



Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte
FZKA 5901

**Erweiterung eines
Mikrowellennetzwerkanalysators
mit einer frequenzstabilisierten
Rückwärtswellenröhre
zur Erzielung einer hohen
Meßdynamik**

A. Arnold

Institut für Technische Physik

April 1997

Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 5901

**Erweiterung eines Mikrowellennetzwerkanalysators
mit einer frequenzstabilisierten Rückwärtswellenröhre
zur Erzielung einer hohen Meßdynamik ***

Andreas Arnold

Institut für Technische Physik

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

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

1997

Als Manuskript gedruckt
Für diesen Bericht behalten wir uns alle Rechte vor

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Postfach 3640, 76021 Karlsruhe

ISSN 0947-8620

Erweiterung eines Mikrowellennetzwerkanalysators mit einer frequenzstabilisierten Rückwärtswellenröhre zur Erzielung einer hohen Meßdynamik.

Kurzfassung

Bei der Erzeugung und Übertragung von Mikro- und Millimeterwellen sehr hoher Leistung (z.B. in einem Gyrotron), werden stark überdimensionierte Wellenleiterkomponenten, wie z.B. quasi-optische Wellentypwandler eingesetzt. Diese Komponenten sind nach ihrem Einbau in die Vakuumröhre nicht mehr zugänglich und somit läßt sich nicht überprüfen, inwieweit sie mit dem rechnerisch ermittelten Entwurf übereinstimmen.

Aufgrund der hohen Dämpfung der zur Erzeugung und Messung von Wellenleitermoden hoher Ordnung erforderlichen Einrichtungen, sind zur Überprüfung der elektrischen Eigenschaften Analysensysteme sehr hoher Dynamik notwendig. Bei der, in dieser Arbeit, verwendeten Frequenz von 140 GHz kommt dabei der Bereitstellung einer schmalbandigen leistungsstarken Signalquelle besondere Bedeutung zu.

In dieser Arbeit wird gezeigt, wie ein Rückwärtswellenoszillator (RWO) mit einer einfachen PLL-Schaltung in Bezug auf seine Frequenzfluktuationen stabilisiert werden kann. Mit diesem stabilisierten RWO im Sendezweig eines skalaren Netzwerkanalysators, konnte die Dynamik von 60-70 dB auf über 100 dB gesteigert werden, und erstmals Wellenzahlspektrometernmessungen bei kleiner Leistung an Modenerzeugern für TE-Moden hoher Ordnung durchgeführt werden.

Extention of a microwave network analyser using a frequency-stabilized backward-wave oscillator for obtaining high dynamics.

Abstract

To generate and transport high power micro- and millimeter-waves (e.g. in a gyrotron), highly oversized waveguide components, such as quasi-optical mode converters are used. After they have been implemented into the vacuum-tube, there is no more access to the components and it is impossible to proof their compliance with the calculated design.

For the verification of their performance, analysing systems covering a large dynamic range are needed, as a result of the high attenuation characteristics of devices required for excitation and measurement of high-order waveguide modes. At a frequency of 140 GHz which have been investigated in this work, powerful narrow-band signal sources are of special interest.

Frequency stabilisation of a backward-wave oscillator (BWO) can be obtained easily by installing a phased locked loop circuit (PLL). While using the stabilized BWO for the transmitting part of a scalar network analyser its dynamic range is extended from 60-70 dB to more than 100 dB. With this setup, first low power mode-purity measurements on exciters for TE-modes of high orders could be realized 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	23
2.6	Modenreinheitsmessung	25
2.6.1	Feldabtastung	26
2.6.2	k-Spektrometer	29
3	Skalarer Netzwerkanalysator	34
4	Rückwärtswellenröhre	37
4.1	Funktionsweise einer Rückwärtswellenröhre	37
4.2	Betriebsdaten der Rückwärtswellenröhre	39
4.3	Ausgangsgrößen	41
4.3.1	Frequenz	41
4.3.2	Leistung	43
4.4	RWO — Spektrum	44
4.5	RWO — Frequenzdrift	46
4.6	Vorteile — Nachteile	47

INHALTSVERZEICHNIS

5	Aufbau der RWO-PLL	48
5.1	Grundstruktur einer PLL	49
5.2	Struktur der PLL	49
5.2.1	Mischstufe	50
5.2.2	Teilerstufe	51
6	Der PLL-Stabilisierte RWO	52
7	PLL-Stabilisierter Netzwerkanalysator	55
7.1	Abschätzung des Dynamikbereiches	57
7.2	Auswirkung auf das k-Spektrometer-Meßsystem	58
A	Schaltpläne	61
A.1	Teilerstufe	61
A.2	Referenzaufbereitung	62
A.3	Frequenzvergleich und Filter	64
A.4	Pufferstufe	66
B	Bestückungspläne und Layouts	67
	Literaturverzeichnis	70

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schnitt durch eine Gyrotronröhre	9
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	Schematische Darstellung eines Niederleistungsmodenerzeugers . .	24
2.7	Querschnitt durch den Modenerzeuger	24
2.8	Längsschnitt durch den Modenerzeuger	25
2.9	Abtasten der Leistungsdichte	26
2.10	Abtastraster	27
2.11	Leistungsverteilung einer $TE_{22,6}$ -Mode	28
2.12	Skizze eines k-Spektrometers	29
2.13	Koordinatensystem am k-Spektrometer	30
2.14	Hauptstrahlrichtung	30
2.15	Drehung der Hauptstrahlrichtung	31
2.16	Einstellung der Meßpolarisation an der Empfangsantenne	32
3.1	Blockschaltbild zur Bestimmung von $S_{21} = \overline{S_{21}} $	34
3.2	Bestehender skalarer Netzwerkanalysator	35
4.1	RWO 170 von Siemens	38
4.2	Verzögerungsleitung	38
4.3	RWO - Elektroden und Versorgungsspannungen	40
4.4	Ausgangsfrequenz über der Verzögerungsspannung	41

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

4.5	Welligkeit der Frequenzcharakteristik	43
4.6	RWO — Ausgangsleistung	44
4.7	Spektralanalyse des unstabilierten RWOs	45
4.8	Störsignal auf der Verzögerungsspannung	45
4.9	Frequenzdrift nach dem Einschalten	46
5.1	Grundstruktur einer Phasenregelschleife	49
5.2	Blockschaltbild der RWO-Regelschleife	50
5.3	Lage der Frequenzen	51
6.1	Spektrum des PLL-Stabilisierten RWO	52
6.2	Spektrum des PLL-Stabilisierten RWO	53
7.1	Skalarer Netzwerkanalysator mit einem Synthesegenerator	56
7.2	Skalarer Netzwerkanalysator mit zwei Synthesegeneratoren	56
7.3	Frequenzaufbereitung durch Vervielfachung	58
7.4	PLL-Stabilisierter RWO bei $f=139.86$ GHz	59
A.1	Blockschaltbild der Teilerstufe	61
A.2	Schaltplan der Teilerstufe	62
A.3	Blockschaltbild der Referenzaufbereitung	63
A.4	Schaltplan der Referenzaufbereitung	63
A.5	Blockschaltbild der Vergleichs- und Filterstufe	64
A.6	Schaltbild der Vergleichs- und Filterstufe	65
A.7	Schaltbild der Pufferstufe	66
B.1	Bestückungsplan für die Pufferstufe	67
B.2	Bestückungsplan für die Hauptplatine	68
B.3	Layout der Pufferplatine	69
B.4	Layout der Hauptplatine	69

Tabellenverzeichnis

4.1	Optimale Betriebswerte der RWO 170	40
4.2	Frequenzabhängigkeit des RWO 170 von U_{delay}	41
4.3	Frequenzabhängigkeit des RWO 170 von den Gitterspannungen	42
4.4	Frequenzdrift nach dem Einschalten	47
7.1	Vergleich wichtiger Parameter	60

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 Röhre in Längsrichtung ausbreitenden Elektronenstrahl und dem HF-Feld längs der Elektronenbahn. Als Beispiel sei die Rückwärtswellenröhre genannt, deren Funktionsweise in Kapitel 4 näher erläutert wird. Weitere Röhren dieser Klasse sind das Klystron und die Wanderwellenröhre (Travelling Wave Tube, TWT), die hier aber nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden sollen. 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 Kreisbahn gyrierenden Elektronen mit der ebenfalls azimuthalen Feldkomponente einer Wellenleitermode hoher Ordnung statt. Statt einer Laufzeitleitung wird hier ein überdimensionierter Wellenleiterresonator eingesetzt.

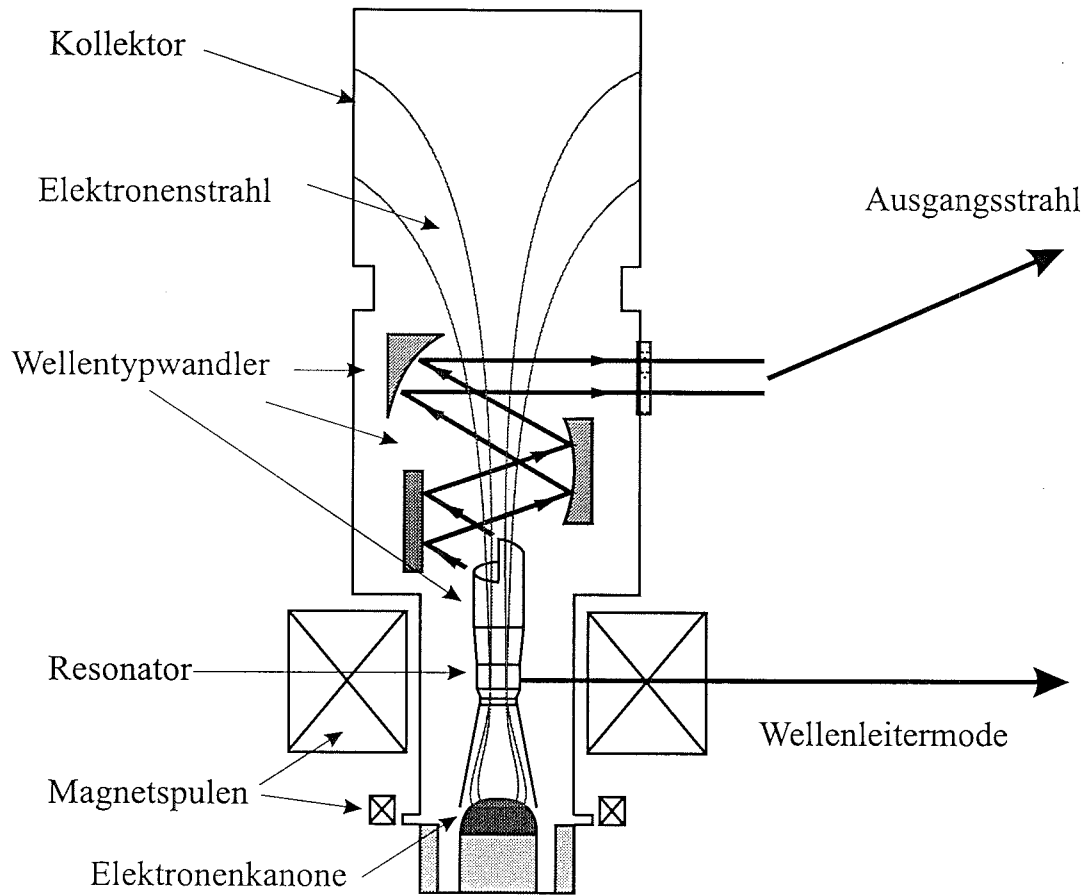
Den Schnitt durch eine Gyrotronröhre mit quasioptischem Wellentypwandlersystem zeigt Abbildung 1.1 auf Seite 9. Eine ringförmige Elektronenkanone emittiert Elektronen, welche in einem elektrischen Längsgleichfeld beschleunigt werden. Gleichzeitig wird ein elektrisches Querfeld angelegt, das die Elektronen in transversaler Richtung beschleunigt. Da ein ebenfalls vorhandenes magnetisches Längsgleichfeld die Elektronen an den Verlauf seiner Feldlinien bindet (Lorenzkraft), entsteht eine helixförmige Flugbahn. Die Rotationsgeschwindigkeit der Elektronen wird vor deren Eintritt in den Resonator weiter gesteigert, indem

der Hohlstrahldurchmesser in einer Kompressionszone verringert wird. Die Elektronen verhalten sich danach schwach relativistisch. Im Resonator wird wegen der Wechselwirkung zwischen dem Elektronenstrahl und einem elektromagnetischen Feld eine Wellenleiterfeldform hoher Ordnung angeregt. Da bei der, in dieser Arbeit näher betrachteten Röhre, eine $TE_{22,6}$ -Mode angeregt wird, spricht man hier von einem $TE_{22,6}$ -Gyrotron. Die Leistungsverteilung dieser Mode ist rechts unten im Bild abgedruckt. Um die Wechselwirkung nach Verlassen des Resonators zu stoppen wird der Durchmesser des Wellenleiters möglichst schnell vergrößert. Die ‚verbrauchten‘ Elektronen werden am Kollektor gesammelt. 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 1.5 Megawatt.

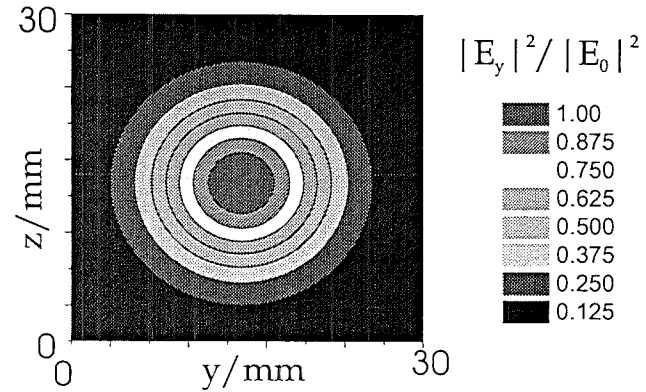
Gyrotronröhren sind Hochvakuumröhren. Die Herstellung des Vakuums ist arbeits- und zeitaufwendig und daher teuer, weshalb ein nachträgliches Öffnen der Röhre vermieden werden soll. Austesten und Korrigieren der Komponenten, insbesondere des quasioptischen Wandlersystems, nach einer „trial and error“ 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 ermittelt.

Das Wandlersystem 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 Wandlersystems 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 (Kapitel 2.6.1). Für quantitative Aussagen über den Modengehalt unerwünschter Modenanteile wird ein Wellenzahlspektrometer (k-Spektrometer) benutzt. (Kapitel 2.6.2). Dieses Verfahren wurde eigentlich für den Leistungsbereich von 100 kW entworfen. Daher sind extrem große Koppeldämpfungen vorhanden, welche die verbleibende Meßdynamik auf wenige dB einschränken; kleine Signale gehen im Rauschen unter.

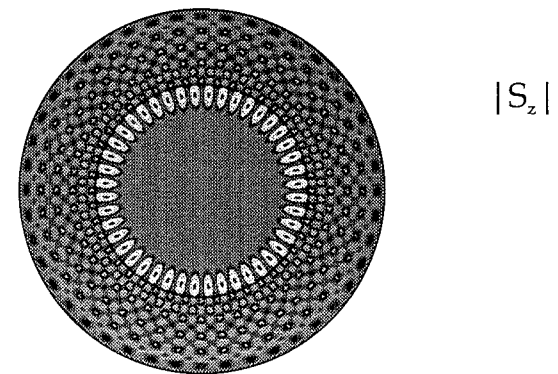
Abbildung 1.1: Schnitt durch eine Gyrotronröhre



Gauss Mode 1. Ordnung



TE_{22,6}- Mode:



Ziel dieser Arbeit war, die Dynamik eines bestehenden Netzwerkanalysators im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz von 70 dB auf ≥ 110 dB zu vergrößern. Damit waren erstmals k-Spektrometermessungen mit kleinen Leistungen an Modenerzeugern möglich.

In Kapitel 2 werden zunächst einige Begriffe und die zuvor erwähnten Millimeterwellenkomponenten (Netzwerkanalyse, Modenerzeuger, k-Spektrometer) näher erläutert. Es folgt eine detaillierte Darstellung des Aufbaus eines Analysesystems mit dem bisher Messungen an Komponenten durchgeführt wurden. Die Probleme des Systems werden aufgezeigt und Lösungen vorgeschlagen. In Kapitel 4 werden die Funktionsweise und die Eigenschaften einer Rückwärtswellenröhre erklärt. Das darauffolgende Kapitel zeigt, wie die Röhre mit einer PLL-Schaltung frequenzstabilisiert wird. Der Erfolg dieser Regelung wird diskutiert und nachfolgend in Kapitel 7 der Aufbau eines Netzwerkanalysators mit sehr hoher Dynamik ausgeführt. Abschließend wird die Dynamikvergrößerung bei Messungen mit dem k-Spektrometer aufgezeigt. Ein Anhang, der die Schaltungsbeschreibung und Platinenlayouts der selbst entworfenen elektronischen Schaltungsteile enthält, schließt diese Arbeit ab.

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 [1] 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-

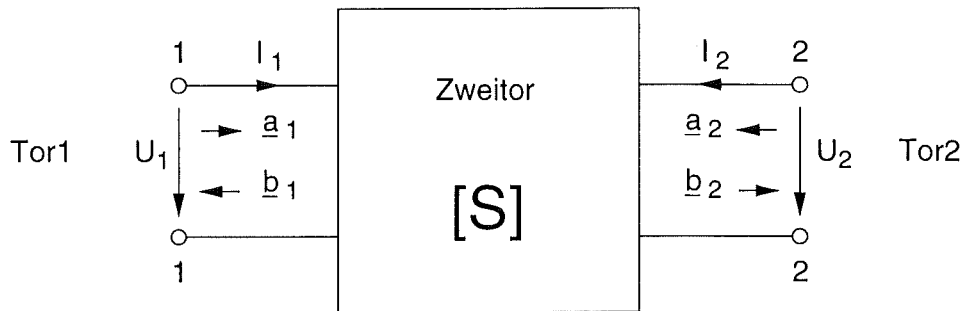


Abbildung 2.1: Zweitor mit Leistungswellen

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 :

$$\underline{b}_1 = S_{11}\underline{a}_1 + S_{12}\underline{a}_2 \quad (2.2) \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

$$\underline{b}_2 = S_{21}\underline{a}_1 + S_{22}\underline{a}_2 \quad (2.3)$$

Zu beachten ist aber: Die Streuparameter sind nur dann eindeutig definiert, wenn der Bezugswellenwiderstand Z mit angegeben ist. Z kann beliebig gewählt werden.

In [1] 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 $S_{21} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0}$ 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 *skalarer Netzwerkanalyse*. Den typischen Aufbau eines Netzwerkanalysators zeigt Abbildung 2.2, das zugehörige Signalflußdiagramm Bild 2.3.

