, oder bei Bedarf über Adapterleitungen, den zu vermessenden Wandler. Bei der Messung strahlt er in den freien Raum, wo in mehreren Meßebenen die Leistungs- und Phasenbelegung mit einer Empfangsantenne aufgenommen werden kann. Als Antenne dient hier ein kurzes Stück Rechteckhohlleiter, das direkt auf den Empfangsmischer aufgesetzt ist.

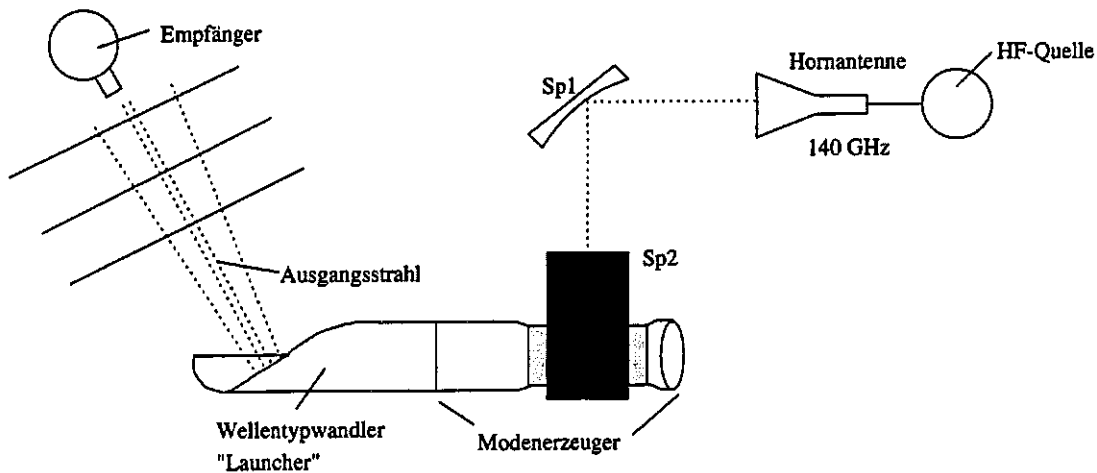


Abbildung 5.18: Vermessung von quasioptischen Wellentypwandlern

Das Ergebnis einer Messung eines Wellentypwandlers bei einer Frequenz von 139,86 GHz ist auf dem nächsten Bild 5.19 gezeigt. Die Meßebene befindet sich 20 cm vom Wandler entfernt. Mit Hilfe des in dieser Arbeit entwickelten vektoriiellen Netzwerkanalysators steht nun auch die Phasenbelegung für zukünftige Rechnungen, zur weiteren Verbesserung von Wandlern dieser Art, zur Verfügung. In diesem Zusammenhang erwähnenswert ist vielleicht der Phasensprung im Abstrahlzentrum der ohne eine solche Messung unentdeckt geblieben wäre. Eine einfache Feldabtastung, nur mit einer Amplitudeninformation, könnte hier bei Rechnungen, die versuchen den Strahl näher zu bündeln, zu unerwünschten Ergebnissen führen.

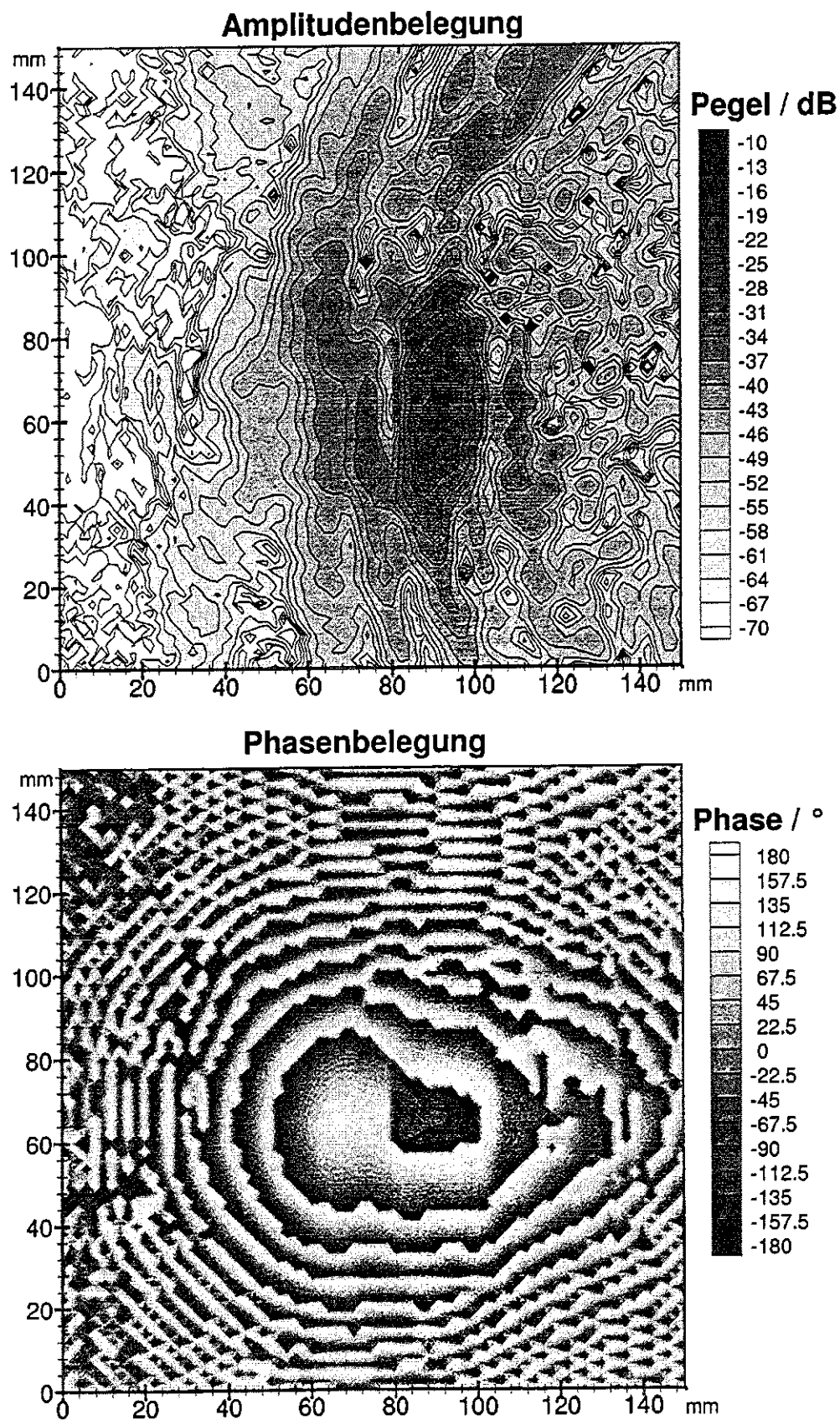


Abbildung 5.19: Amplituden- und Phasenbelegung eines Wellentypwandlers

5.2.3 Korrugierte Hornantenne

Die ersten Messungen mit dem in dieser Arbeit beschriebenen vektoriellen Netzwerkanalysator wurden an einer korrugierten Hornantenne durchgeführt. Die gaußförmige Abstrahlcharakteristik dieser Antenne ist aus früheren Messungen bekannt, so daß man Fehler hätte schnell entdecken können.

Die Ausbreitung gaußförmiger Strahlen kann mit folgendem Formelsatz aus der Quasioptik beschrieben werden [27]:

$$u = \sqrt{\frac{2}{\pi w^2}} \cdot e^{-\frac{r^2}{w^2} - ikz - i\frac{\pi r^2}{\lambda R} + i\Phi} \quad (5.2)$$

$$w = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right)^2} \quad (5.3)$$

$$R = z + \left(\frac{\pi w_0^2}{\lambda}\right)^2 / z \quad (5.4)$$

$$\Phi = \arctan\left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right) \quad (5.5)$$

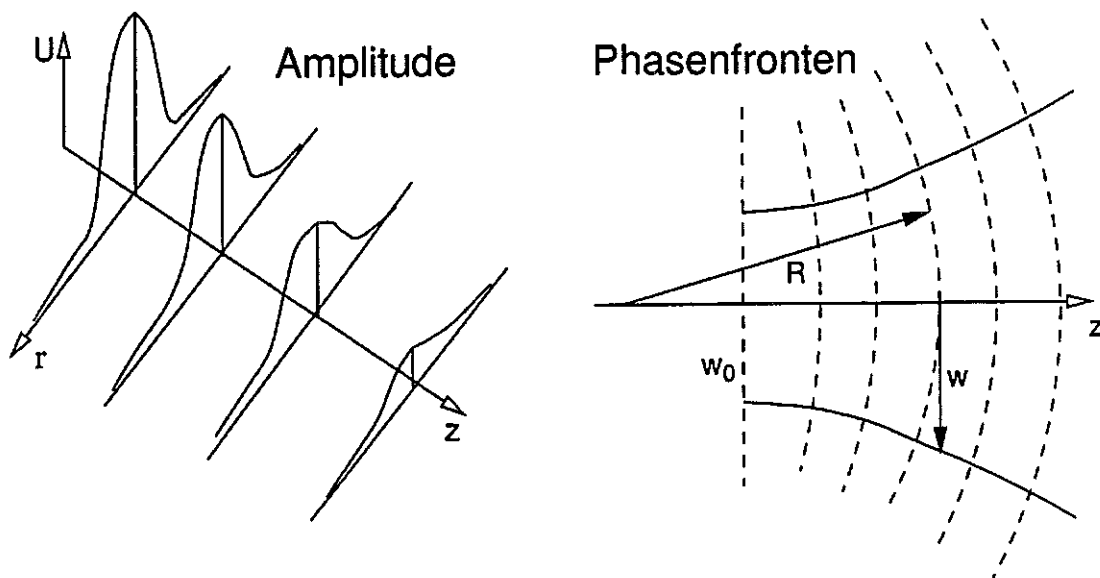
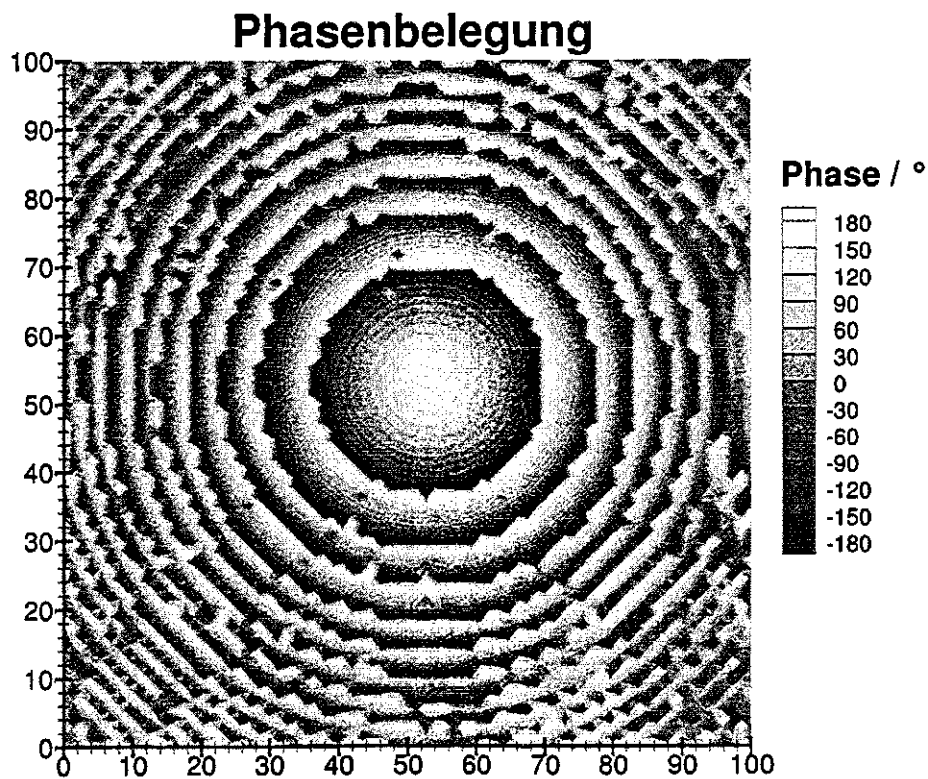
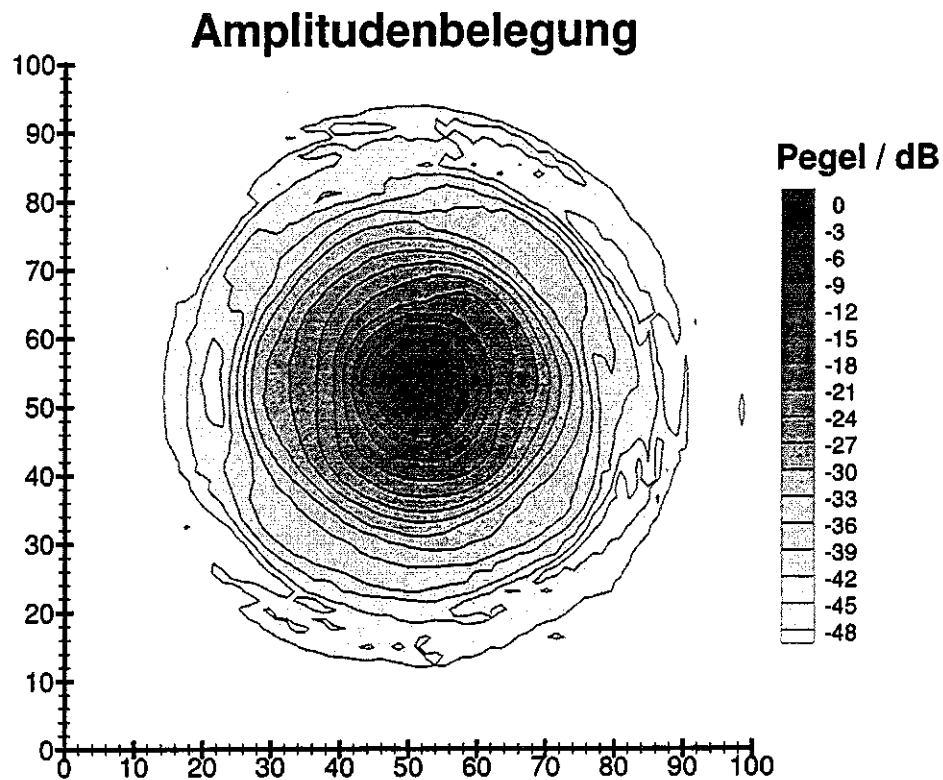