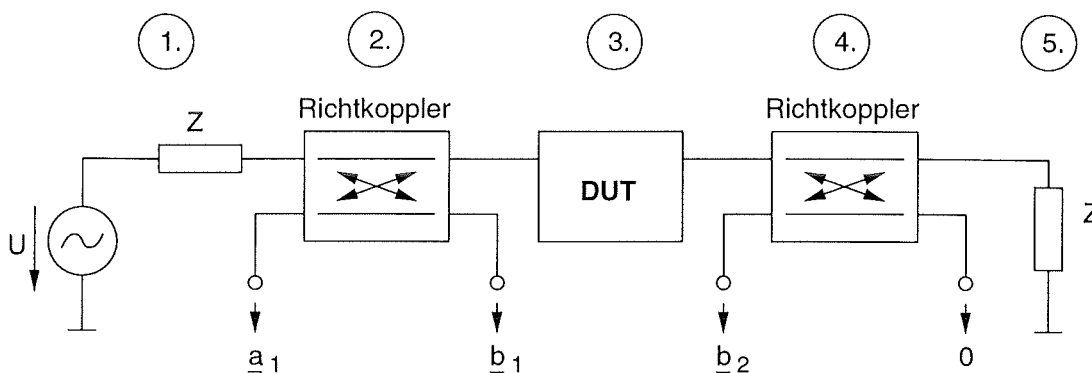


Abbildung 2.2: Grundaufbau eines Netzwerkanalysators

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.

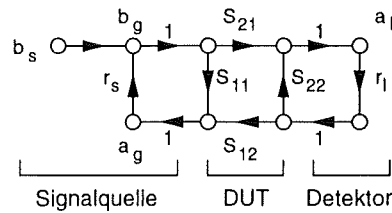


Abbildung 2.3: Signalflußdiagramm

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 [1][2][3].

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 [18]. 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 [4] 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 (Schrottrauschen 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 [2] 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 Bereich von 110–170 GHz. Die Signalverarbeitung soll 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 noch keine VCO- bzw. Synthesizergeneratoren mit der ausreichenden Qualität vorhanden. 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 Synthesizergeneratoren erhältlich sind. Benötigt werden dabei Pegel des Lokaloszillators um 10 dBm, wobei die Mischverluste (Konversionsverluste) über 30 dB liegen ! [5] 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 Er-
stere 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 erfolgt nach den Maxwell-Gleichungen. Durch die Randbedingungen an den gut leitenden Wänden ergibt sich, daß nur ganz bestimmte, diskrete Feldkonfigurationen ausbreitungsfähig sind. 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. 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).

Zur Herleitung der Gleichungen, welche die Ausbreitung beschreiben, wird angenommen, daß der Feldraum ladungsfrei, stromfrei, homogen und isotrop sei [6] [7]. 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:

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

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

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

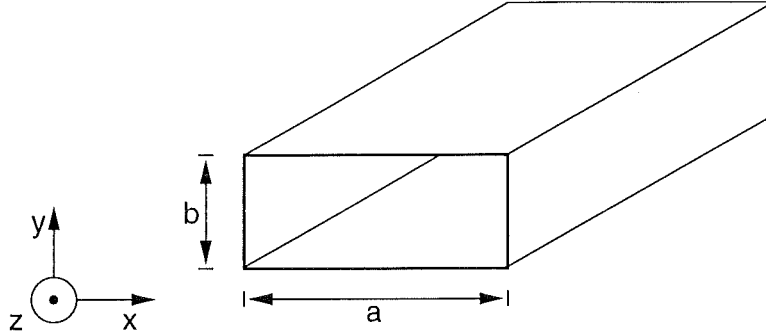


Abbildung 2.4: Rechteckhohlleiter mit Koordinatensystem

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:

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

Die Wellenlänge der sich im Hohlleiter ausbreitenden Welle:

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

Die Phasengeschwindigkeit in z-Richtung:

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

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

2.4.2 Rundhohlleiter

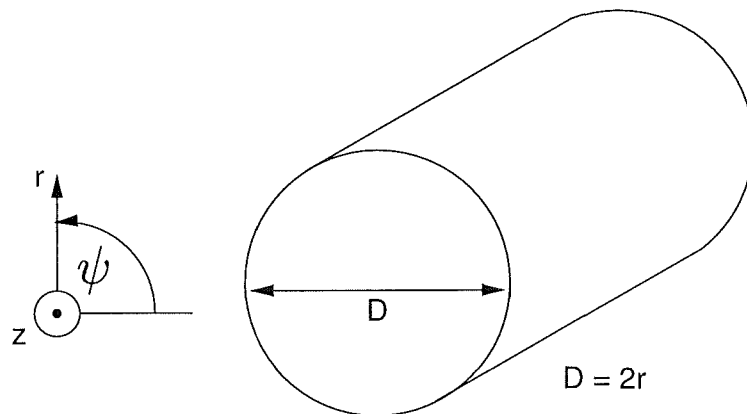


Abbildung 2.5: Rundhohlleiter mit Koordinatensystem

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:

$$\underline{E}_r(r, \psi, z) = \pm \frac{\omega \mu m}{\beta_c'^2 r} \underline{H}_0 J_m(\beta_c' r) e^{\pm j m \psi} e^{j \beta z} \quad (2.44)$$

$$\underline{E}_\psi(r, \psi, z) = j \frac{\omega \mu}{\beta_c'} \underline{H}_0 J_m'(\beta_c' r) e^{\pm j m \psi} e^{j \beta z} \quad (2.45)$$

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

$$\underline{H}_r(r, \psi, z) = j \frac{\beta}{\beta_c'} \underline{H}_0 J_m'(\beta_c' r) e^{\pm j m \psi} e^{j \beta z} \quad (2.47)$$

$$\underline{H}_\psi(r, \psi, z) = \mp \frac{\beta m}{\beta_c'^2 r} \underline{H}_0 J_m(\beta_c' r) e^{\pm j m \psi} e^{j \beta z} \quad (2.48)$$

Anmerkungen zu den Gleichungen für Rundhohlleiter

In den Gleichungen ist:

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

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

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

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

Die Grenzfrequenz errechnet sich im Rundhohlleiter zu:

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

Die zugehörige Wellenlänge im Freiraum ist:

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

Der Brillouin-Winkel:

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

Wobei $(')$ die Ableitung bzw. die Größen der TE-Wellen kennzeichnet.

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.

Der hier verwendete komplexe Lösungsansatz für die azimutale Abhängigkeit ($e^{\pm jm\psi}$) stellt eine sich um die z-Achse rotierende Wellenleitermode dar. Das meist in der Literatur [6] 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.

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 [8]. Eine weitere Methode, die mit Richtkopplern arbeitet wurde in [9] beschrieben.

Der für diese Arbeit zur Verfügung stehende Modenerzeuger arbeitet nach einem quasioptischen Prinzip durch geschickte Einkopplung einer ebenen Welle in einen Rundhohlleiter. Zur Modellierung macht man sich zunutze, daß man eine Kreishohlleiterwelle auch durch Überlagerung ebener Wellen darstellen kann (quasioptische Betrachtungsweise) [10]. Die Bilder 2.6 und 2.7 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 $a_c = \frac{m}{x_{mn}^{(j)}} a$ innerhalb dessen sich kein Strahl ausbreitet. Sie ist in Bild 2.7 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

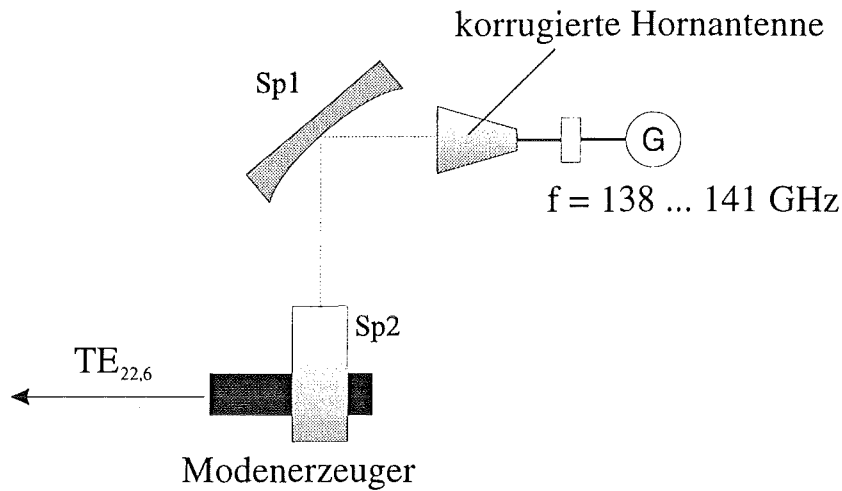


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung eines Niederleistungsmodenerzeugers

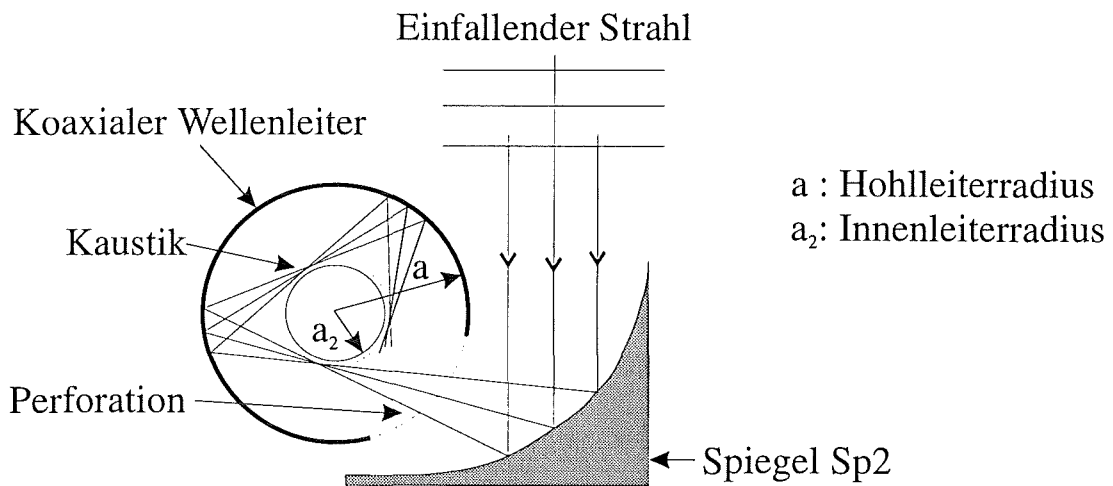


Abbildung 2.7: Querschnitt durch den Modenerzeuger

einen Up-Taper unterteilen. Der Resonator, ähnlich dem im Gyrotron eingesetzten, wird in der Zeichnung 2.8 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 Wel-

lenleiterdurchmesser des Testobjektes vergrößert werden. Dabei bedient man sich eines Up-Tapers, dessen nichtlineare Kontur speziell für diesen Zweck synthetisiert wurde.

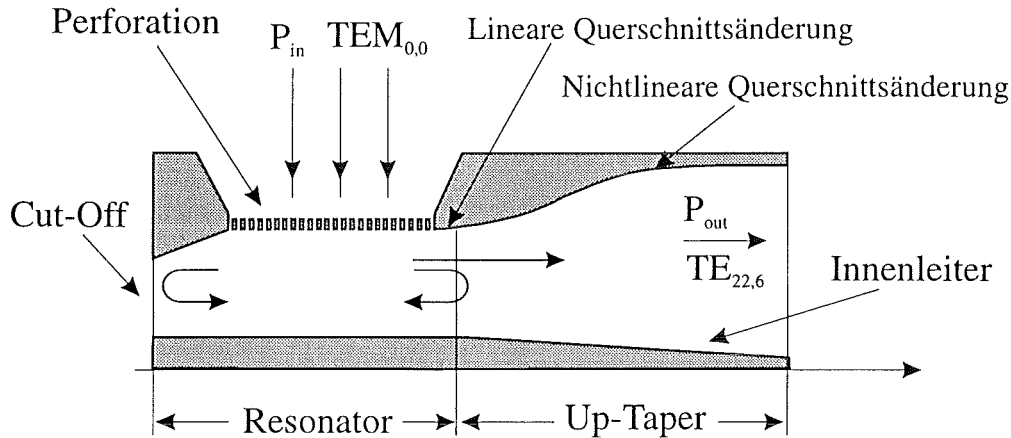


Abbildung 2.8: Längsschnitt durch den Modenerzeuger

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 Besselnullstellen) immer näher zusammen, so daß die unerwünschte Anregung von Nachbarmoden immer 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 [11], [12].

2.6 Modenreinheitsmessung

Um Wellentypwandlersysteme vermessen zu können werden bestimmte Feldverteilungen, wie sie im Gyrotron beim Betrieb auftreten, bei kleiner Leistung benötigt. Mit sogenannten Modenerzeugern können definierte Moden in Rundhohlleitern erzeugt werden. Das in dieser Arbeit verwendete Verfahren wurde im varangehenden Kapitel 2.5 bereits beschrieben. Hierbei ist es unumgänglich zu messen, welche Mode hauptsächlich erzeugt wird und ob gegebenenfalls noch andere Moden in welcher Intensität vorhanden sind. Man spricht daher auch von Modenreinheitsmessung. Nachfolgend werden zwei unterschiedliche Verfahren zur

Modenreinheitsmessung kurz dargestellt und deren unterschiedliche Aussagekraft erläutert. Dies ist zum einen die Aufnahme der Feldverteilung am Ende eines Rundhohlleiters, zum anderen die Messung des Modenspektrums in einem Hohlleiter (k-Spektrometer).

2.6.1 Feldabtastung

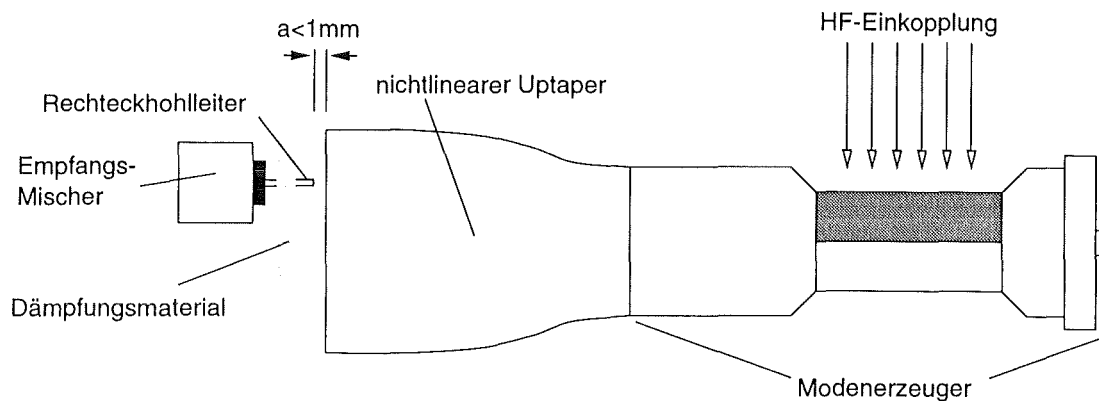


Abbildung 2.9: Abtasten der Leistungsdichte

Das Bild 2.9 zeigt eine Skizze des Aufbaus zur Feldabtastung. 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 absorbierenden Schaumstoff umgeben. Je nach Anordnung des Empfangshohlleiters wird entweder die horizontale oder die vertikale Polarisation registriert. Die Abtastung erfolgt an festen Gitterpunkten, die mit einem ferngesteuerten Arm angefahren werden. Typische Auflösungen des Rasters liegen bei 100×100 Punkten (Bild 2.10).

Das Ergebnis einer solchen Messung zeigt Bild 2.11. Oben ist zum Vergleich eine berechnete Leistungsverteilung einer $TE_{22,6}$ -Mode, unten das Meßergebnis, nach der Addition der vertikalen und horizontalen Polarisation, zu sehen.

Der Vorteil dieses Verfahren liegt darin, daß man die Feldverteilung direkt sehen und beurteilen kann. Ein weiterer Vorteil liegt darin, daß die Meßapparatur wenig Dynamik benötigt, da die Verluste hauptsächlich durch den Modenerzeuger

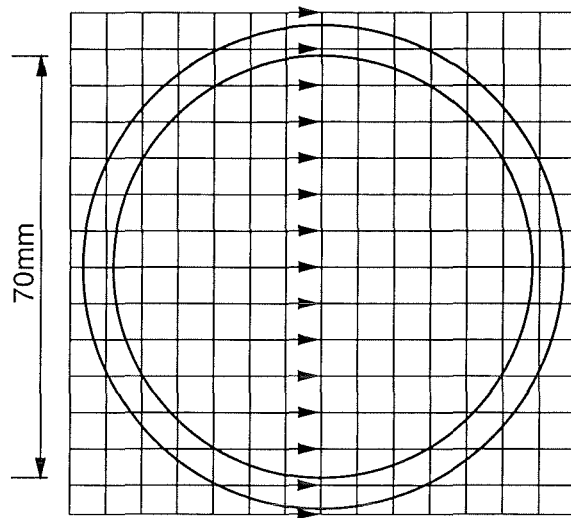


Abbildung 2.10: Abtastraster

bestimmt werden (Die Effizienz beträgt etwa 20% der eingekoppelten Leistung). Zur Aufnahme der unten gezeigten Abbildung 2.11 reichte eine Meßdynamik von 15 dB aus. Dieses Meßverfahren hat aber auch Nachteile. So können bisher nur Modenverteilungen vermessen werden, bei denen eine bestimmte Mode dominant ist. Da die Beurteilung visuell erfolgt, können Störungen von Moden mit kleinen Amplituden kaum bestimmt werden. Desweiteren muß zur Bestimmung des azimuthalen Indexes ein kleiner Anteil der entgegengesetzt (und damit nicht erwünschten) rotierenden Mode enthalten sein. Ein Anteil ab etwa 0.1% reicht aus, um ein stehendes Bild zu erhalten. Rotierende Moden ohne diesen ‚Stehanteil‘ würden ein verwaschenes Bild ergeben.

Insgesamt erhält man mit dieser Methode zwar einen ersten Eindruck über die erzeugte Mode, für genauere Untersuchungen muß man jedoch andere Verfahren anwenden, die es erlauben auch Modenanteile mit kleinen Amplituden messen zu können.