Abbildung 5.20: Gauß'sche Strahlenoptik

w ist der Strahlradius, bei dem die Feldamplitude u auf $1/e$ abgefallen ist. Mit w_0 , dem Strahltaillenradius (beam waist radius), bezeichnet man w in der Ebene $z = 0$. Ist w_0 bekannt, so läßt sich für jedes gegebene z und r bei einer bestimmten Wellenlänge λ berechnen.

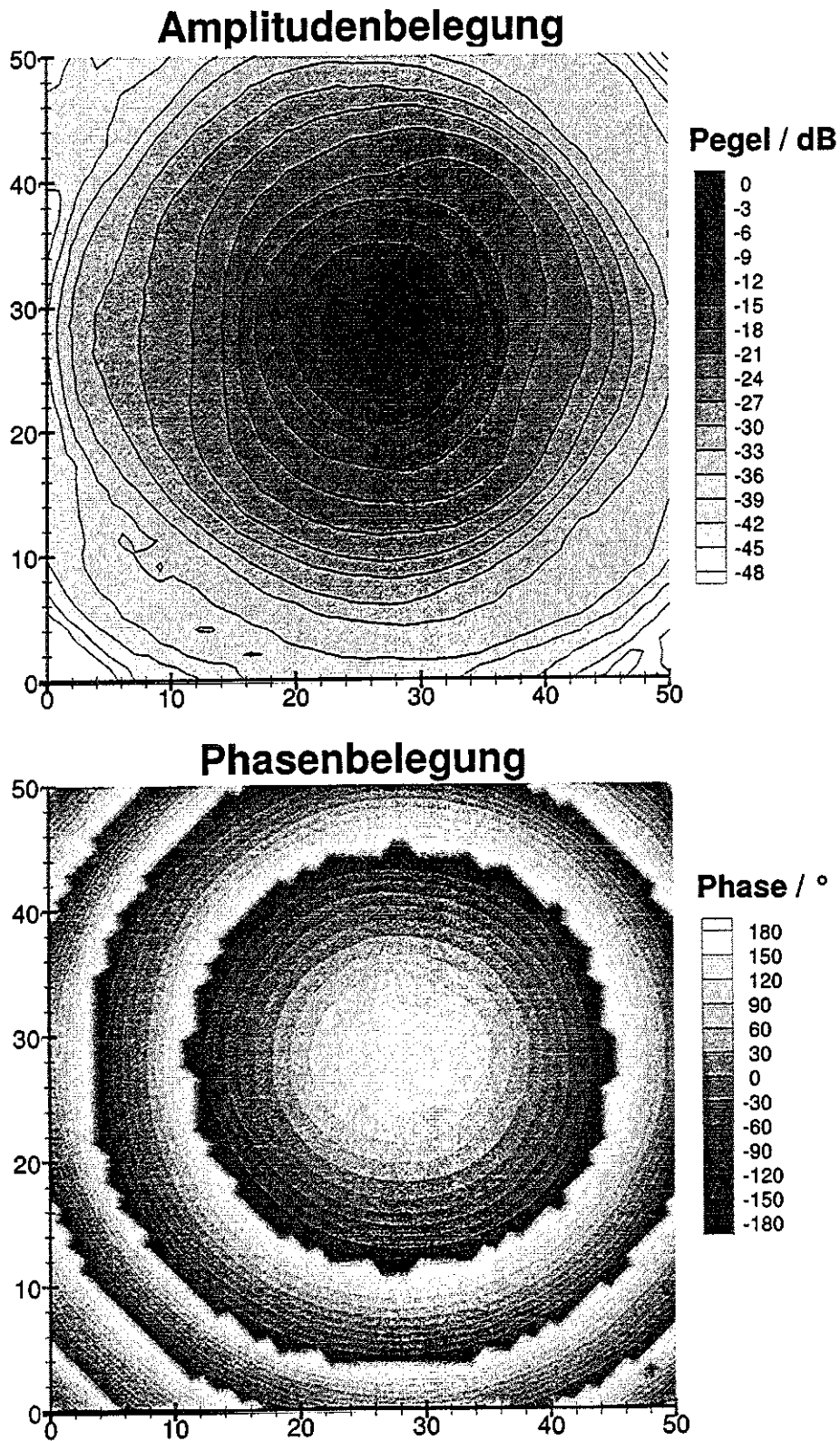
Insgesamt wurde in drei Meßebenen eine Amplituden- und Phasenbelegung aufgenommen. Der Vollständigkeit halber sind diese Messungen in den Abbildungen 5.21 bis 5.24 aufgeführt.

Bei Vergleichen zwischen den Meßdaten mit der numerischen Simulation eines idealen Gauß'schen Strahls ergab sich eine hervorragende Übereinstimmung. Der vom Hersteller angegebene Wert von $w_0 = 4.2$ mm konnte bei den Meßwerten bestätigt werden.