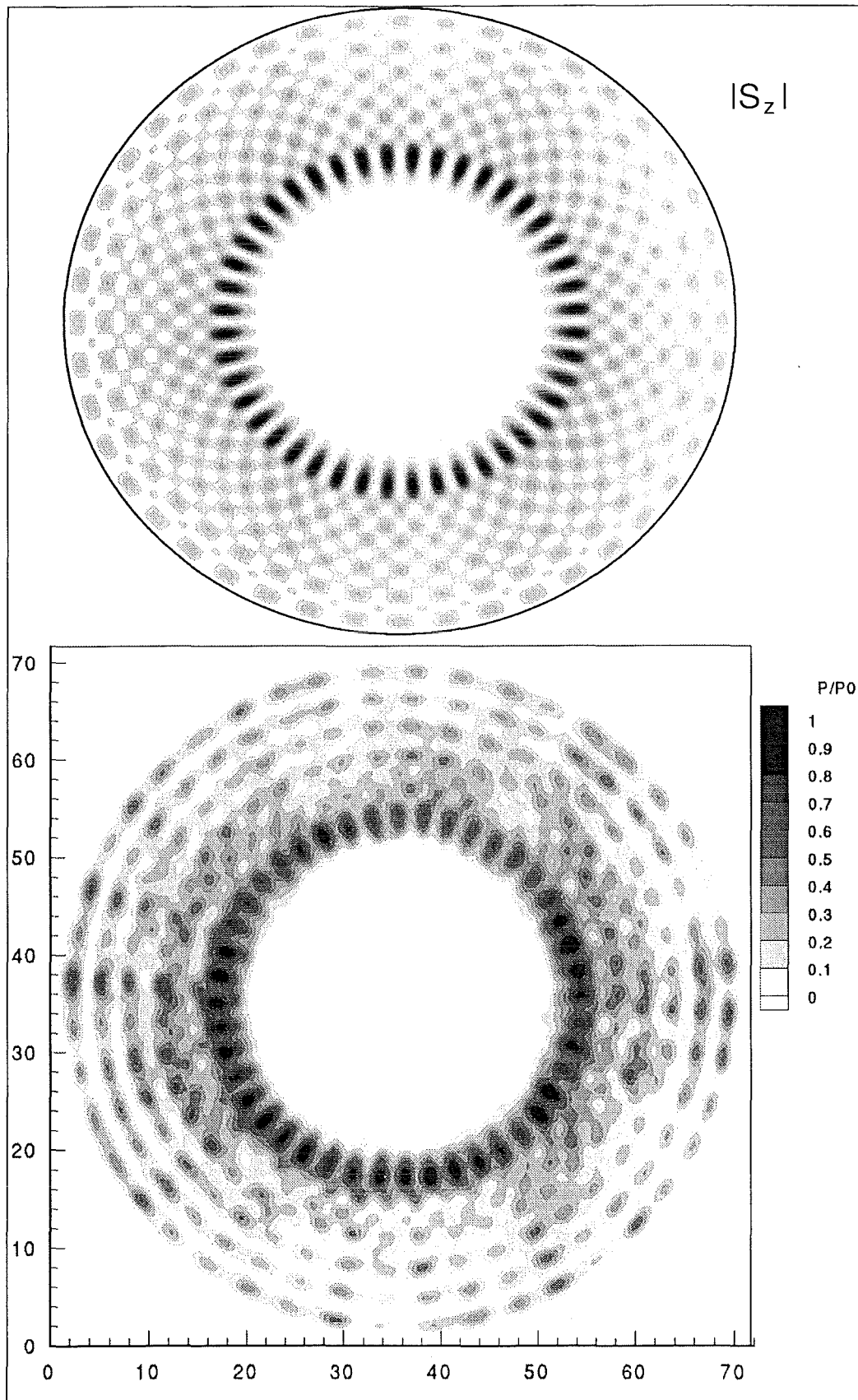


Abbildung 2.11: Oben: Berechneter Pointingvektor in Ausbreitungsrichtung einer „stehenden“ Feldform
Unten: Gemessene Leistungsverteilung einer $TE_{22,6}$ -Mode

2.6.2 k-Spektrometer

Wie in Kapitel 2.4.2 erläutert wurde, kann sich HF-Leistung 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 [13].

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 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. Auf halber Länge des Spektrometers ist ein drehbar ein Arm an dem in zirka 1,10 m eine Empfangsantenne angebracht werden kann. Hier kann zwischen einer parabolischen Spiegelantenne mit 24 cm Durchmesser oder einer Klappspiegelantenne zur Messung bei kleinen Winkeln von θ gewählt werden [14].

Die Skizze 2.12 verdeutlicht die Beschreibung.

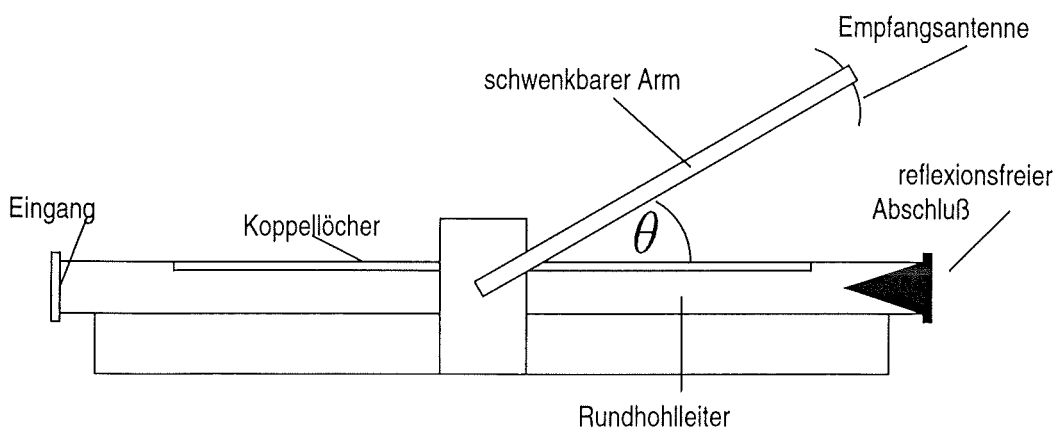


Abbildung 2.12: Skizze eines k-Spektrometers

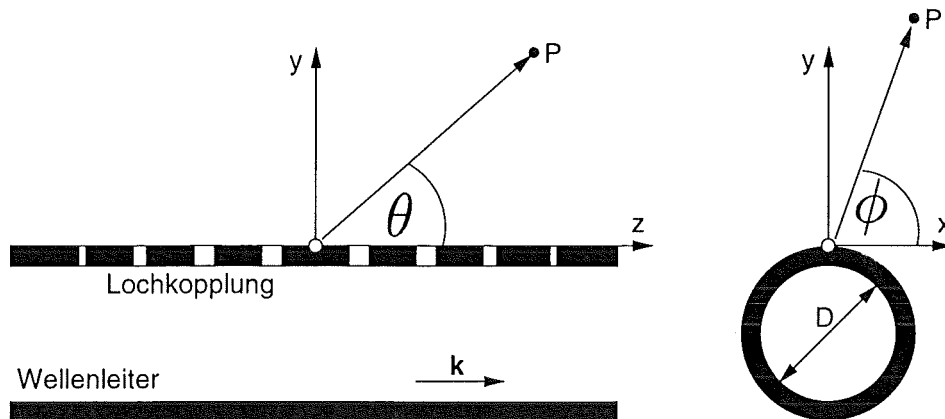
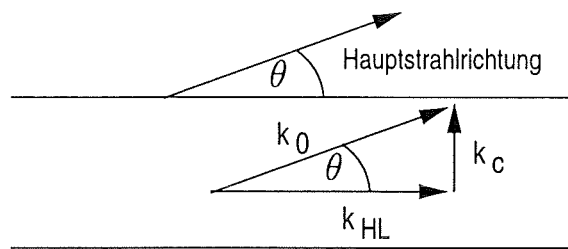


Abbildung 2.13: Koordinatensystem am k-Spektrometer



$$\sin \theta = \frac{k_c}{k_0} \quad (2.55)$$

Ausbreitungszahl im Freiraum : $k_0 = \frac{\omega}{c}$
 Ausbreitungszahl im Hohlleiter : k_{HL}

Abbildung 2.14: Hauptstrahlrichtung

Interessant ist es zu wissen, unter welchen Winkeln die HF-Leistung abgestrahlt wird, da damit auf die Modenzusammensetzung geschlossen werden kann. Zur Beschreibung wird das Koordinatensystem aus Abbildung 2.13 benutzt. Jeder sich im Hohlleiter ausbreitenden Mode ist eindeutig eine Ausbreitungszahl k_c zugeordnet. Die Hauptstrahlrichtung ergibt sich nach [13] aus den Verhältnissen der Wellenzahlen nach Gleichung (2.55). Sie erscheint unter einem Winkel θ bei $\phi = 90^\circ$. θ ist identisch mit dem Brillouin-Winkel der Gleichung (2.54).

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 der Belegung an der Antenne, um 2π nach einer Sinusfunktion (Abbildung 2.15) [15].

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

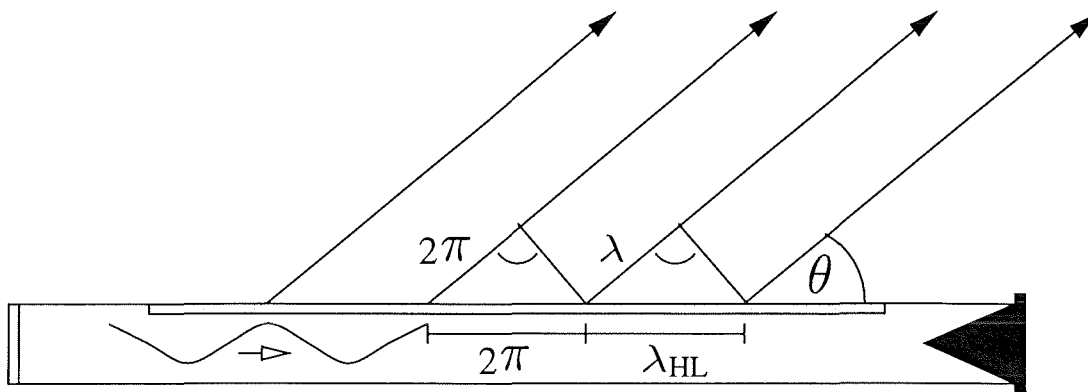


Abbildung 2.15: Drehung der Hauptstrahlrichtung

exakte Angaben, als mehr um die Darstellung der Größenordnung. Die Amplitudenbelegung der Leckwellenantenne wird durch Variation der Koppellochgröße Gaußverteilt. 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. [13] angegeben :

- 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 2.16.

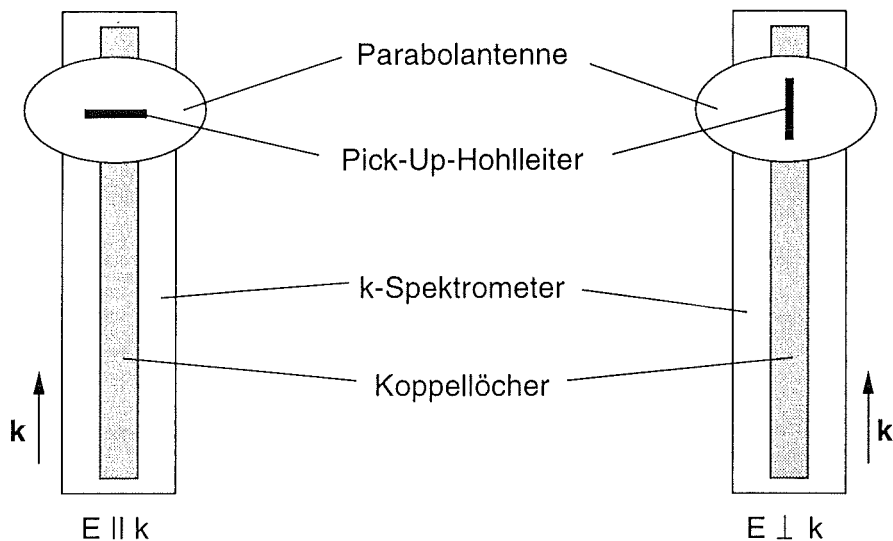


Abbildung 2.16: Einstellung der Meßpolarisation an der Empfangsantenne

Wegen der Lochkopplung ergeben sich verschiedene Koppelfaktoren für verschiedene Moden. Diese können z.B. mit einem Rechnerprogramm berechnet werden. Nachfolgend ist ein kleiner Auszug aus den Rechenergebnissen um die $TE_{22,6}$ -Mode erläutert:

```

Frequency = 139.85 GHz   Wavelength = 2.14367 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 0, 1       3.832          2.1452          2.14     -99.2         .0
[...]
TE 22, 3      34.261         2.2743          19.51     50.9         36.9
TE 22, 4      38.225         2.3100          21.88     48.5         37.5
TE 22, 5      41.988         2.3495          24.16     46.6         38.2
[...]
TE 25, 5      45.558         2.3925          26.37     46.5         39.2
TM 39, 1      45.598         2.3931          26.39     51.1        -99.0
TE 22, 6      45.625         2.3934          26.41     44.9         38.8
TM 8,11       45.638         2.3936          26.42     51.1        -99.0
TE 14, 9      45.740         2.3949          26.48     40.2         38.1
TE 7,12       45.794         2.3956          26.51     33.9         37.8
TE 43, 1      45.852         2.3964          26.55     58.7         46.9
TM 18, 7      45.908         2.3971          26.59     51.0        -99.0
End of Input File after 23 Lines

```

Der Kopf zeigt noch einmal die wichtigsten Daten, für die die Berechnung durchgeführt wurde. Die erste Spalte (MODE) bezeichnet die jeweilige Mode, daneben steht unter ZLM die zugehörige Besselnullestelle. Die dritte Spalte (LAMBH) beinhaltet die Wellenlänge im Hohlleiter. Die Spalte (THETA) zeigt den Abstrahlwinkel θ unter dem die Mode im k-Spektrometer detektierbar ist. In den Spalten fünf und sechs sind schließlich die Koppelfaktoren, für den parallelen (DB E II K)

und senkrechten (DB E L K) Fall, in dB angegeben. Als Bezug dient die Auskopplung der $TE_{0,1}$ -Mode. Ein Koppelfaktor von -99 dB bedeutet, daß diese Feldkomponente nicht existiert. So kann bei einer TM-Mode kein \vec{E} senkrecht zu \vec{k} detektiert werden, weil $H_z = 0$ ist (siehe auch Gleichung (2.42) auf Seite 21).

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

$$X_{mn} = \frac{\sin \theta \cdot \pi \cdot D \cdot f}{c_0} \quad (2.56)$$

die zugehörige Besselnullestelle und damit die Mode berechnen.

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 Resonatormodenauskopplung entworfen worden [14]. Bei Ausgangsleistungen bis zu 1 MW stellen 60 dB Dämpfung kein Problem dar. Ein Niederleistungs-Netzwerkanalysator mit 70 dB Dynamik wäre damit aber bereits am Ende. Die Messung würde sehr nahe an der Rauschgrenze stattfinden und kaum noch reproduzierbare Ergebnisse liefern. (Siehe hierzu auch Kapitel 7.2.)

Die Vorteile dieses Meßverfahrens liegen darin, auch kleine Modenanteile 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 ($\gg 60$ –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.

Kapitel 3

Skalarer Netzwerkanalysator

Ausgangspunkt für diese Studienarbeit war ein bereits bestehender Niederleistungsmeßplatz. Ein solcher Meßplatz besteht aus einem Netzwerkanalysator und einer Meßstrecke. Die Meßstrecke besteht hierbei aus dem zu vermessenden Objekt, sowie Wellentypwandlern, Spiegelsysteme, Detektionseinrichtungen, Richtungsleitungen, Reflektometer und anderen Mitteln um die Wellen zu führen und zu manipulieren.

Für Transmissionsmessungen ist ein Aufbau geeignet der in Abbildung 3.1 gezeigt ist. Die Signalquelle mit ihrem Sender und der Detektor mit seinem Empfänger bildet dabei den oben genannten Netzwerkanalysator.

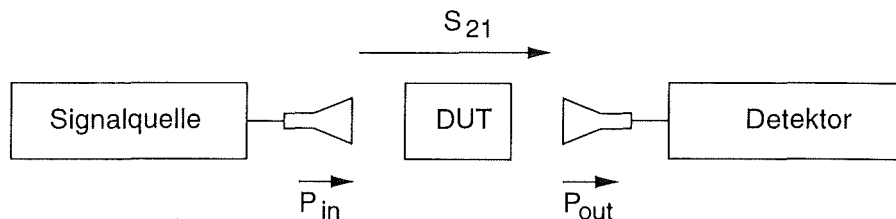


Abbildung 3.1: Blockschaltbild zur Bestimmung von $S_{21} = |\overline{S}_{21}|$

Zur Vereinfachung vernachlässigt man oft die Reflexionen und bezeichnet $S_{21} = P_{out}/P_{in}$ als Leistungsübertragungsfaktor. Zu dessen Bestimmung ist ein Meßaufbau nötig, der P_{out} in Abhängigkeit von P_{in} messen kann.

Das Schaltungskonzept für einen skalaren Netzwerkanalysator mit hohem Meßumfang, sowie hoher Frequenzgenauigkeit und -stabilität wurde in [16] zum ersten Mal vorgestellt und in [17] ausführlich beschrieben. Weitere Verbesserungen kann man aus [18] entnehmen.

In nachfolgender Blockschizze ist dieser Aufbau mit den wichtigsten Komponenten vereinfacht wiedergegeben.

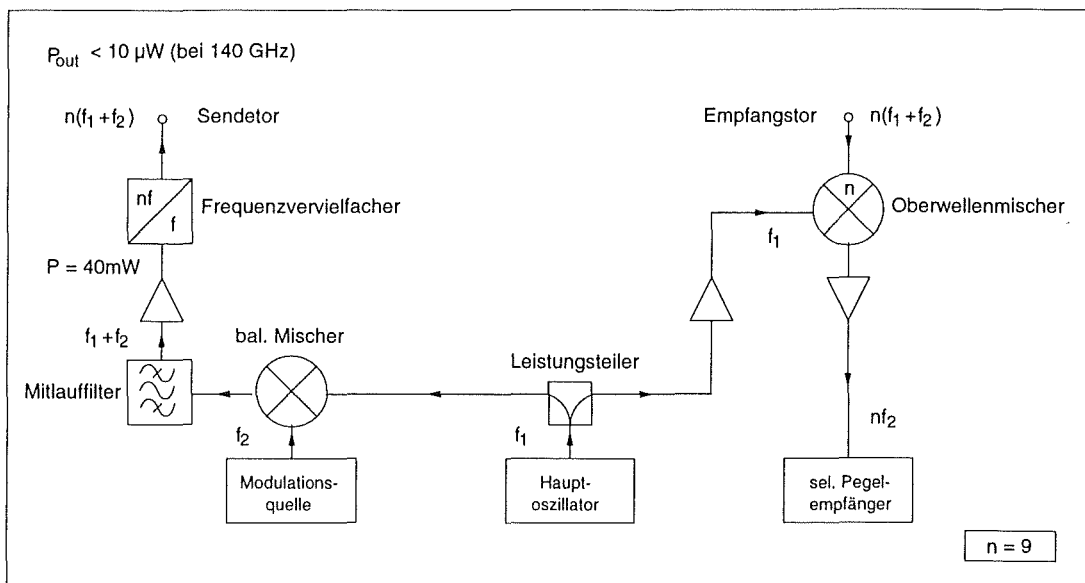


Abbildung 3.2: Bestehender skalarer Netzwerkanalysator

Ein frequenzvariabler Hauptoszillator erzeugt ein Signal im Bereich von $f_1 \approx 15,5$ GHz. Ein Teil davon wird dem Empfangszweig zugeführt. Der andere Teil wird mit einem sehr stabilen festfrequenten Signal (hier $f_2 = 300$ MHz) gemischt. Am Ausgang des balancierten Mixers erhält man zwei Frequenzen im Abstand von 600 MHz (oberes und unteres Seitenband) und evt. einem Trägerrest. Das obere Seitenband wird mit einem YIG-Mitlauffilter separiert, nochmals verstärkt und einer Vervielfacherdiode zugeführt. Dort wird ein Kammpektrum erzeugt bei dem die 9. Oberwelle $9 \cdot (f_1 + f_2)$ im Bereich um 140 GHz liegt. Das Kammpektrum wird über das Sendetor der Meßstrecke mit dem Versuchsaufbau (DUT) zugeführt. Das über das Empfangstor aufgenommene Signal wird mit einem im Oberwellenmischer erzeugten Kammpektrum von f_1 gemischt. Es entstehen die Zwischenfrequenzen $|n \cdot (f_1 + f_2) \pm t \cdot f_1|$, wobei t die Mischharmonische ist. Die Eindeutigkeit der empfangenen Oberwelle wird dadurch sichergestellt, daß der Pegelempfänger auf eine feste Frequenz (hier 2,7 GHz, entsprechend der 9. Harmonischen) eingestellt wird.

Der Vorteil dieses Systems ist die große Frequenzstabilität und spektrale Liniereinheit, die praktisch nur von der festen Quelle bei $f_2 = 300$ MHz abhängt. Damit kann eine kleine Detektionsbandbreite von 100 Hz beim selektiven Pegelempfänger gewählt werden, woraus eine hohe Empfindlichkeit und Frequenzauflösung resultiert. Frequenzabweichungen des Hauptoszillators machen sich unter in [17] genannten Bedingungen über die Korrelationszeit nicht bemerkbar.

Der Nachteil dieses Meßsystems zeigt sich schnell, wenn man die Pegel auf der Sendeseite ansieht. Trotz des hohen Eingangspegels an der Vervielfacherdiode von immerhin 40 mW, bleiben bei der 9. Oberwelle nur noch wenige Mikrowatt

übrig; und dies, obwohl der Vervielfacher auf diese Oberwelle optimiert wurde. Der Dynamikbereich wird stets besser als 60 dB, im Bereich von 122 GHz bis 145 GHz sogar größer 70 dB angegeben.

Der Fortschritt in der Leistungserzeugung von Millimeterwellen erforderte genauere Untersuchungsmethoden. Insbesondere sollte es möglich sein, die Modenreinheit von Modenerzeugern bei kleiner Leistung messen zu können. Hierzu soll ein k-Spektrometer (Kapitel 2.6.2) zur Anwendung kommen. Hiermit ist eine sehr genaue Auflösung des Wellenzahlspektrums, also der vorhandenen Hohlleitermoden, möglich. Je nach Mode betragen die Koppeldämpfungen der Leckwellenleitung bis zu 60 dB und mehr. Weitere Verluste erhält man durch den zu vermessenden Modenerzeuger, der eine Effizienz von etwa 20 % besitzt. Die Meßdynamik des bisher verwendeten Netzwerkanalysators wurde damit allein schon von der Meßstrecke aufgezehrt.

Wichtigste Aufgabe war nun eine Vergrößerung der Dynamik des Meßaufbaus, wobei die Parameter wie Frequenzgenauigkeit und Linienbreite nach Möglichkeit erhalten bleiben sollen. Dies kann erreicht werden, indem die in den Netzwerkanalysator eingespeiste Meßleistung erhöht wird. Vom Konzept der Vervielfachung wird zu einem direktschwingendem Oszillator, der mit einer Regelschleife frequenzstabilisiert wird, übergegangen. Hierzu bietet sich eine Rückwärtswellenröhre an, die im nächsten Kapitel beschrieben wird.

Kapitel 4

Rückwärtswellenröhre

Der Rückwärtswellenoszillator (RWO, auch Backward Wave Oscillator, BWO, Carcinotron) gehört zu den Lauffeldröhren. Kennzeichnend hierfür ist die Wechselwirkung zwischen einer hochfrequenten fortschreitenden Welle mit einer in gleicher Richtung fließenden Elektronenströmung. Eine innere Rückkopplung führt zu dem Verhalten als Zweipoloszillator.

Rückwärtswellenröhren werden für Frequenzen von knapp unter einem Gigahertz bis zu einigen 100 GHz gebaut. Die abgegebenen HF-Dauerleistungen betragen von einigen Milliwatt bis zu einigen Watt.

Nachfolgend soll nun kurz die Funktionsweise dieser Röhren gestreift werden. Dieser Arbeit liegt eine Röhre des Types „RWO170“ der Firma Siemens zugrunde. Dabei handelt es sich um einen O-Typ-RWO (kein magnetisch-statisches Querfeld). Der zweite Typ Rückwärtswellenröhre (M-Typ) funktioniert ähnlich, besitzt aber ein magnetisches Querfeld; hier sei auf die Literatur verwiesen: [19] und [20].

4.1 Funktionsweise einer Rückwärtswellenröhre

Die Abbildung 4.1 zeigt eine Schnittzeichnung einer Rückwärtswellenröhre des Types „RWO170“.

Im rechten Teil der Zeichnung erkennt man ein Elektrodensystem zur Erzeugung eines Elektronenstrahls, das ganz ähnlich dem einer Fernsehbildröhre ist. Eine Kathode emittiert Elektronen, die von einer Anode (G2) mit einer anliegenden Spannung von etwa 2 kV beschleunigt werden. Mittels eines Wehneltzylinders (G1) kann die Intensität des Strahls, und damit die Ausgangsleistung der Röhre verändert werden. Als letztes strahlformendes Element durchläuft der Strahl die Fokussierelektrode (G3). Ab hier verläuft der Elektronenstrahl in einem statischen Längsmagnetfeld mit einer maximalen Flußdichte von 0,65 Tesla, welches

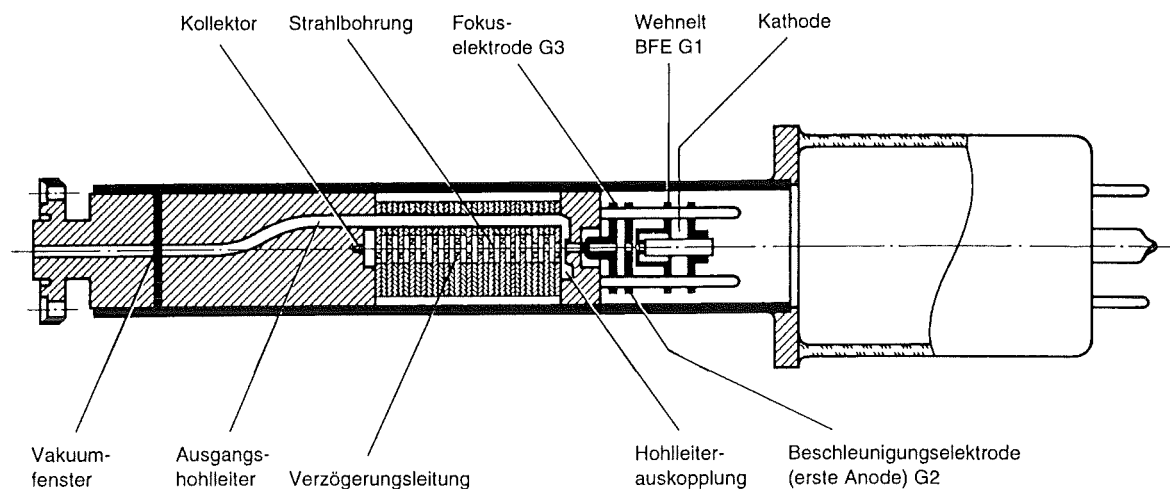


Abbildung 4.1: RWO 170 von Siemens

von einem Samarium-Kobalt-Ringmagneten, der auf dem Röhrenhals aufsitzt, erzeugt wird. Dieses wird benötigt, um den Strahl weiterhin gebündelt zu halten, da die Strahlbohrung in der nachfolgenden Verzögerungsleitung einen Durchmesser von nur 0,11 mm besitzt.

Die Wechselwirkung zwischen dem Elektronenstrahl und einer elektromagnetischen Welle (EM-Welle) kann nur dann stattfinden, wenn beide etwa gleiche Fortpflanzungsgeschwindigkeit haben. Eine Aufgabe der Verzögerungsleitung ist es nun die Geschwindigkeit der Welle soweit zu verlangsamen, daß sie mit der Elektronengeschwindigkeit übereinstimmt. Beim Durchlaufen der Verzögerungsleitung geben die Elektronen ihre kinetische Energie an die in entgegengesetzte Richtung laufende EM-Welle ab. Am Ende werden die „verbrauchten“ Elektronen vom Kollektor gesammelt. Hier befinden sich auch Dämpfungskeile aus Kohlematerial um Reflexionen innerhalb der Röhre zu vermeiden.



Abbildung 4.2: Verzögerungsleitung

Die Herabsetzung der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit erreicht man mit einem periodischen Aufbau der Verzögerungsleitung. Dies kann zum Beispiel eine Interdigitalleitung [19] oder wie in diesem Falle, eine Zusammensetzung von Scheiben mit verschieden großen Strahlbohrungen sein [21]. Für eine gegebene Frequenz kann man die Welle auf der Leitung in Teilwellen aufteilen (sogenannte „Hartree-Harmonische“). Die Amplitudenverteilung unter den Teilwellen bestimmt sich weitgehend aus der Leitungsgeometrie. Insbesondere können Teilwellen auftreten, deren Ausbreitungsrichtung der des Elektronenstrahls entgegengesetzt ist; eine sogenannte Rückwärtswelle.

Eine weitere Aufgabe der Verzögerungsleitung ist es, eine dieser rückwärtslaufenden Teilwellen besonders stark hervortreten zu lassen. Damit läuft die durch das Zusammenspiel von Elektronenstrahl und HF-Feld erzeugte Leistung dem Strahl entgegen und kann am kathodenseitigen Ende in einen Hohlleiter ausgekoppelt werden.

Der in die Leitung einströmende Elektronenstrahl wird an dieser Stelle schon durch die auskoppelnde Hochfrequenz moduliert, womit die Rückwärtswellenröhre bereits eine innere Rückkopplung hat.

Die Verzögerungsleitung verhält sich sehr stark dispersiv. Die Frequenz, bei der eine starke Rückwärtswelle angeregt werden kann, hängt damit sehr von der Elektronengeschwindigkeit ab. Diese wiederum hängt von der effektiven Beschleunigungsspannung, die sich aus der Anoden- und Verzögerungsleitungsspannung ergibt. Meist wird nur zweitens verändert, so daß sich die Frequenz proportional zur Wurzel dieser Spannung verhält.

Das Bild 4.3 zeigt nochmals übersichtlich die Elektroden mit ihren Versorgungsspannungen. Bemerkenswert ist, daß die Verzögerungsleitung leitend mit dem Röhrengehäuse verbunden ist und damit Massenkontakt hat.

4.2 Betriebsdaten der Rückwärtswellenröhre

Für diese Arbeit standen zwei Röhren des Typs Siemens RWO170 mit den Seriennummern 246 und 255 zur Verfügung. Als optimale Betriebswerte waren in den Unterlagen die Werte aus Tabelle 4.1 angegeben. Bei der Inbetriebnahme der Röhre sollten zunächst diese Werte eingestellt werden. Gegebenenfalls läßt sich dann durch leichtes Verändern der Gitterspannungen (besonders von U_{G3}) die Ausgangsleistung ein klein wenig erhöhen.

Vor dem Anlegen der Anoden- und Gitterspannungen soll die Kathode mindestens 2 Minuten lang geheizt worden sein. Besonders beachten sollte man, daß U_{G2} erst als letzte Spannung angelegt werden darf. Ansonsten kann über dieses Gitter ein zu großer Strom fließen, da es die Funktion einer Anode übernimmt

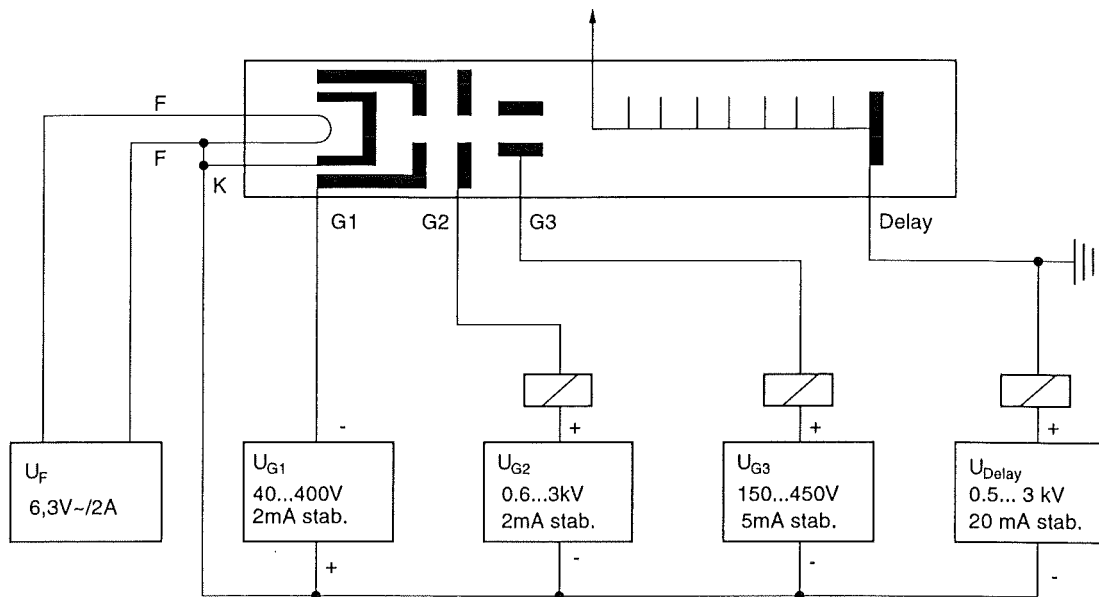


Abbildung 4.3: RWO - Elektroden und Versorgungsspannungen

	S/N 246	S/N 255
U_f	6,3 V	6,3 V
U_{G1}	311 V	300 V
U_{G2}	2000 V	2100 V
U_{G3}	300 V	311 V
I_H	13,3 mA	13,3 mA

Tabelle 4.1: Optimale Betriebswerte der RWO 170

(ähnlich, wie sich ein Schirmgitter einer Tetrode verhalten würde). Im Netzteil ist zwar für diesen Fall eine Überstromsicherung vorgesehen, trotzdem sollte man eine Belastung des Gitters vermeiden. Beim Abschalten ist U_{G2} als erstes zu entfernen. War die Röhre einige Monate nicht mehr in Betrieb, so ist sie zunächst 15 Minuten lange vorzuheizen und dann einige Stunden bei einer verminderten Verzögerungsspannung zu betreiben. Hier sei auf das Datenblatt [22] verwiesen, welches man sich vor der ersten Inbetriebnahme auf jeden Fall durchlesen sollte; ebenso die Unterlagen zu dem Netzgerät [23].

4.3 Ausgangsgrößen

4.3.1 Frequenz

Da die erzeugte Frequenz stark von der Elektronengeschwindigkeit in der Verzögerungsleitung und diese wiederum mit der Wurzel von der Verzögerungsspannung abhängt, folgt dem auch die Ausgangsfrequenz mit sehr guter Näherung.

Ein Diagramm, wie es auch in Datenblättern von Rückwärtswellenröhren zu finden ist zeigt Abbildung 4.4.

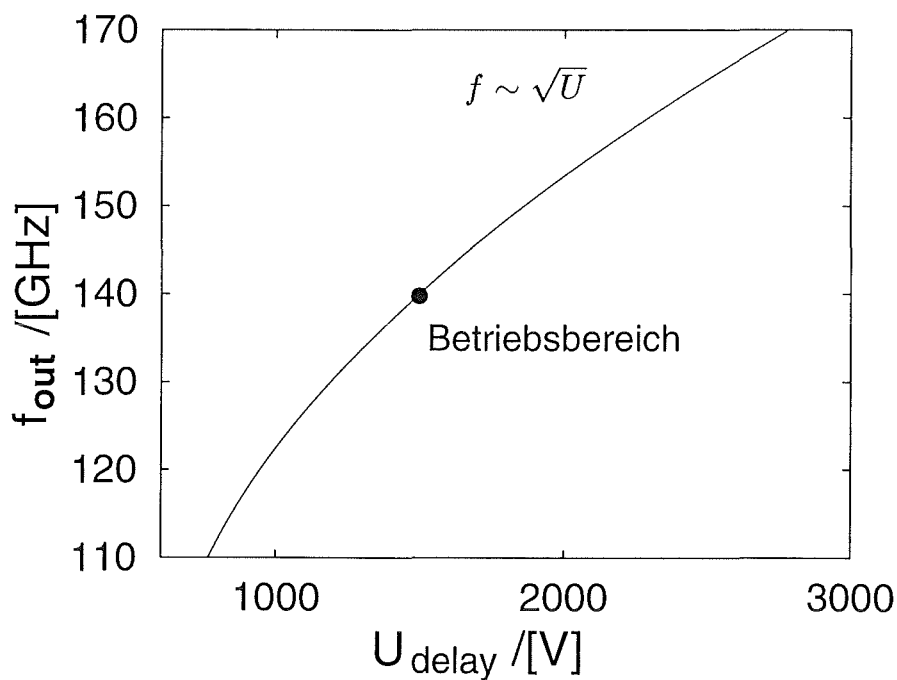


Abbildung 4.4: Ausgangsfrequenz über der Verzögerungsspannung

f	df/dU_{delay}
110 GHz	64 MHz/V
140 GHz	29 MHz/V
170 GHz	9 MHz/V

Tabelle 4.2: Frequenzabhängigkeit des RWO 170 von U_{delay}

Hier offenbart sich schon ein erstes Problem bei der Frequenzeinstellung. Aus dem Diagramm läßt sich die Frequenz bestenfalls auf ein halbes Gigahertz genau ablesen; selbst wenn das Diagramm eine ganze DIN-A4 Seite ausfüllen würde. Die Spannung wiederum kann an dem Netzgerät nur auf ein Volt genau eingestellt werden. Die dazugehörigen Frequenzunsicherheiten können aus der Steigung der Kurve aus Bild 4.4 gewonnen werden. Für drei Arbeitspunkte sind sie in der Tabelle 4.2 angegeben.