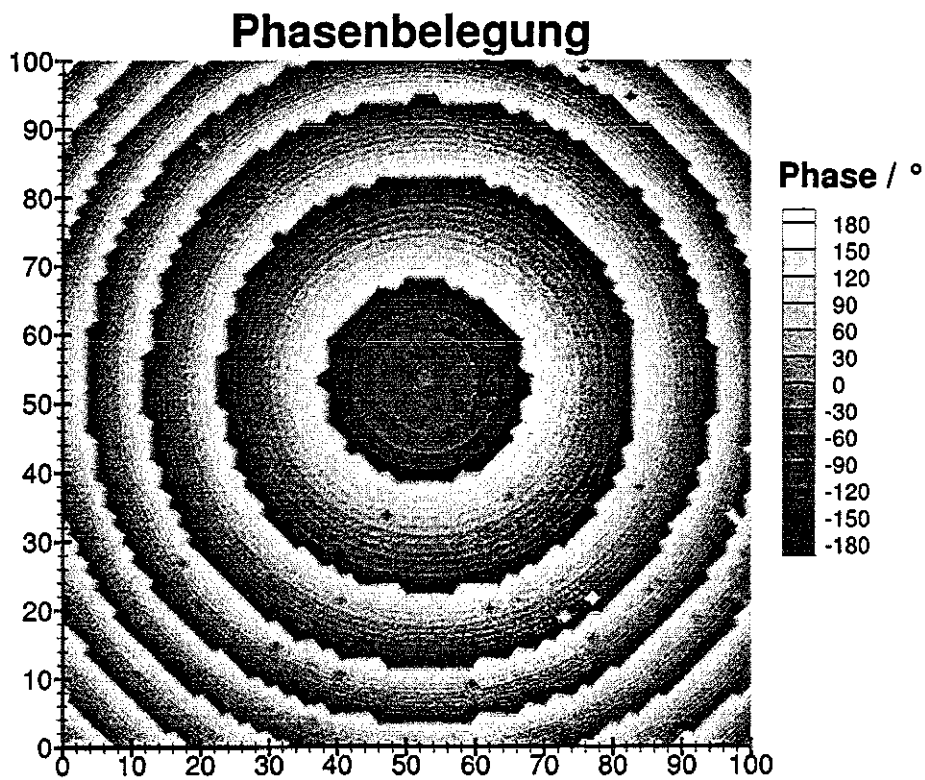
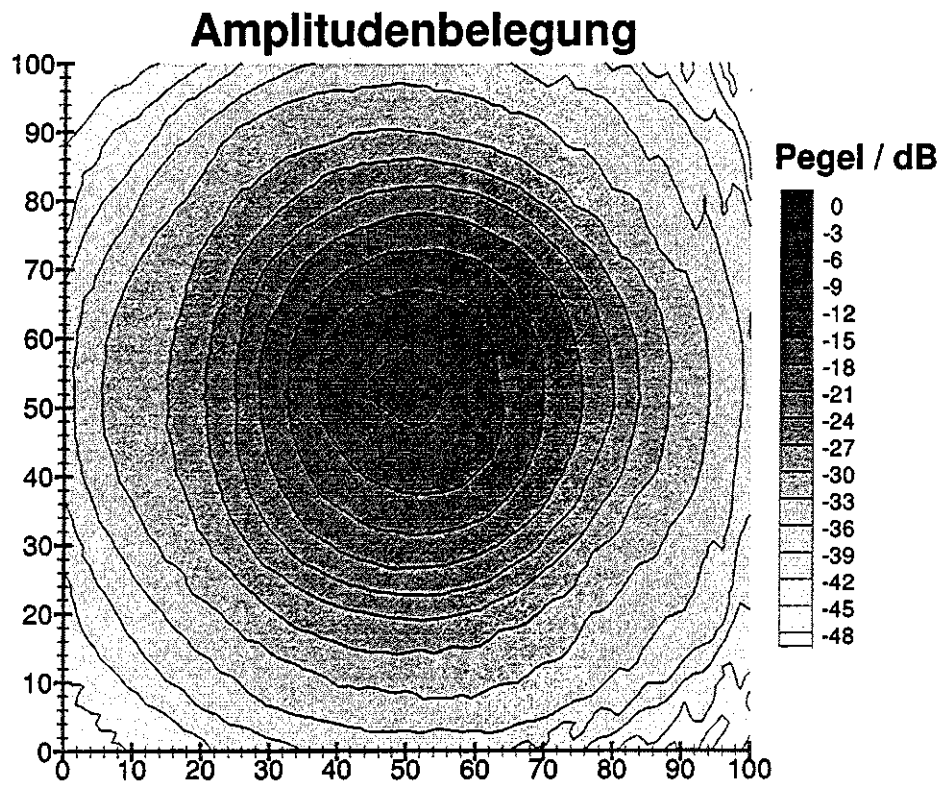
Abstand: 5cm von der Hornantenne
 $f = 140,0$ GHz
 Raster: 75x75 Punkte auf 10cm x 10cm

Abbildung 5.21: Korrugierte Hornantenne, 5cm Abstand



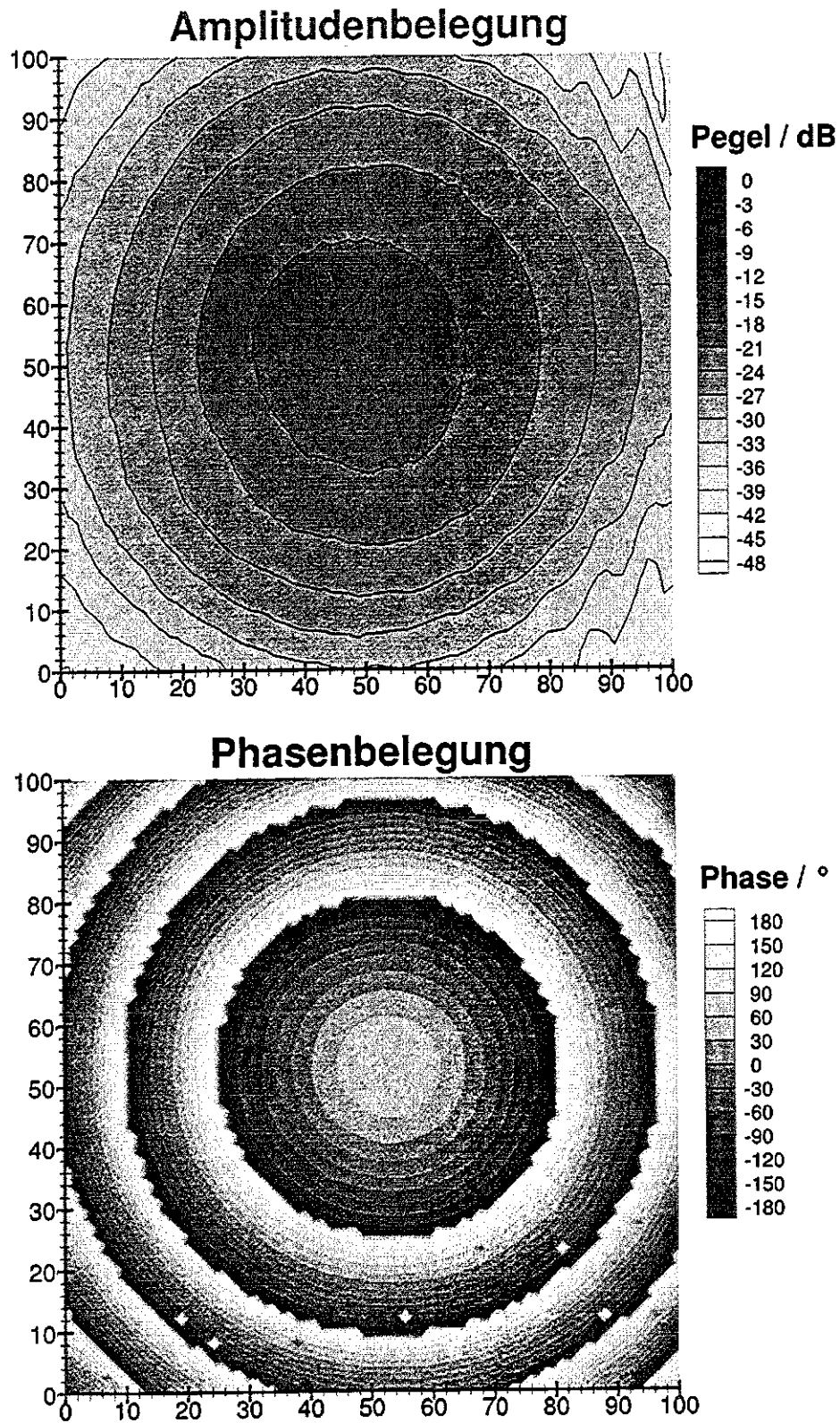
Abstand: 5cm von der Hornantenne
 $f = 140,0$ GHz
Raster: 50x50 Punkte auf 5cm x 5cm

Abbildung 5.22: Ausschnittsvergrößerung in 5cm Abstand



Abstand: 15cm von der Hornantenne
 $f = 140,0 \text{ GHz}$
 Raster: 75x75 Punkte auf 10cm x 10cm

Abbildung 5.23: Korrugierte Hornantenne, 15cm Abstand



Abstand: 25cm von der Hornantenne
 $f = 140,0$ GHz
Raster: 75x75 Punkte auf 10cm x 10cm

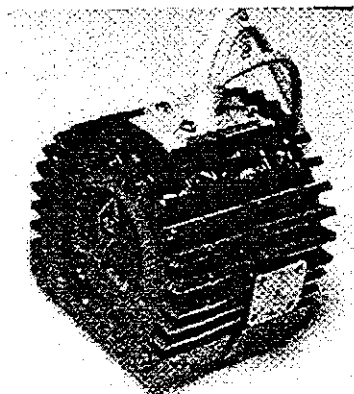
Abbildung 5.24: Korrugierte Hornantenne, 25cm Abstand

Anhang A

Datenblätter zum RWO

Es folgen die Datenblätter für die in dieser Arbeit verwendete Rückwärtswellenoszillatorröhre.

Backward Wave Oscillator tubes for 37-180 GHz



- 37-180 GHz in four bands
- Full waveguide operation
- Smooth power/frequency dependence
- High output power, 50 mW on 100 GHz typical
- Supplied packaged in a magnet
- Grid for power regulation
- Delivery from stock

Applications

- Broadband sweepers
- Lower noise LO's
- Precision controllable mm-wave sources
- Spectrometry, plasma diagnostics, test and measurement equipment

Description

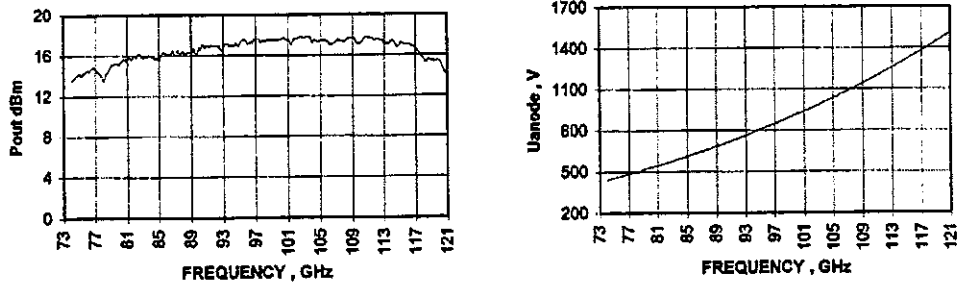
Main advantages of BWO tubes series **BWO-XX** are very smooth dependence of output power versus frequency and high output power. Unique technology applied for producing of tubes allows to obtain oscillations within a full waveguide frequency band without deep points. We supply each tube with a personal calibration for output power versus frequency and frequency versus high voltage dependencies. Operation frequency depends on high voltage applied on a deceleration system of the tube - anode voltage. Anode current can be controlled by means of a control electrode - the grid that allows to control the output millimeter wave power. The tube allows to change frequency and power independently and very fast - few microseconds for full band frequency sweep and about 10 ns for on/off power modulation.

Specifications

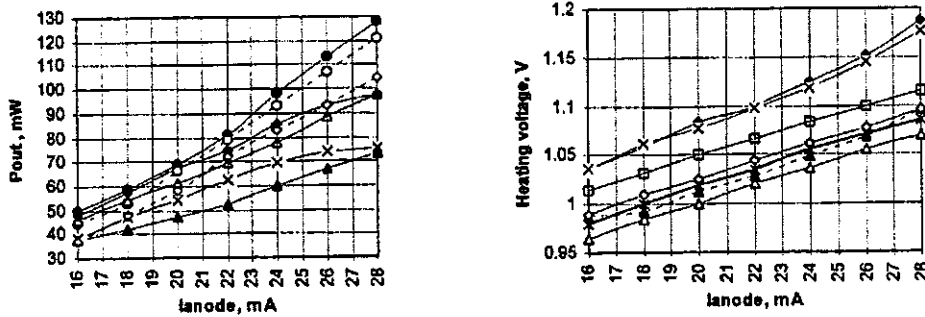
Model	BWO6	BWO4	BWO3	BWO2a	BWO2b
Operating range, GHz	36-55	52-79	78.2-119	129-143	118-178
Output power, min, mW	15-40	12-30	6-30	20-30	6-20
Power difference in the range, max, dB	3-5	3-5	3-6	3-6	3-6
Anode voltage, V	400-1200	400-1200	500-1500	1100-1500	500-1800
Cathode current, mA	20-25	20-25	20-25	20-25	20-25
MTBF, h	2000	2000	1000	1000	1000

ELVA-1 Ltd. 3 Antenas st., LV-1004, Riga, Latvia. Tel: +371-2-629425, Fax: +371-7-860022
 Mm-wave Department in St. Petersburg, Russia, Tel: +7-812-588-19-01, Fax: +7-812-588-50-81,
 E-mail: korneev@exch.nnz.spb.su INTERNET <http://www.nienschanz.ru/elva-1/>

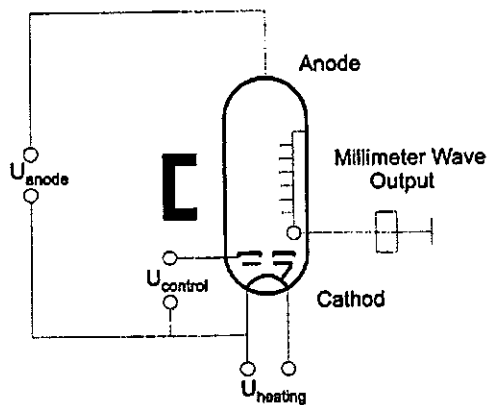
The typical power/frequency and frequency versus high voltage applied to deceleration system dependencies are shown on the plots below for BWO3 model:



The dependencies of output power versus anode current are presented for 7 tubes on left plot below. The power measured on 100 GHz frequency. On the right plot the dependencies of anode current versus heating voltage are shown.