Eine weitere Frequenzunsicherheit ist dadurch begründet, daß die Frequenz auch von den Gitterspannungen abhängt. In Tabelle 4.3 sind Werte dafür bei einer Frequenz von 132 GHz bestimmt worden.

Gitterspannungsänderung	Frequenzänderung
$\partial f / \partial U_{G1}$	1,5 MHz/V
$\partial f / \partial U_{G2}$	1,0 MHz/V
$\partial f / \partial U_{G3}$	4 MHz/V

Tabelle 4.3: Frequenzabhängigkeit des RWO 170 von den Gitterspannungen

Nach der Frequenzeinstellung ist daher eine Überprüfung durch eine Frequenzmessung unerlässlich. Einstellungen auf einige Kilohertz genau, wie man sie für schmalbandige Messungen benötigen würde, sind so gut wie unmöglich.

Aus den Frequenzabhängigkeiten wird auch ersichtlich, daß bereits kleine Spannungsänderungen recht große Frequenzänderungen hervorrufen. Die Anforderungen an ein Netzteil in Bezug auf Netzbrummen, Rauschen und Störspitzenunterdrückung sind daher schon recht hoch, um ein sauberes Ausgangssignal zu erhalten.

Eine genauere Betrachtung der Frequenzcharakteristik ergibt eine gewisse Welligkeit des Verlaufs [20], [24]. Die Steigung der Kurve ändert sich nicht monoton, sie besitzt Wendepunkte. Abbildung 4.5 zeigt dies an einem Ausschnitt der Kurve stark übertrieben. Durch Kreise hervorgehoben sind Bereiche, in denen die Steigung der Kurve kleiner Null wird. Für einen unregelmäßigen Betrieb ist das weitgehend ohne Belang, da der Verlauf stetig bleibt und nach wie vor jede Frequenz eingestellt werden kann. Wird jedoch eine Frequenzregelung verwendet, die auf einen monotonen Steigungsverlauf angewiesen ist, gibt es kleine Bereiche in denen sie schlichtweg nicht funktioniert. Bestimmte Frequenzen können daher nicht eingestellt werden. Eine solche Stelle gibt es bei der Röhre mit der Seriennummer 246 im Bereich von 139,695 GHz. Sicherlich kann man noch weitere finden.

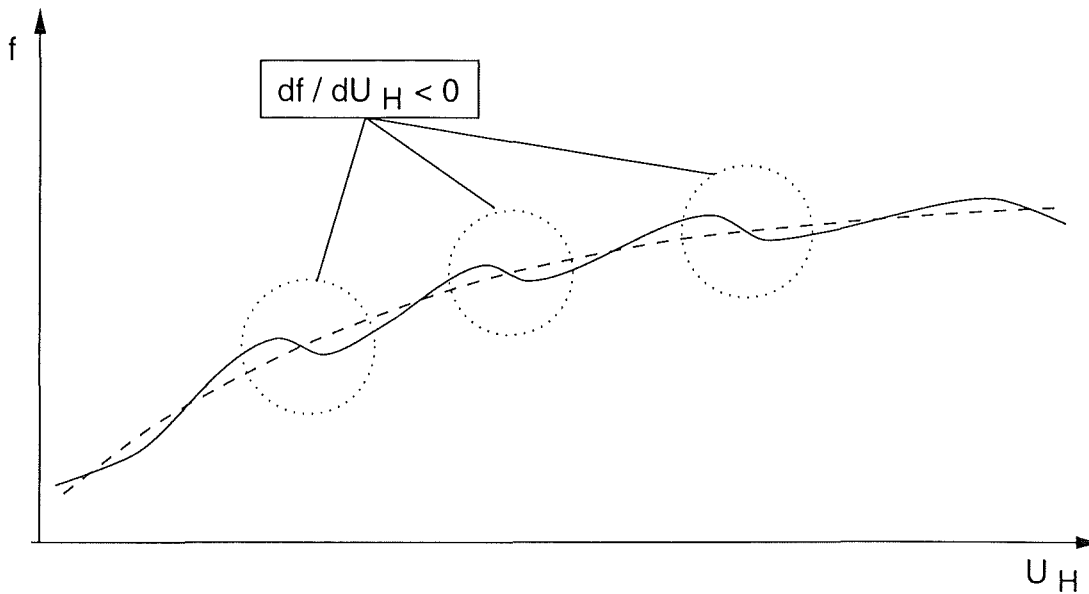


Abbildung 4.5: Welligkeit der Frequenzcharakteristik

4.3.2 Leistung

Die Ausgangsleistung ist über der Frequenz leider nicht gleichbleibend verteilt. Bild 4.6, das dem Datenblatt entnommen wurde, zeigt den typischen Verlauf einer Rückwärtswellenröhre. Der Energieübergang vom Elektronenstrahl an das HF-Feld in der Laufzeitstruktur ist nicht für alle Frequenzen gleich gut. Untersucht man die Ausgangsleistung in kleinen Frequenzintervallen von etwa 1 MHz, so stellt man fest, daß die Abbildung etwas zu gut dargestellt ist. Der Verlauf ist in Wirklichkeit sehr viel kantiger und zerklüfteter. Es gibt sogar Stellen in der Mitte des Frequenzbandes in der die Leistung auf unter 1 mW zurück geht. Da eine vollständige Abtastung in 1 MHz-Schritten sehr zeitaufwendig ist, wurde darauf verzichtet. Die Tendenz, daß in Bandmitte die größte Leistung und zu den Bandenden hin weniger Leistung zu erwarten ist, konnte bestätigt werden. Im Bereich um 140 GHz kann mit etwa 20 mW Ausgangsleistung gerechnet werden. Diese Struktur von lokalen Maxima und Minima ist zudem auch von den Gitterspannungen abhängig. Wie vorher schon erwähnt kann nach der Anleitung zu der Röhre mit U_{G3} die Ausgangsleistung bei einer festen Frequenz optimiert werden.

Bei betriebswarmer Röhre (nach etwa 20 Minuten) konnte keine nennenswerte Veränderung der Ausgangsleistung festgestellt werden.

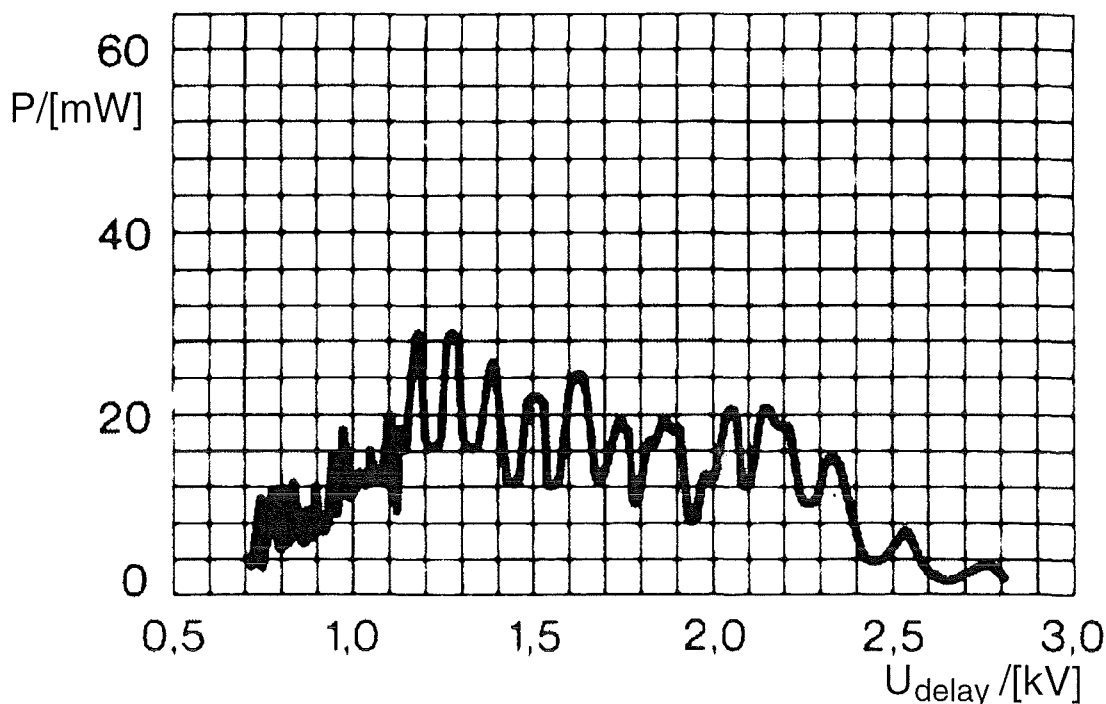


Abbildung 4.6: RWO — Ausgangsleistung

4.4 RWO — Spektrum

Mit einem Spektrumanalysator des Typs Tek494AP, und den zugehörigen harmonischen Mischern wurde das Spektrum des ungestabilisierten RWO170 aufgenommen. Hierbei war zu beobachten, daß die Linie in einem Bereich von etwa 8 MHz sehr schnell pendelte. Ein stehendes Bild war mit den Standardeinstellungen des Analysators nicht aufzunehmen. Um diesen Bereich genauer festlegen zu können, wurde die Abtastzeit (Sweep) auf 10 Sekunden vergrößert. Bei Betrachtung des erhaltenen Bildes kann man zwar nicht mehr von einem Spektrum reden, dafür ist der ‚Aufenthaltsbereich‘ deutlich zu erkennen. Die emittierte Leistung wird auf diesen Bereich nahezu gleichmäßig ‚verschmiert‘. Für schmalbandige Messungen mit hoher Dynamik ist eine solche Quelle nicht zu gebrauchen, da das Empfangsfilter mindestens 8 MHz breit sein müßte. Dieses würde den Rauschflur unnötig anheben, und die Meßapparatur unempfindlich machen.

Um die Ursache für die Störung zu finden, wurden die Ausgangsspannungen des Netzteils unter Zuhilfenahme eines 1:100-Hochspannungsmesskopfes oszilloskopiert. Dabei wurde auf der Verzögerungsspannung das größte Überlagerungssignal registriert, welches Bild 4.8 zeigt. Deutlich ist ein 50 Hz-Netzbrumm und ein überlagertes Rechtecksignal aus der Spannungsregelung zu erkennen. Ab und

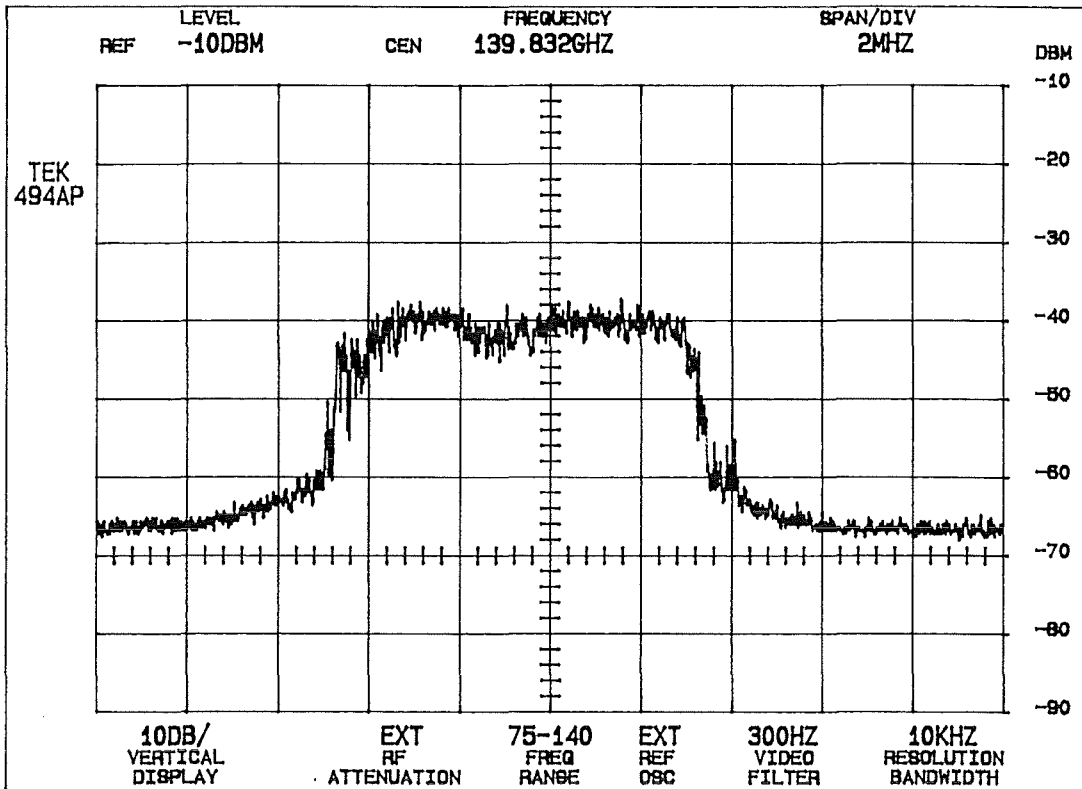


Abbildung 4.7: Spektralanalyse des unstabilisierten RWOs

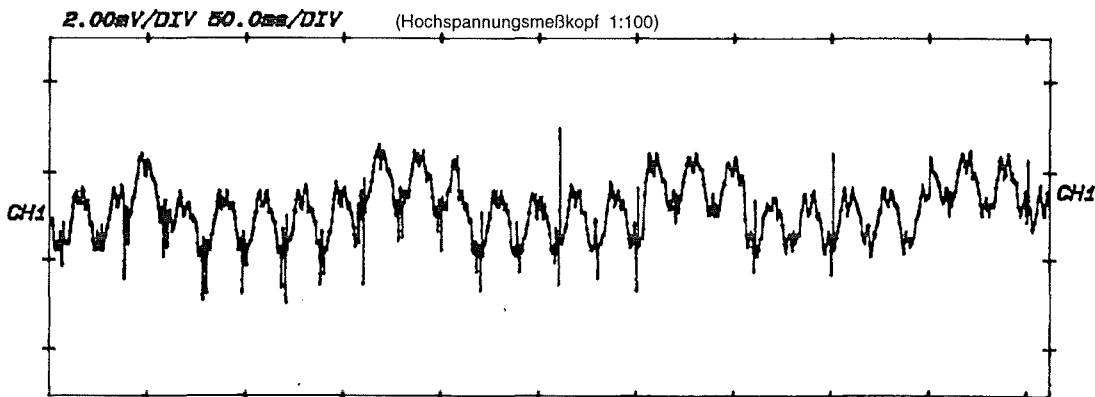


Abbildung 4.8: Störsignal auf der Verzögerungsspannung

zu treten einzelne Spannungsimpulse auf. Die Spitze zu Spitze Spannung wurde zu 320 mV ermittelt. Rechnet man mit den Frequenzabhängigkeiten aus Tabelle 4.2 ergeben sich Frequenzabweichungen um ca. 9 MHz. Dies deckt sich mit den Ergebnissen aus der Spektralanalyse.

4.5 RWO — Frequenzdrift

Die Rückwärtswellenröhre erwärmt sich im Betrieb. Dabei verändern die Komponenten im Inneren der Röhre geringfügig ihre Größe. Veränderungen an der Laufzeitleitung machen sich direkt in der erzeugten Frequenz bemerkbar. Auch das Netzteil verändert im Laufe der Betriebsdauer seine Spannungen in kleinem Maße. Die Auswirkung ist ähnlich. Die Frequenzdrift wurde mit einem Frequenz zu Zeit Analysator registriert. Das Ausgangssignal des RWO wurde dazu heterodyn in einen Zwischenfrequenzbereich um 500 MHz umgesetzt. Die Röhre wurde auf Betriebstemperatur vorgeheizt und danach die Frequenzabweichung nach dem Einschalten der Verzögerungsspannung aufgenommen. Das Ergebnis zeigen das Bild 4.9 und Tabelle 4.4.

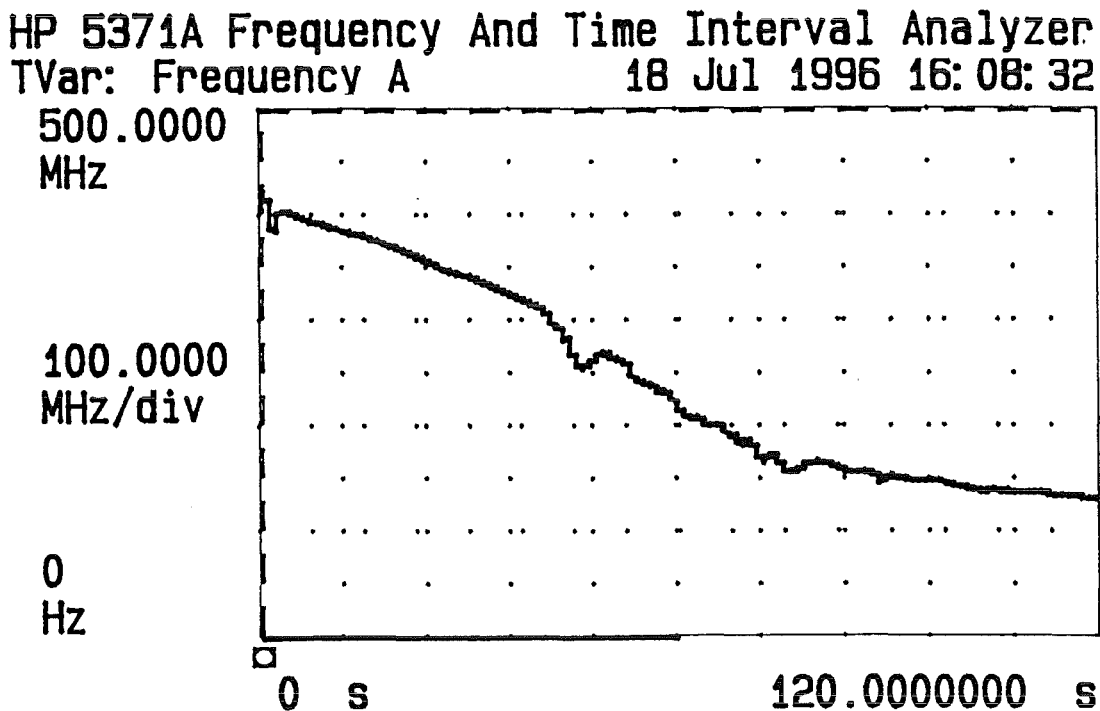


Abbildung 4.9: Frequenzdrift nach dem Einschalten

Zeit	df/dt
1 min	-220 MHz/min
5 min	-20 MHz/min
30 min	-1 MHz/min
45 min	-100 kHz/min
60 min	-10 kHz/min
90 min	-1 kHz/min

Tabelle 4.4: Frequenzdrift nach dem Einschalten

Selbst nach einer Betriebsdauer von 90 Minuten driftet die Ausgangsfrequenz noch immer um etwa 1 kHz weg. Schmalbandige Messungen werden dadurch praktisch unmöglich, sofern man den technischen Rahmen in Grenzen halten will. Man müßte dauernd den Empfänger mit einer AFC (Automatic Frequency Control) folgen lassen, oder besser, den Sender immer wieder nachstimmen. Die absolut recht großen Frequenzänderungen der Rückwärtswellenröhre kann man auf kleinste Wärmeausdehnungen der Verzögerungsleitung zurückführen.