Typical electrical scheme of BWO using:



U_{anode} as mentioned in the table, U_{control}=+50+200VDC, U_{heating}=+1.0+1.2VDC.

ELVA-1 Ltd. 3 Antenas st., LV-1004, Riga, Latvia. Tel: +371-2-629425, Fax: +371-7-860022
 Mm-wave Department in St. Petersburg, Russia, Tel: +7-812-588-19-01, Fax: +7-812-588-50-81,
 E-mail: korneev@exch.nnz.spb.su INTERNET <http://www.nienschanz.ru/elva-1/>



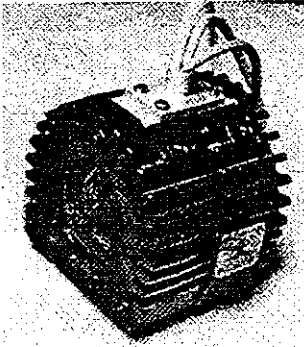
ELVA-1

Mm-wave Department In St.Petersburg, Russia

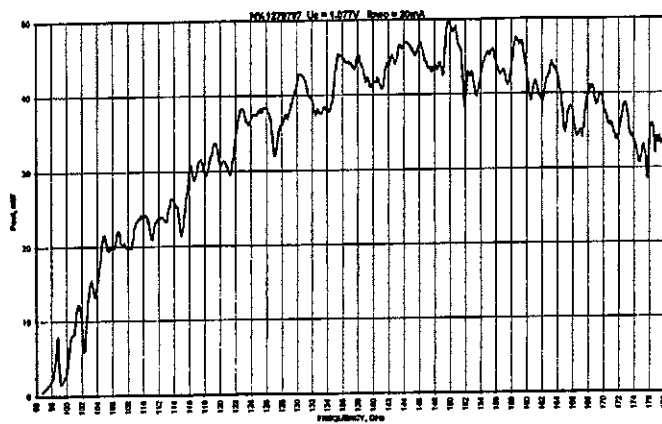
TEL: +7-812-588-19-01

FAX: +7-812-588-50-81 or +7-512-85-01674

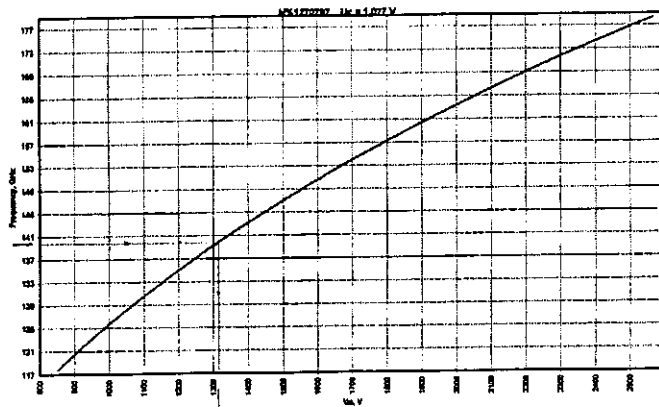
Att. D.Korneev



**BWO2b Tube
Operation Instructions**

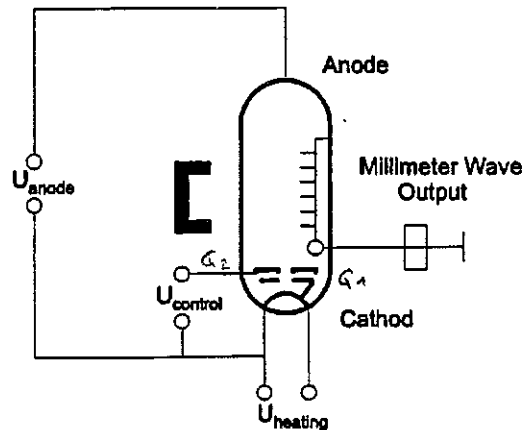


Открытие 1



Открытие 1

BWO intended to be used as a source of millimeter wave oscillations in frequency region 118-178 GHz. The electrical scheme of the BWO using is the following:



direkt geheizte
Kathode
erfordert keinen
Gleichstrom
für Heizung

Operation frequency depends on high voltage applied on a deceleration system of the tube - anode voltage (U_{anode}). Anode current can be controlled by means of a control electrode - the grid, that allows to control the output millimeter wave power. The tube allows to change frequency and power independently. Anode is connected with the box of the tube. The box and output waveguide is keeping under the anode voltage. It means, that some high voltage isolator is needed, if a positive voltage power supply is used.

The following voltages should be applied:

$U_{anode} = +800 \text{ to } +2600 \text{ VDC}$, according the enclosed dependence of frequency versus anode voltage;

$U_{control} = +50 \text{ to } +200 \text{ VDC}$. Higher voltage corresponds higher output power. The dependence of power versus frequency enclosed is obtained on $+195 \text{ VDC}$.

$U_{heating} = +1.0 \text{ to } +1.2 \text{ VDC}$. The dependence of power versus frequency enclosed is obtained on $+1.077 \text{ VDC}$.

The tube has three wires:

Brown wire - ground of the power supply;

Yellow wire - positive contact of heating voltage power supply;

Green wire - grid of the tube, positive contact of control voltage power supply;

Positive high voltage should be applied on the box of the tube.

ATTENTION!

1. It is prohibited to apply the heating voltage more then $+1.2 \text{ VDC}$;
2. The operation current shouldn't exceed 40 mA ;

Anhang B

Modentabelle zum TE_{22,6}-Modenerzeuger

Frequency = 139.8562 GHz Wavelength = 2.14358 mm
 Theta0 = .17
 Waveguide Diameter = 70.0 mm

COUPLING COEFFICIENTS FOR PARABOLIC DISH ANTENNA

MODE	ZLM	LAMBH	THETA	DB E II K	DB E L K
TE 4,12	41.423	2.3431	23.82	30.7	36.7
TM 12, 8	41.451	2.3434	23.83	51.7	-99.0
TM 3,12	41.521	2.3441	23.88	51.7	-99.0
TE 2,13	41.569	2.3447	23.90	24.6	36.7
TM 1,13	41.617	2.3452	23.93	51.7	-99.0
TE 16, 7	41.644	2.3455	23.95	43.3	37.4
TE 25, 4	41.720	2.3464	24.00	48.4	38.7
TE 11, 9	41.729	2.3464	24.00	39.6	37.0
TE 39, 1	41.763	2.3468	24.02	59.2	45.7
TE 33, 2	41.876	2.3481	24.09	53.0	41.0
TE 19, 6	41.945	2.3489	24.13	44.9	37.8
TE 22, 5	41.988	2.3494	24.16	46.6	38.2 *
TM 10, 9	42.003	2.3495	24.17	51.6	-99.0
TM 27, 3	42.047	2.3500	24.20	51.6	-99.0
TM 15, 7	42.069	2.3503	24.21	51.6	-99.0
TE 29, 3	42.163	2.3513	24.27	50.3	39.6
TM 31, 2	42.193	2.3517	24.29	51.6	-99.0
TE 9,10	42.224	2.3520	24.31	37.5	37.1
TE 14, 8	42.426	2.3543	24.43	41.6	37.4
TM 36, 1	42.440	2.3545	24.44	51.5	-99.0
TM 8,10	42.444	2.3545	24.44	51.5	-99.0
TM 18, 6	42.469	2.3548	24.46	51.5	-99.0
TM 24, 4	42.512	2.3553	24.48	51.5	-99.0
TE 7,11	42.611	2.3565	24.54	35.1	37.1
TM 21, 5	42.629	2.3567	24.55	51.5	-99.0
TM 6,11	42.779	2.3584	24.65	51.5	-99.0
TM 13, 8	42.781	2.3584	24.65	51.5	-99.0
TE 40, 1	42.786	2.3585	24.65	59.1	46.0

TE 11,10	44.978	2.3850	26.00	38.3	37.8
TE 16, 8	45.026	2.3856	26.03	41.8	38.1
TM 23, 5	45.045	2.3859	26.05	51.2	-99.0
TE 36, 2	45.101	2.3866	26.08	52.7	42.0
TE 28, 4	45.185	2.3876	26.13	48.1	39.7
TM 10,10	45.231	2.3882	26.16	51.1	-99.0
TM 15, 8	45.413	2.3905	26.28	51.1	-99.0
TE 19, 7	45.435	2.3908	26.29	43.4	38.5
TE 9,11	45.435	2.3908	26.29	36.3	37.8
TM 30, 3	45.453	2.3911	26.30	51.1	-99.0
TM 34, 2	45.482	2.3914	26.32	51.1	-99.0
TE 32, 3	45.510	2.3918	26.34	50.0	40.6
TE 25, 5	45.558	2.3924	26.37	46.5	39.2
TM 39, 1	45.598	2.3929	26.39	51.1	-99.0
TE 22, 6	45.625	2.3933	26.41	44.9	38.8 *
TM 8,11	45.638	2.3934	26.42	51.1	-99.0
TE 14, 9	45.740	2.3948	26.48	40.2	38.1
TE 7,12	45.794	2.3955	26.51	33.9	37.8
TE 43, 1	45.852	2.3962	26.55	58.7	46.9
TM 18, 7	45.908	2.3970	26.58	51.0	-99.0
TM 6,12	45.949	2.3975	26.61	51.0	-99.0
TM 27, 4	46.024	2.3985	26.66	51.0	-99.0
TE 5,13	46.059	2.3989	26.68	30.8	37.8
TM 13, 9	46.065	2.3990	26.68	51.0	-99.0
TM 4,13	46.168	2.4004	26.75	51.0	-99.0
TE 37, 2	46.175	2.4005	26.75	52.5	42.3
TM 21, 8	46.194	2.4007	26.76	51.0	-99.0
TE 3,14	46.234	2.4012	26.79	26.3	37.8
TM 24, 5	46.247	2.4014	26.80	51.0	-99.0
TM 2,14	46.298	2.4021	26.83	51.0	-99.0
TE 17, 8	46.314	2.4023	26.84	41.9	38.5
TE 1,15	46.320	2.4024	26.84	16.7	37.8
TE 29, 4	46.334	2.4026	26.85	48.1	40.0
TM 35, 2	46.574	2.4058	27.00	50.9	-99.0
TM 31, 3	46.582	2.4059	27.01	50.9	-99.0
TM 11,10	46.608	2.4062	27.02	50.9	-99.0
TE 33, 3	46.622	2.4064	27.03	49.9	40.9
TM 40, 1	46.648	2.4068	27.05	50.9	-99.0
TE 20, 7	46.687	2.4073	27.07	43.4	38.8
TM 16, 8	46.716	2.4077	27.09	50.9	-99.0
TE 26, 5	46.741	2.4080	27.11	46.4	39.6
TE 10,11	46.829	2.4092	27.16	36.7	38.2
TE 23, 6	46.841	2.4094	27.17	44.9	39.2 *
TE 44, 1	46.875	2.4098	27.19	58.6	47.2
TM 9,11	47.049	2.4122	27.30	50.9	-99.0
TE 15, 9	47.060	2.4124	27.31	40.4	38.5
TM 19, 7	47.175	2.4139	27.38	50.9	-99.0
TM 28, 4	47.187	2.4141	27.39	50.9	-99.0
TE 8,12	47.222	2.4146	27.41	34.5	38.2
TE 38, 2	47.245	2.4149	27.42	52.4	42.6
TM 7,12	47.394	2.4169	27.52	50.8	-99.0
TM 14, 9	47.401	2.4170	27.52	50.8	-99.0
TM 22, 6	47.426	2.4174	27.54	50.8	-99.0
TM 25, 5	47.444	2.4176	27.55	50.8	-99.0
TE 30, 4	47.480	2.4181	27.57	48.0	40.3
TE 6,13	47.522	2.4187	27.60	31.9	38.2
TE 18, 8	47.595	2.4197	27.64	42.0	38.8
TM 5,13	47.649	2.4205	27.68	50.8	-99.0
TM 36, 2	47.666	2.4207	27.69	50.8	-99.0
TE 13,10	47.688	2.4210	27.70	38.8	38.5
TM 41, 1	47.699	2.4212	27.71	50.8	-99.0
TM 32, 3	47.711	2.4214	27.72	50.8	-99.0
TE 34, 3	47.731	2.4216	27.73	49.8	41.2