4.6 Vorteile — Nachteile

Vorteile der Rückwärtswellenröhre :

- Die Frequenz ist elektrisch durchstimmbar
- Großer überstrichener Frequenzbereich (i.d.R. eine Oktave)
- Kein mechanisch abstimmbarer Resonator nötig
- Ausgangsleistung in einen gut handhabbaren Bereich (ca. 20 mW)
- Frequenz- und Amplitudenmodulierbar

Nachteile der Rückwärtswellenröhre :

- Leistungsänderung über der Frequenz
- Die Frequenzkennlinie besitzt eine Welligkeit mit Abschnitten bei denen $df/dU_H < 0$ ist
- Temperaturdrift größer einige Kilohertz pro Minute.
- Nicht sofort nach dem Einschalten betriebsbereit

Kapitel 5

Aufbau der RWO-PLL

Wie im vorhergehenden Kapitel gezeigt wurde, läßt sich die Ausgangsfrequenz einer Rückwärtswellenröhre im Bereich einer Oktave durch die Spannung an der Verzögerungsleitung einstellen. Wegen der relativ großen Frequenzänderung über der Spannung (Größenordnung mehrere 10 MHz/V) bewirken schon kleine Störspannungen im Millivoltbereich große Frequenzabweichungen. Eine weitere Stabilisierung der Versorgungsspannungen könnte dieses Problem sicherlich minimieren. Leider ist im Netzteilgehäuse nicht sehr viel Platz für große Hochspannungskondensatoren vorhanden. Die Röhrentrioden der Hochspannungsregelung benötigen sehr viel Luftraum zur Wärmeabfuhr. Diese sollte man tunlichst nicht behindern. Als „elegante“ Lösung könnte man eine Neukonstruktion oder die Neuanschaffung eines geeigneten Netzteils erwägen. Wie im nächsten Absatz erläutert wird, ist dies nicht nur aus finanzieller Sicht nicht der optimale Weg.

Die Stabilisierung der Versorgungsspannung löst nicht alle Probleme. So bleibt immer noch die immense Frequenzdrift hervorgerufen durch die Wärmeausdehnung der Verzögerungsleitung. Abweichungen von 350 MHz in den ersten zwei Minuten nach dem Einschalten der Hochspannung und immer noch 1 kHz pro Minute Drift nach zwei Stunden Betrieb machen einen sicheren Meßbetrieb mit kleinen Detektionsbandbreiten geradezu unmöglich.

Ein weiteres Problem stellt die Genauigkeit der Einstellung einer bestimmten Frequenz dar. Das Diagramm, das die einzustellende Spannung für eine Frequenz zeigt, ist sehr grob. Am Netzteil selbst kann die Spannung für die Verzögerungsleitung nur auf ein Volt genau eingestellt werden. Zudem hängt sie auch etwas von dem Arbeitspunkt der Rückwärtswellenröhre ab. Es bleibt somit eine Frequenzunsicherheit von etwa 100 MHz im günstigen Fall. Für reproduzierbare Meßreihen ist dies sicherlich schon zu viel. Nachmessen der Frequenz im Meßbetrieb ist nur sehr umständlich möglich. Recht schnelle Methoden, wie Absorptionsfrequenzmesser sind zu ungenau und präzise Methoden, wie das Auszählen von Nullstellen auf einer Meßleitung behindern den eigentlichen Meßbetrieb viel zu sehr.

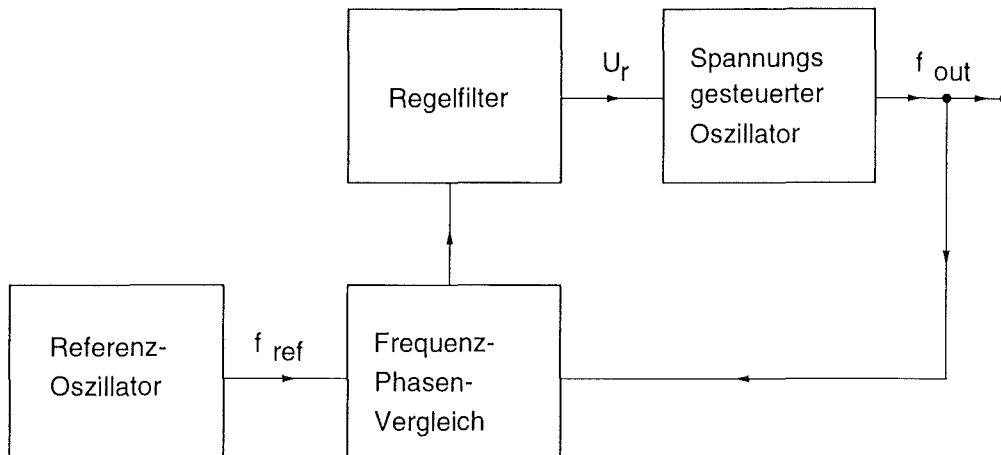


Abbildung 5.1: Grundstruktur einer Phasenregelschleife

Wie nun gezeigt wird, löst die PLL sowohl das Problem der Wärmedrift, als auch das einer genauen Frequenzeinstellung bis zu einer Unsicherheit von etwa 50 Hz, die nur noch von den Referenzgeneratoren abhängig ist. Zudem bekommt man auch das durch Störspannungen hervorgerufene Problem der Spektrumserweiterung in den Griff. Der Großteil der erzeugten Leistung wird innerhalb eines weniger als 10 Hz breiten Bandes gehalten.

5.1 Grundstruktur einer PLL

Anhand der Abbildung 5.1 soll hier nochmals kurz die Funktionsweise einer Phasenregelschleife wiederholt werden. Ein spannungsgesteuerter Oszillator (Voltage Controlled Oscillator, VCO) erzeugt die zu regelnde Ausgangsfrequenz. Dieses Signal wird aufgeteilt; ein Zweig geht zur Ausgangsbuchse, der zweite Zweig geht einem Eingang eines Phasen- und Frequenzdiskriminators (PFD) zu. Ein Referenzoszillator speist den zweiten Eingang des Diskriminators. Der PFD erzeugt je nach Phasen- und Frequenzabweichung ein Signal, mit dem der VCO geregelt werden kann. Zur Beeinflussung der Regeldynamik und Anpassung an den VCO durchläuft das Signal noch ein Regelfilter. Ziel ist die frequenz- und phasenstarre Ankopplung des Ausgangssignals an den Referenzoszillator [25], [26].

5.2 Struktur der PLL

Die in Abbildung 5.1 gezeigte Struktur kann für den Fall des RWO nicht einfach übernommen werden, da es für den Bereich um 140 GHz weder Referenzoszillatoren noch Frequenzdiskriminatoren aus elektronischen Bauteilen gibt.

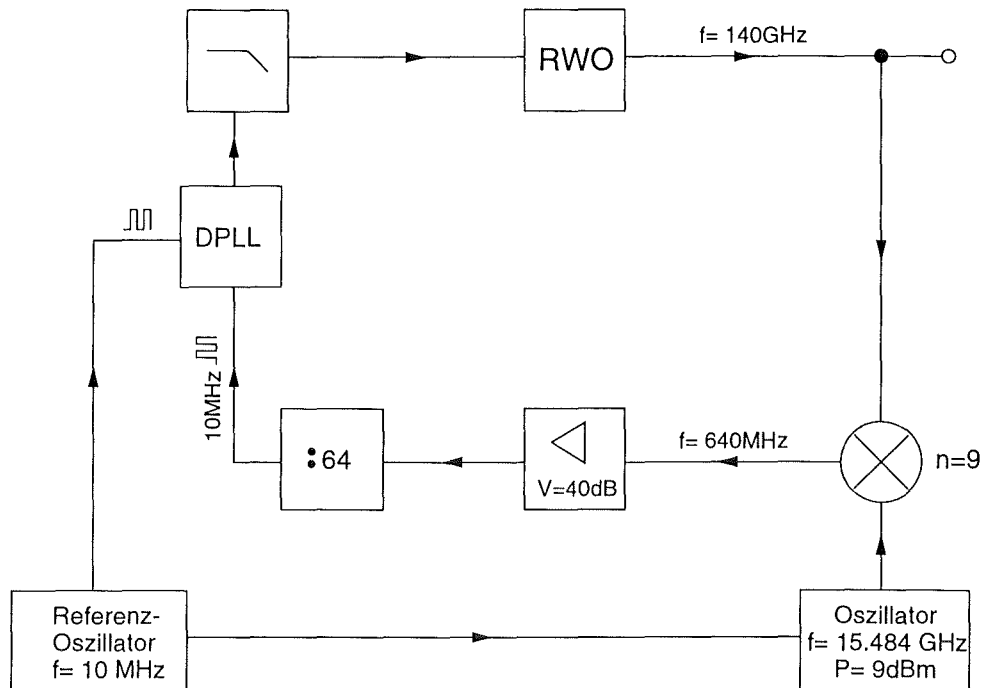


Abbildung 5.2: Blockschaltbild der RWO-Regelschleife

Erweitert man den Aufbau um Mischer und Frequenzteiler, kann man den Frequenzvergleich bei tieferen Frequenzen durchführen. Abbildung 5.2 zeigt das Blockschaltbild der erweiterten PLL-Regelschleife.

Es sollen nun die hinzugefügte Misch- und Teilerstufe genauer betrachtet werden.

5.2.1 Mischstufe

Die Aufgabe der Mischstufe besteht darin, den Millimeterwellenbereich in einen Frequenzbereich zu transformieren, bei dem leicht erhältliche, billige und funktionsichere Teilerbausteine beschaffbar sind.

Benutzt werden hier Oberwellenmischer der Firma Telefunken [5]. Diese Mischer sind auf die neunte Harmonische des LO-Signals optimiert. Will man Signale im Bereich von 140 GHz mit Hilfe eines Oberwellenmischer mit der 9. Harmonischen unter 1 GHz transformieren benötigt man Lokaloszillatoren im Bereich von 15.5 GHz. Hierzu stehen zur Zeit Synthesizergeneratoren der Typen HP8340A, HP8341A und HP8673B zur Verfügung.

Frequenzabweichungen der Rückwärtswellenröhre sollen im Zwischenfrequenzbereich in gleicher Richtung erfolgen, daher muß die Mischung in Gleichlage erfolgen und man erhält folgende Anordnung der Frequenzen:

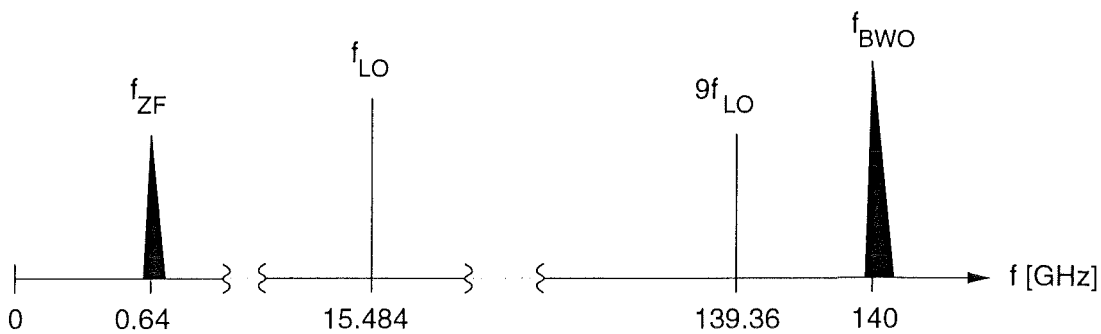


Abbildung 5.3: Lage der Frequenzen

Daraus kann man folgende Gleichung ableiten, die die Ausgangsfrequenz der Rückwärtswellenröhre mit der Lokalfrequenz verknüpft, wenn die Regelschleife eingerastet ist :

$$\boxed{f_{BWO} = 9 \cdot f_{LO} + 640 \text{ MHz}} \quad (5.1)$$

5.2.2 Teilerstufe

Viele hochwertige Synthesizer-Frequenzgeneratoren besitzen einen 10 MHz Referenzanschluss. Hier kann ein sehr stabiles Signal abgenommen werden, welches man als Vergleichsnorm für eine PLL-Regelschleife benutzen kann. Es wird meistens von einem temperaturstabilisierten Quarzgenerator abgeleitet und besitzt somit eine Genauigkeit von etwa 10^{-9} .

Für den Teilerbaustein fiel die Wahl auf einen einfach beschaffbaren ECL (Emitter Coupled Logic) Teiler des Types U664 von Telefunken. Dieser arbeitet bis 1200 MHz, benötigt minimal 40 mV Eingangsspannung und hat ein Teilverhältnis von 64. Damit war die 1. Zwischenfrequenz zu 640 MHz festgelegt.

Kapitel 6

Der PLL-Stabilisierte RWO

Das Ergebnis der Stabilisierung ist angesichts des einfachen Aufbaus ausgezeichnet. Eine spektrale Untersuchung zeigt den Erfolg:

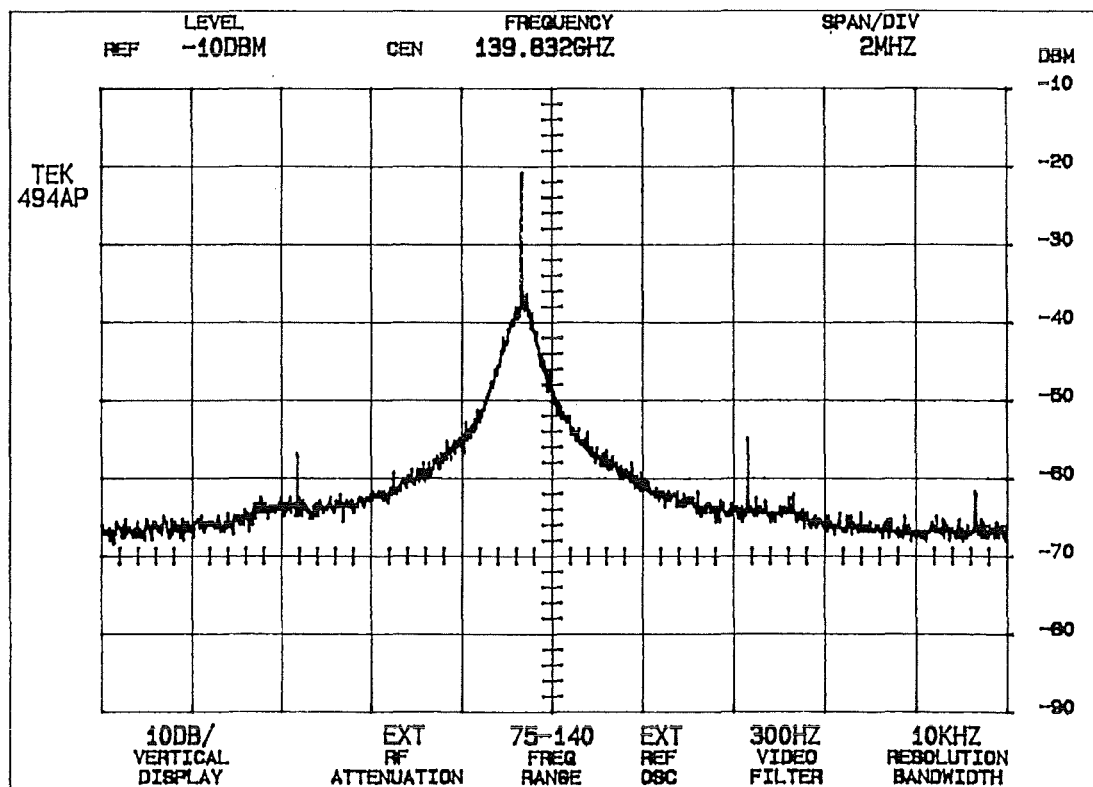


Abbildung 6.1: Spektrum des PLL-Stabilisierten RWO

Um die Spektren der Bilder 6.1 und 4.7 auf Seite 45 vergleichen zu können, wurden beide mit den gleichen Einstellungen am Spektrumanalysator aufgenommen. Man erkennt deutlich die Einengung des benutzten Frequenzbereiches. In der Mitte ist eine sehr scharfe Linie zu erkennen, die den Phasenrauschberg um etwa 20 dB überragt. Die Spitze liegt um diesen Wert über der Leistung, die mit der unstabilierten Röhre detektierbar war. Im Abstand von jeweils 5 MHz sind Nebenaussendungen vorhanden, die für PLL-geregelte Oszillatoren typisch sind. Sie liegen zum einen etwa 35 dB unter dem Trägerwert, zum anderen liegen sie bei dieser Anwendung außerhalb der Empfangsbandbreite und stören daher zunächst nicht.

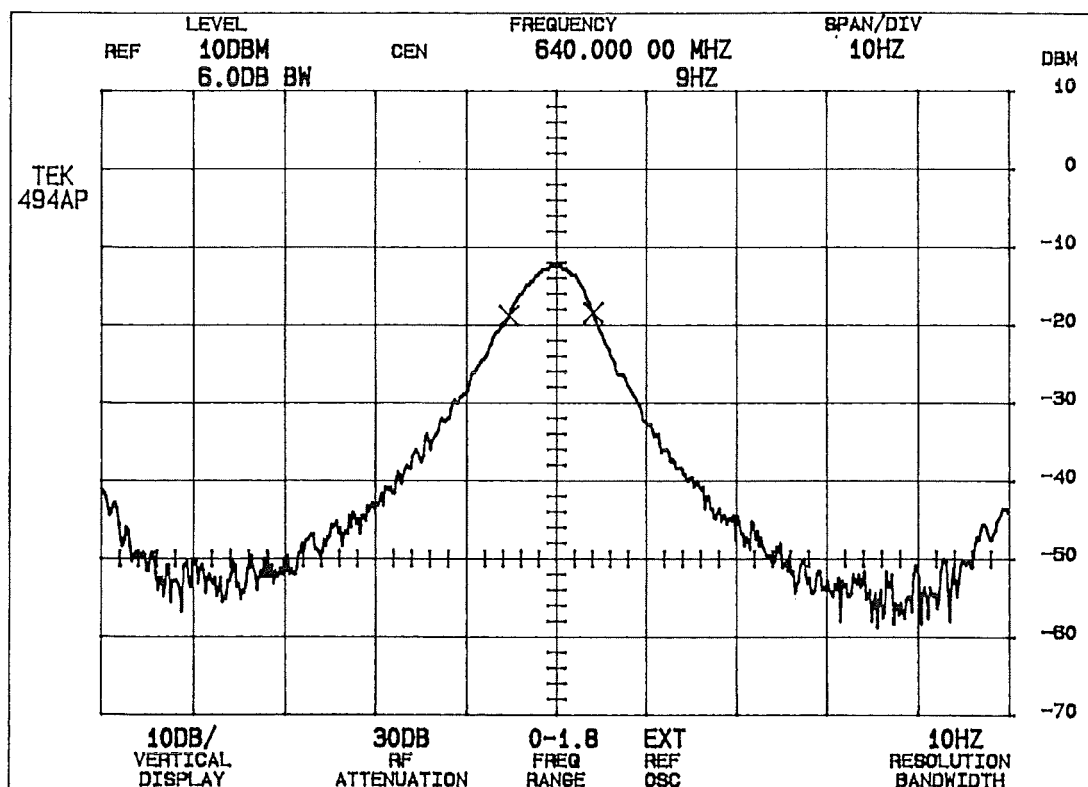


Abbildung 6.2: Spektrum des PLL-Stabilisierten RWO

Bild 6.2 zeigt eine ‚Nahaufnahme‘ der Linie. Die Aufnahme erfolgte hier im Zwischenfrequenzbereich der PLL bei 640 MHz, da der Analysator bei 140 GHz nicht die Auflösungsbandbreite von 10 Hz zuließ. Eingezeichnet wurde zusätzlich noch die vom Analysator ermittelte 6dB-Bandbreite. Die Kurve gibt eigentlich die Frequenzcharakteristik des ZF-Filters des Analysators wieder. Man kann davon ausgehen, daß die Frequenzlinie, die vom RWO erzeugt wird, noch schärfer ist, als sie hier dargestellt werden kann. Im Abstand von jeweils 50 Hz, am Rand des

Bildes, sind Höcker zu erkennen, die auf eine noch vorhandene leichte Restmodulation hinweisen.

Somit bekam man mit dieser PLL-Schaltung mehrere Probleme in den Griff:

1. Die Bandbreite wurde auf ein vernünftiges Maß reduziert.
2. Frequenzänderungen durch Temperaturabhängigkeiten werden aufgefangen.
3. Frequenzen sind auf etwa 50 Hz (abhängig von der Genauigkeit der Referenzoszillatoren) einstellbar. Dabei kann der Synthesizer der Lokaloszillatoren mitverwendet werden.

Zu Punkt zwei : Große Frequenzänderungen, wie sie kurz nach dem Einschalten auftreten, können noch nicht ausgegletzt werden. Es empfiehlt sich vor einer Messung mindestens eine halbe Stunde vorher den Aufbau in Betrieb zu nehmen. Der Regelumfang ist leider dadurch beschränkt, daß die Spannung am Ausgang des Phasenvergleichsbausteins zwischen 4,5 und 4,9 Volt liegen muß. Nur dann arbeitet die Regelung optimal und es kann sich die scharfe Spitze bilden. Eventuell muß am Netzteil die Spannung mit dem Feinregler leicht nachgeregelt werden, bis die Spannung im oben genannten Bereich liegt.

Zu Punkt drei : Bei den derzeit verwendeten Synthesizergeneratoren (HP8673B, HP8341A) können Frequenzen im 3 kHz-Raster eingestellt werden. Da der Mischer in der PLL die neunte Oberwelle benutzt, ist der RWO in einem 27 kHz-Raster einstellbar. Zwischenzeitlich steht ein HP8340A mit 3 Hz-Raster zur Verfügung, damit wäre der RWO in einem 27 Hz-Raster abstimbar! Bei der in Punkt drei genannten Frequenzgenauigkeit sind Frequenzraster unter 100 Hz sicherlich nicht mehr sinnvoll, um nicht ungewollten Illusionen zu verfallen.

Kapitel 7

Skalarer Netzwerkanalysator mit PLL-Stabilisierter Rückwärtswellenröhre

Der bestehende skalare Netzwerkanalysator aus Kapitel 3 wurde um den stabilisierten RWO ergänzt. Die gesamte Frequenzaufbereitung im Sendezweig wird nun von der PLL übernommen, im Empfangszweig wurden keine Veränderungen vorgenommen. Der bisherige Aufbau wurde mechanisch nicht verändert, so daß er für bestimmte Messungen, für die Computersteuerungen vorhanden sind, nach wie vor benutzt werden kann. Der Sendezweig mit dem RWO wird auf einem Beistelltisch aufgebaut, und kann dort plaziert werden, wo es wegen der Leitungsführung sinnvoll ist. Gegenüber dem alten Aufbau, bei dem sich Sender und Empfänger in dem selben Instrumentenschrank befinden, ist dies sogar von Vorteil (kürzere Leistungsführung).

Man hat mehrere Möglichkeiten der Kombination von Sender und Empfänger. Eine Einfache ist in Bild 7.1 gezeigt.

Auf der linken Seite erkennt man die zuvor beschriebene PLL-Frequenzaufbereitung. In der Mitte, zwischen der Sende- und Empfangsantenne, befindet sich der Versuchsaufbau (DUT). Auf der rechten Seite ist der Empfangszweig mit der Detektionseinrichtung. Es wird nur ein Lokaloszillator benutzt (OSZ) und beide Mischer (Sende- und Empfangsseite) erhalten das gleiche Lokalsignal. Daher wird auch auf beiden Seiten die gleiche Zwischenfrequenz benutzt. Dabei tritt ein Übersprechen von der Frequenzaufbereitung der Sendeseite in die Zwischenfrequenzverarbeitung der Empfangsseite auf. Es wird also schon ein Signal detektiert, obwohl an der Empfangsantenne in Wirklichkeit noch gar kein Signal vorhanden ist. Bei der angestrebten hohen Dynamik (≈ 110 dB) macht sich dies mit etwa zehn bis zwanzig dB Dynamikverlust bemerkbar. Eine Abschirmung wäre zwar denkbar, ist in diesem Bereich nicht mehr einfach

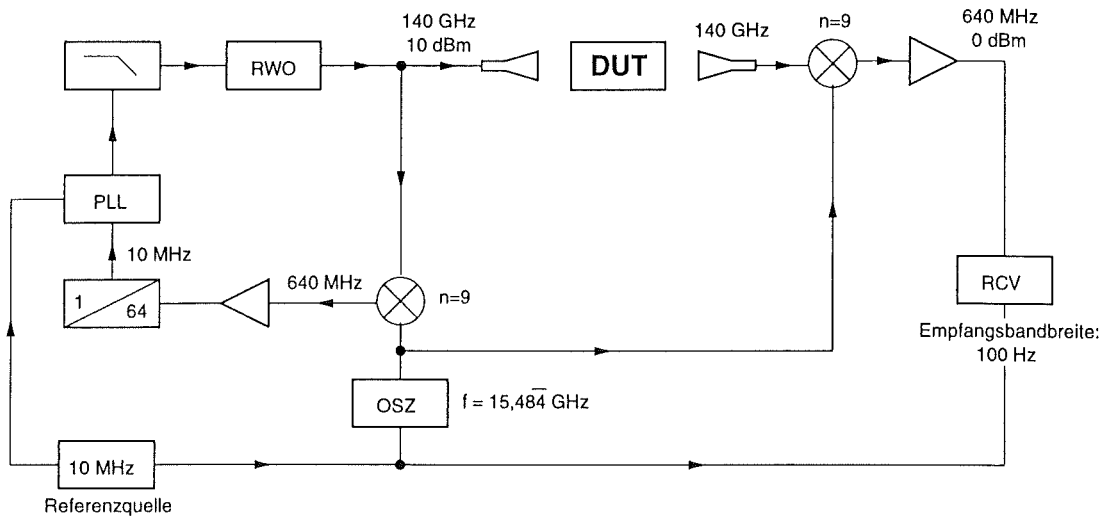


Abbildung 7.1: Skalärer Netzwerkanalysator mit einem Synthesegenerator

aufzubauen (Kabel in Kupferrohren verlegen, massive gefräste Gehäuse...). Eine zusätzliche Mischstufe, wie sie im NWA nach T. Geist [17] im Sendezweig vorhanden ist, könnte den Weg weisen dieses Problem zu beseitigen. Da jedoch in der Vergangenheit öfters Probleme mit der Nachstimmung des YIG-Filters auftraten, wurde dies nicht weiter verfolgt.

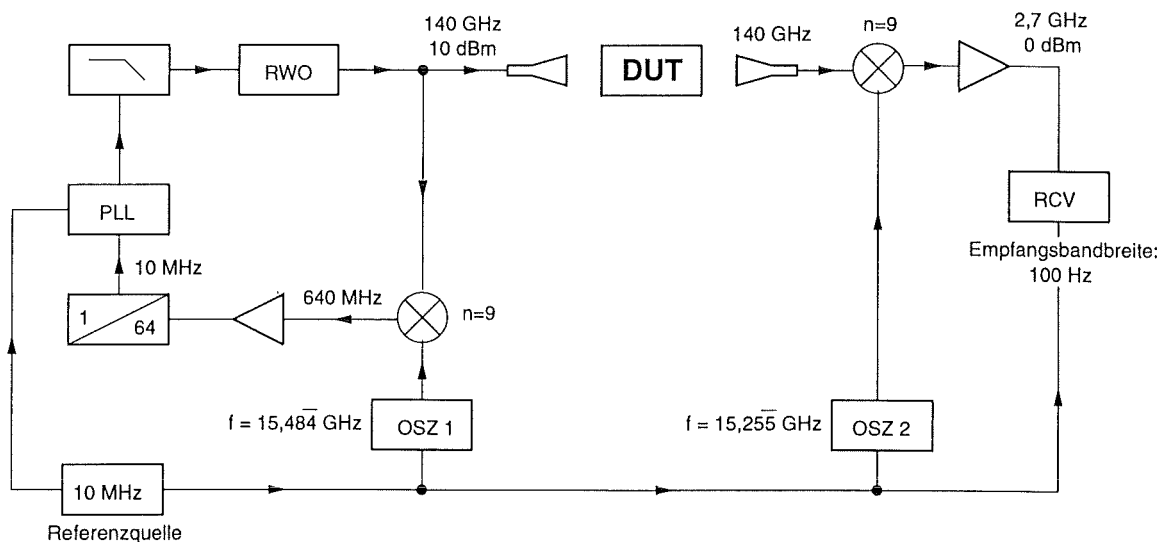


Abbildung 7.2: Skalärer Netzwerkanalysator mit zwei Synthesegeneratoren

Sehr gute Ergebnisse brachte der Aufbau nach Abbildung 7.2. Hierbei werden für die Lokaloszillatoren auf Sende- und Empfangsseite getrennte Generatoren verwendet, die jedoch eine gemeinsame Referenzquelle benutzen. Diese wird von einem der Generatoren bereitgestellt. Die Zwischenfrequenzen sind verschieden und ein Übersprechen, wie im vorherigen Fall kann nicht auftreten. Im Prinzip ist die Zwischenfrequenz im Empfangszweig frei wählbar, solange sie nicht 640 MHz beträgt. Es wurde aber 2,7 GHz gewählt, weil diese auch beim alten Aufbau benutzt wurde, und daher die alten Programmsteuerungen weiterverwendet werden können. Betrachtet man den Marktpreis der Synthesizergeneratoren, so ist der Geräteaufwand zwar beträchtlich, damit konnte aber ein Dynamikbereich von etwa 110 dB erreicht werden. Der Weg für weitere Entwicklungen wird dahin führen doch einen Synthesizer einzusparen und die zweite Lokalfrequenz aus der ersten durch eine weitere Frequenzaufbereitung abzuleiten (Mischstufe).

7.1 Abschätzung des Dynamikbereiches

Ausgehend von Abbildung 7.2 soll hier grob der zu erwartende maximale Dynamikbereich abgeschätzt werden.

Untere Grenze: Die untere Grenze wird durch das Rauschen bestimmt. Dieses wiederum ist abhängig von der Eingangsstufe und der Detektionsbandbreite. Die Eingangsstufe stellt ein harmonischer Mischer dar. Seine Empfindlichkeit bestimmt wesentlich die Empfindlichkeit des gesamten Empfängers. Der Konversionsverlust beträgt über 30 dB. Um das Signal sicher detektieren zu können wird am Pegелеmpfänger eine Detektionsbandbreite von 100 Hz eingestellt. Der Rauschpegel im ZF-Bereich liegt dann bei -125 dBm.

Obere Grenze: Als obere Grenze erhält man im ZF-Bereich bei optimalem Aufbau und Abgleich knapp 0 dBm. Das Sendeausgangstor und das Empfangstor sind dabei direkt miteinander verbunden. Die einzelnen Komponenten befinden sich dann noch nicht am Kompressionspunkt; der Analysator arbeitet noch linear.

Rein rechnerisch ergeben sich somit 125 dB Dynamikumfang. Dies ist bisher die oberste beobachtete Grenze. Geht man davon aus, daß der Aufbau nicht immer optimal ist (Leitungslängen, Stecker, Adapter), man nicht immer genau die Filtermitte trifft, der Mischer bei verschiedenen Frequenzen abweichende Empfindlichkeiten hat und schließlich die Senderöhre nicht immer 10 mW Ausgangsleistung liefert, kommt man bei einer vorsichtigeren Schätzung zu **100–110 dB** Dynamikumfang.

Vergleicht man dies mit den Werten der ungestabilisierten Röhre (Detektionsbandbreite >3 MHz, Rauschpegel bei -85 dBm, kleinere Leistungsdichte, nur -20 dBm maximaler Pegel im ZF-Bereich) so erhält man einen Dynamikumfang um **maximal 60 dB**. Dies macht den Wert der PLL-Stabilisierung deutlich.

7.2 Auswirkung auf das k-Spektrometer-Meßsystem

Die nächsten beiden Bilder (Abbildungen 7.3 und 7.4) zeigen die Auswirkung der Vergrößerung der Dynamik des Netzwerkanalysators sehr deutlich. Sie stammen aus zwei unterschiedlichen Meßreihen an einem k-Spektrometer und einem $TE_{22,6}$ -Modenerzeuger.

Bei dem ersten Bild wurde der nicht modifizierte Netzwerkanalysator verwendet. Das k-Spektrometer wurde fest auf den Abstrahlwinkel der $TE_{22,6}$ -Mode eingestellt und dann sendeseitig die Frequenz verändert.

Das zweite Bild wurde mit dem modifizierten Netzwerkanalysator mit der PLL-stabilisierten Rückwärtswellenröhre aufgezeichnet. Hier wurde die Frequenz auf den maximalen Wirkungsgrad beim Modenerzeuger eingestellt und dann der Winkel θ beim k-Spektrometer verändert.

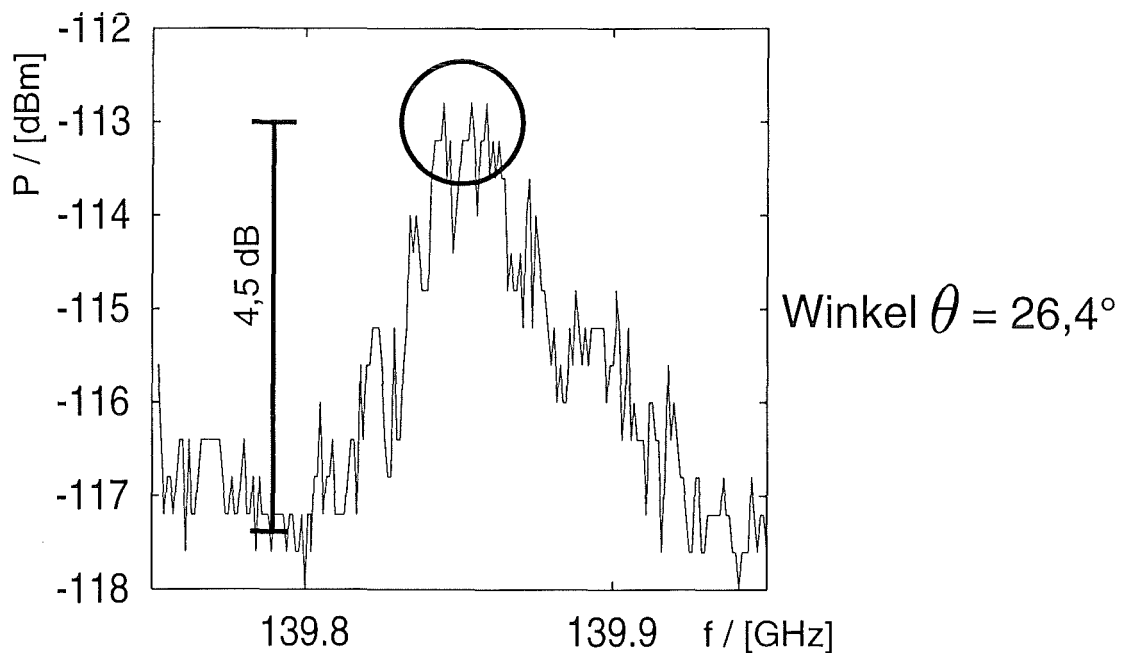
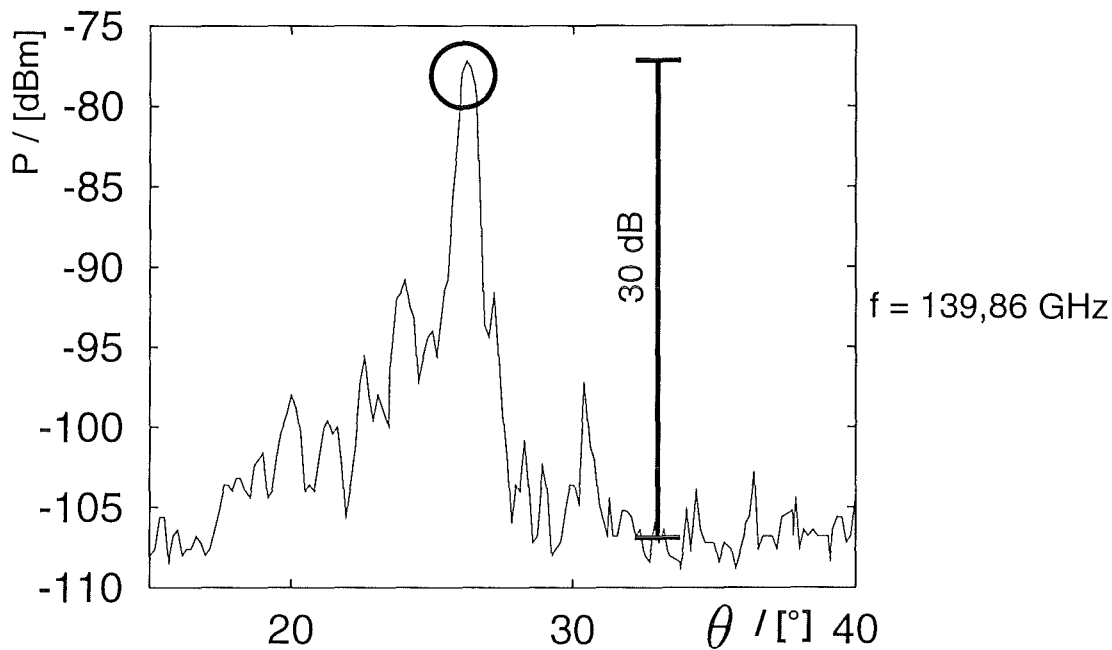


Abbildung 7.3: Frequenzaufbereitung durch Vervielfachung

Abbildung 7.4: PLL-Stabilisierter RWO bei $f=139.86$ GHz

Die eingekreisten Stellen entsprechen jeweils den gleichen Meßpunkten:

- Winkel $\theta = 26,4^\circ$
- $f = 139,86$ GHz

Im früheren Fall verblieb lediglich eine Meßdynamik von knapp 4 dB. Die Messungen fanden sozusagen im Rauschen statt und reproduzierbare Aussagen waren so gut wie unmöglich.