TE 4,14	47.734	2.4217	27.73	28.2	38.2
TM 3,14	47.818	2.4229	27.78	50.8	-99.0
TE 9,12	48.637	2.4346	28.30	35.0	38.5
TM 26, 5	48.637	2.4346	28.30	50.7	-99.0
TM 23, 6	48.651	2.4348	28.31	50.7	-99.0
TM 15, 9	48.726	2.4359	28.36	50.6	-99.0
TM 42, 1	48.748	2.4362	28.37	50.6	-99.0
TM 37, 2	48.755	2.4363	28.38	50.6	-99.0
TM 8,12	48.825	2.4373	28.42	50.6	-99.0
TM 33, 3	48.835	2.4374	28.43	50.6	-99.0
TE 35, 3	48.840	2.4375	28.43	49.7	41.5
TE 19, 8	48.870	2.4380	28.45	42.0	39.1
TE 46, 1	48.916	2.4386	28.48	58.3	47.8
TE 7,13	48.971	2.4394	28.51	32.7	38.5
TE 14,10	49.030	2.4403	28.55	39.0	38.8
TE 28, 5	49.095	2.4413	28.59	46.3	40.2
TM 6,13	49.116	2.4416	28.61	50.6	-99.0
TE 22, 7	49.173	2.4424	28.64	43.4	39.5
TE 5,14	49.219	2.4431	28.67	29.6	38.5
TE 25, 6	49.260	2.4437	28.70	44.8	39.8
TM 18, 8	49.301	2.4443	28.72	50.6	-99.0
TM 4,14	49.320	2.4446	28.74	50.6	-99.0
TM 13,10	49.331	2.4448	28.74	50.6	-99.0
TE 3,15	49.381	2.4455	28.78	25.1	38.6
TE 40, 2	49.386	2.4456	28.78	52.2	43.2
TM 2,15	49.441	2.4464	28.81	50.5	-99.0
TE 1,16	49.463	2.4467	28.83	15.5	38.6
TM 0,16	49.483	2.4470	28.84	47.5	-99.0
TM 30, 4	49.506	2.4474	28.85	50.5	-99.0

Literaturverzeichnis

- [1] Arnold, A., 1997, *Erweiterung eines Mikrowellennetzwerkanalysators mit einer frequenzstabilisierten Rückwärtswellenröhre zur Erzielung einer hohen Meßdynamik*, Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik an der Universität Fridericiana zu Karlsruhe. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5901).
- [2] Michel, H.-J., 1981, *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*, Stuttgart: Teubner Studienbücher.
- [3] Thumm, M., 1995, *Mikrowellenmeßtechnik*, Skriptum zur Vorlesung, 5. Auflage, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik.
- [4] Schiek, B., 1984, *Hochfrequenzmeßtechnik*, Skriptum zur Vorlesung, Fernuniversität-Gesamthochschule Hagen.
- [5] Voges, E., 1991, *Hochfrequenztechnik Band 1*, 2. Auflage, Kapitel 7.3, Heidelberg: Hütig Buch Verlag.
- [6] Schmidt, L.-P., Menzel, W., 1987, *Planar Integrated Harmonic Mixers for Use up to 150 GHz*, Wiesbaden: MIOP 1987.
- [7] Wiesbeck, W., 1991, *Hochfrequenztechnik 1*, Skriptum zur Vorlesung, 4. Auflage, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik.
- [8] Collin, R. E., 1960, *Field Theory of Guided Waves*, New York: McGraw-Hill.
- [9] Thumm, M., Jacobs, A., 1988, *In-waveguide $TE_{0,1}$ -to-whispering gallery mode conversion using periodic wall perturbations*, Proceedings of the 13th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Honolulu, 465-466.

- [10] Möller, C., 1992, *A coupled cavity whispering gallery mode transducer*, Proceedings of the 17th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Pasadena, 42-43.
- [11] Wien, A., 1995, *Ein Beitrag zur Analyse von quasi-optischen Wellentypwandlern in Hochleistungsgyrotrons*, Von der Fakultät für Elektrotechnik der Universität Karlsruhe (T.H.) genehmigte Dissertation. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5638).
- [12] Losert, M., 1996, *Aufbau eines $TE_{22,6}$ -Modenerzeugers und Vermessung quasi-optischer Wellentypwandler*, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik an der Universität Fridericiana zu Karlsruhe. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5762).
- [13] Pereyaslavets, M., Braz, O., Kern, S., Losert, M., Möbius, A., Thumm, M., 1997, *Improvements of mode converters for low-power excitation of gyrotron-type modes*, International Journal of Electronics, 1997, Volume 82, No. 1, 107-115.
- [14] Alexandrov, N. L., Chirkov, A. V., Denisov, G. G., Vinogradov, D. V., Kasperek, W., Pretterebner, J., Wagner, D., 1992, *Selective excitation on high-order modes in circular waveguides*, International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 13, No. 9, 1369-1385.
- [15] Kasperek, W., Müller, G. A., 1988, *The wavenumber spectrometer*, International Journal of Electronics, 1988, Volume 64, No. 1, 5-20.
- [16] Barkley, H. J., Kasperek, W., Kumrić, H., Müller, G. A., Schüller, P. G., Thumm, M., Wilhelm, R., Erckmann, V., 1988, *Mode purity measurements on gyrotrons for plasma heating at the stellarator W VII-AS*, International Journal of Electronics, Volume 64, No. 1, 21-28.
- [17] Wiesbeck, W., 1992, *Hochfrequenztechnik 2*, Skriptum zur Vorlesung, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Kapitel 7.2.2.
- [18] Braz, O., Arnold, A., Losert, M., Möbius, A., Pereyaslavets, M., Thumm, M., Malygin, V. I., 1996, *Low power excitation and mode purity measurements on gyrotron type modes of high order*, Conf. on Infrared and Millimeter Waves, Berlin, Contributed Paper AT6.
- [19] Geist, T., Hochschild, G., Wiesbeck, W., 1988, *Scalar mm-wave network analysis with high dynamic range*, Proceedings of the 18th European Microwave Conference (Stockholm, 1988), Tunbridge Wells: Microwave Exhibitions, 339-343.

- [20] Geist, T., 1992, *Hochfrequenz-meißtechnische Charakterisierung von Herstellungsprozessen und Werkstoffen für Resonatoren eines 140 GHz Gyrotrons*, Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik an der Universität Fridericiana zu Karlsruhe.
- [21] Nickel, H.-U., 1994, *Hochfrequenztechnische Aspekte zur Entwicklung rückwirkungsarmer Ausgangsfenster für Millimeterwellengyrotrons hoher Leistung*, Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik an der Universität Fridericiana zu Karlsruhe. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5513).
- [22] Zinke, O., Brunswig, H., 1993, *Hochfrequenztechnik Band 2*, Berlin: Springer Verlag, 4. Auflage, Kap 10.3.
- [23] Groll, H., 1969, *Mikrowellenmeßtechnik*, Braunschweig: Friedr. Vieweg & Sohn GmbH Verlag, Kapitel 2.3.
- [24] Glass, E., 1980, *Ein Rückwärtswellenoszillator von 110 bis 170 GHz*, NTG-Fachberichte, Band 71, 29-33.
- [25] Best, R., 1993, *Theorie und Anwendungen des Phase-Locked-Loops*, 5. Auflage, Aarau (CH): AT Verlag.
- [26] Tietze, U., Schenk, Ch., 1989, *Halbleiterschaltungstechnik*, 9. Auflage, Berlin: Springer, 954-966.
- [27] Goldsmith, P. F., 1992, *Quasi-Optical Techniques*, Proceedings of the IEEE, Volume 80, Number 11, 1729-1747.