Mit der Rückwärtswellenröhre als HF-Generator steht nun genug Leistung zur Verfügung um bei einer Meßdynamik von über 30 dB bequem die Modenverteilung ermitteln zu können. Sie könnte theoretisch bis zu Leistungsanteilen von etwa 0,1% ermittelt werden. In der Praxis beläßt man es bei den fünf bis zehn stärksten Anteilen. Bei guten Modenerzeugern kommen nicht mehr Störmoden nennenswert vor.

Die abschließende Tabelle vergleicht kurz die wichtigsten Parameter:

	Nicht modifizierter NWA	Modifizierter NWA
Frequenzaufbereitung	Vervielfachung (n=9)	PLL-stabiler RWO
Frequenzbereich	110–145 GHz	110–170 GHz
Frequenzgenauigkeit	≈100 Hz	≈50 Hz
Linienbreite	<50 Hz	<10 Hz
Detektionsbandbreite	100 Hz–3 MHz	100 Hz–3 MHz
Wobbelbetrieb	ja	einige 10 MHz
Sender-ZF	14–15 GHz	640 MHz
Empfänger-ZF	2,7 GHz	2,7 GHz
Pegel des Meßsignals	einige μ W	≈10 mW
Dynamik	60–70 dB	≈100 dB

Tabelle 7.1: Vergleich wichtiger Parameter

Anhang A

Schaltpläne

Es folgen hier die Schaltpläne der selbst entworfenen Schaltungen, nebst einer kurzen Erklärung der Funktionsweise.

A.1 Teilerstufe

Die Teilerstufe teilt das vom Mischer kommende verstärkte Signal und paßt es auf TTL-Pegel an.

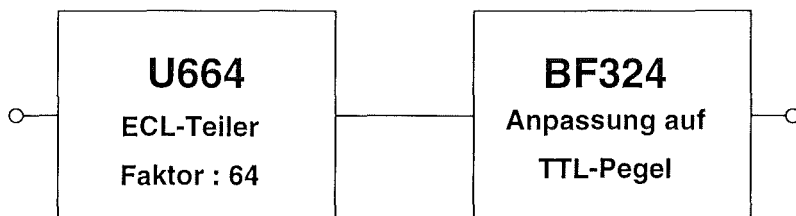


Abbildung A.1: Blockschaltbild der Teilerstufe

Der integrierte Schaltkreis U664 von Telefunken ist ein ECL-Teiler mit dem festen Teilerverhältnis von 64. Er arbeitet im Frequenzbereich von 40 MHz bis 1,2 GHz mit einem Eingangsspegel von mindestens 40 mV. Der Eingang ist symmetrisch ausgelegt, jedoch kann einer der Anschlüsse über einen Kondensator auf Masse gelegt werden, um unsymmetrische Quellen anzuschließen. Ohne Eingangssignal gerät der Baustein in Eigenschwingungen, man kann dies unterbinden, indem man den Pin 1 direkt an Masse legt, dann nimmt aber die Empfindlichkeit ab.

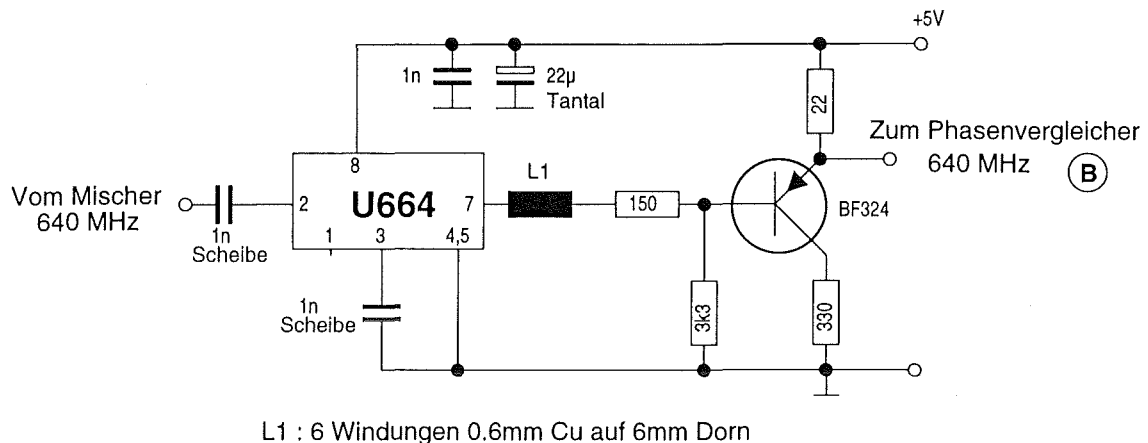


Abbildung A.2: Schaltplan der Teilerstufe

Der Eingangspin 2 ist über einen Trapezkondensator direkt mit der BNC-Buchse verbunden. Das geteilte Signal wird am Ausgangspin 7 entnommen. Der nachfolgende Tiefpaß formt ein schöneres Rechtecksignal. Die Pegel von High und Low liegen hier zwischen 3,5 V und 4,3 V und müssen mit einer nachfolgenden Transistorstufe auf TTL-Pegel angepaßt werden.

A.2 Referenzaufbereitung

Der Schaltungsteil zur Referenzfrequenzaufbereitung kann in drei Blöcke unterteilt werden. Es kann zwischen einer internen Referenzquelle oder einer externen Quelle gewählt werden.

Im normalen Betrieb sollte die externe Referenz gewählt werden. Diese kann zum Beispiel von einem Synthesizergenerator entnommen werden, die sehr oft einen hochgenauen 10 MHz-Ausgang besitzen. Der breitbandige Trennverstärker entnimmt das Signal hochohmig und belastet die Referenzquelle unmerklich. Die vier Transistorstufen sind breitbandig und eigenstabil ausgelegt, so daß Frequenzen bis zu über 30 MHz verwendet werden können. Mit dem Trimpotentiometer kann der Pegel angepaßt werden.

Sollte einmal keine externe Quelle vorhanden sein, so kann der eingebaute Quarzoszillator verwendet werden. Mit schlechterer Kurz- und Langzeitstabilität muß dann aber gerechnet werden. Der Quarzoszillator ist gesockelt und kann für besondere Anwendungen gegen einen anderen ausgetauscht werden. Zu beachten ist dabei, daß sich die Formel zur Berechnung der RWO-Ausgangsfrequenz ändern kann : $f_{RWO} = 9 \cdot f_{LO} + 64 \cdot f_{quarz}$

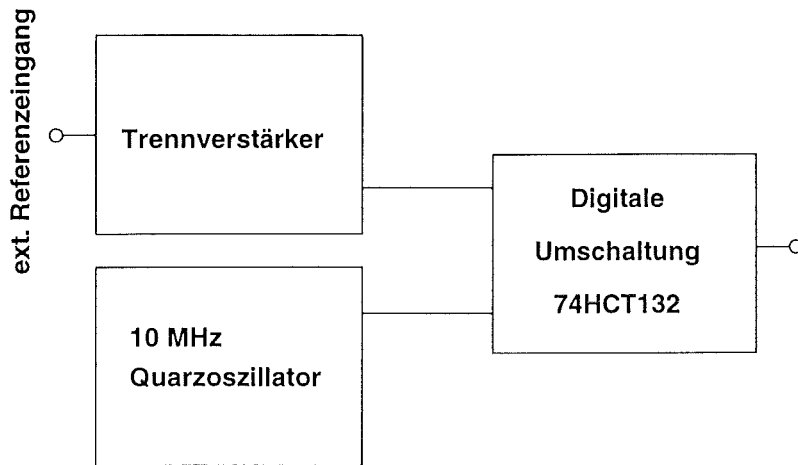


Abbildung A.3: Blockschaltbild der Referenzaufbereitung

Die Umschaltung der Quellen erfolgt mittels Gatterschaltungen kontaktlos. Je nach Schalterstellung wird eines der Gatter gesperrt und gleichzeitig das andere geöffnet.

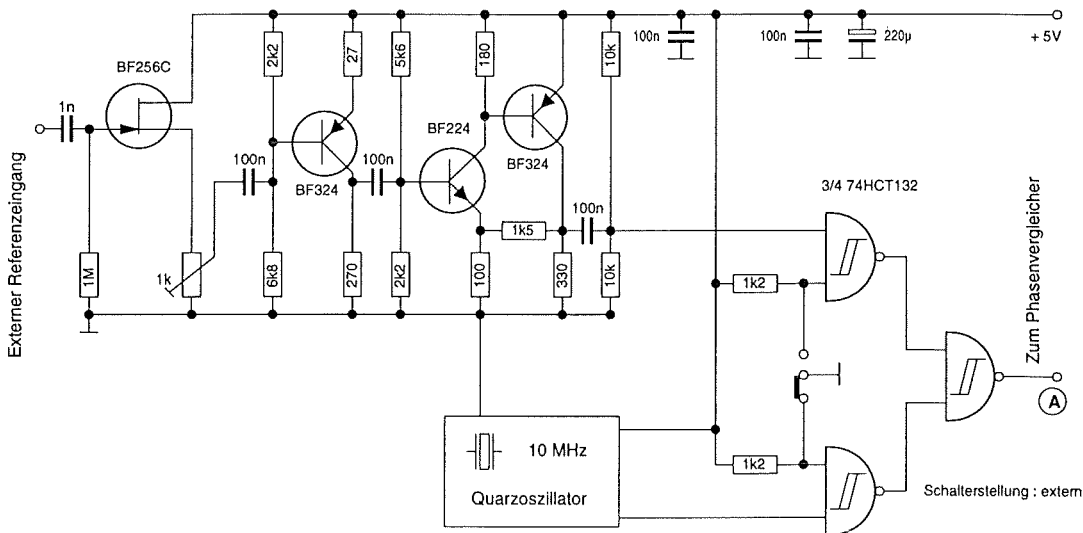


Abbildung A.4: Schaltplan der Referenzaufbereitung

A.3 Frequenzvergleich und Filter

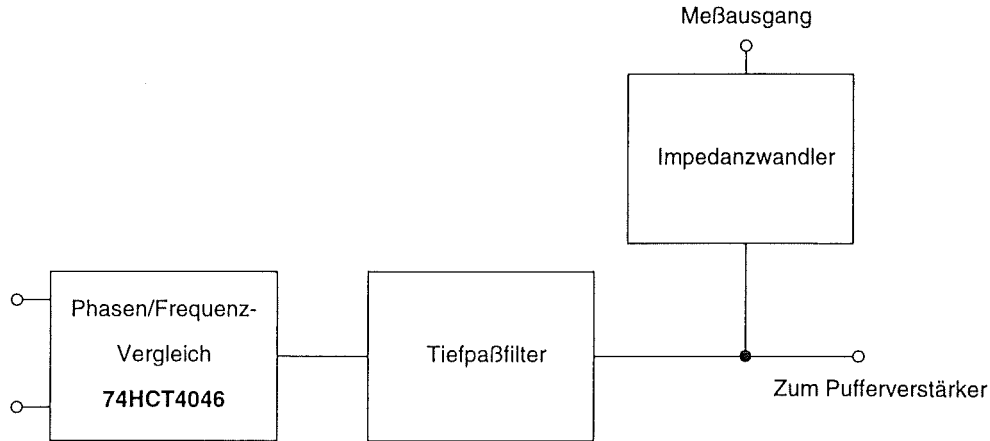


Abbildung A.5: Blockschaltbild der Vergleichs- und Filterstufe

Einem Eingang des Frequenz-/Phasenvergleichers wird die Referenzfrequenz, dem anderen die aufbereitete Zwischenfrequenz des RWO zugeführt. Aus den Abweichungen der Phase und Frequenz wird eine Regelspannung erzeugt, die nachfolgend tiefpaßgefiltert wird. Um den Arbeitspunkt der Regelung für Einstellaufgaben und zur Überwachung meßtechnisch zugänglich zu machen, wird die Spannung über eine Impedanzwandlerstufe nach außen an eine Buchse gelegt. Das CMOS-IC 4046 enthält zwei von der Funktionsweise her verschiedene Schaltungen zum Phasenvergleich. Erstere ist ein einfaches NOR-Glied, welches sehr gut geeignet ist um verdrauschte Digitalsignale in der Phase zu vergleichen. Dafür müssen die Signale genau symmetrisch sein, also 50% Low-, 50% High-Pegel. Eine Anwendung hierfür wäre die Taktrückgewinnung bei einer digitalen Datenübertragung auf gestörten Leitungen.

Da dies hier nicht zutrifft bietet sich der andere in diesem IC enthaltene Vergleichler an. Es handelt sich hierbei um einen Phasen-Frequenz-Detektor (PFD). Dieser besteht aus zwei Flipflops, einem UND-Gatter und einer komplementären Transistorzelle. Die Flipflops reagieren nur auf die Flanken der Eingangssignale, entweder auf die positive oder die negative. Dadurch wird sichergestellt, daß das Tastverhältnis des Signals keinen Einfluß auf den Phasenvergleich hat. Der Ausgang kann drei Zustände annehmen: Positiv, Negativ und Hochohmig. Aus der Rechnertechnik ist dies als ‚Tri-State‘ bekannt. Die Flipflops sind so miteinander verschaltet, daß bei Phasenabweichungen Impulse entstehen (zwischen Hochohmig und Positiv oder Negativ wird hin und her geschaltet). Bei Frequenzabweichungen dagegen schaltet der Ausgang für längere Zeit entweder auf Positiv oder Negativ,

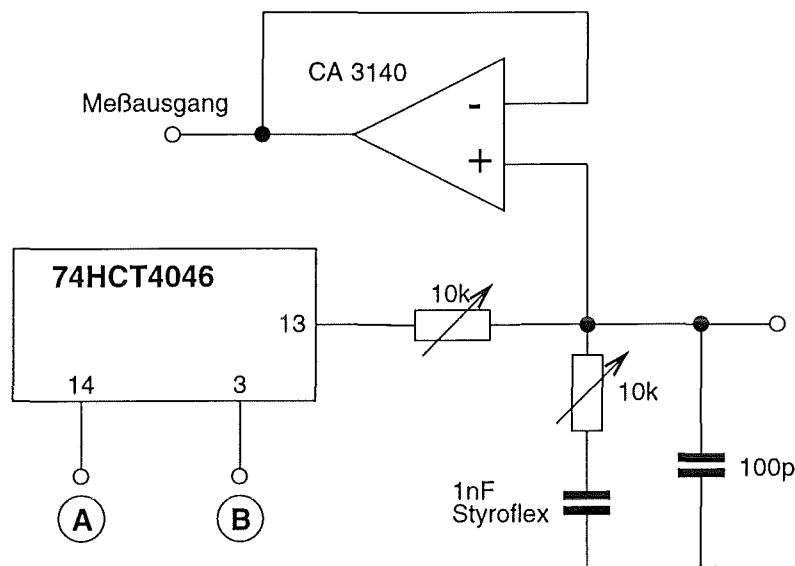


Abbildung A.6: Schaltbild der Vergleichs- und Filterstufe

je nachdem in welcher Richtung die Frequenz abweicht. Im Kapitel 3.1 von [25] wird das Verfahren ausführlich beschrieben.

Das Regelfilter wird mit einem gewöhnlichen passiven Lag-Tiefpaßfilter verwirklicht. Eine Tiefpaßfilterung ist nötig, damit höherfrequente Signale (10 MHz aus dem Phasenvergleich, bzw. Mischprodukte) aus der Regelung entfernt werden. Es gibt aber noch einen weiteren Grund: Bei einer PLL handelt es sich immer um ein rückgekoppeltes System, welches man durch ein System 2. Ordnung annähern kann. Wesentliche Parameter bei solchen Systemen sind die Eigenfrequenz und die Dämpfung. Das Tiefpaßfilter ist an dieser Stelle meist die einzige Möglichkeit um diese Parameter beeinflussen zu können. Die anderen Komponenten im Regelkreis sind oft vorgegeben und können nur schwer oder gar nicht verändert werden.

Die Regelschleife für den RWO kann hier auf bestes Phasenrauschen abgestimmt werden. Die Abstimmung ist zwar etwas knifflig, da sich die beiden Potentiometer etwas gegenseitig beeinflussen, aber nicht kritisch. Es kommt vor, daß einzelne Komponenten der Regelschleife ausgetauscht werden, daher wurde das Filter regelbar belassen. Muß man das Filter neu abgleichen, beginnt man am Besten, wenn beide Potentiometer in Mittelstellung stehen.

Ein als Elektrometerverstärker beschalteter Operationsverstärker mit hochohmigem Eingang und einer Verstärkung von eins nimmt die Spannung nach dem Tiefpaßfilter ab. Hier kann der Arbeitspunkt der PLL extern mit einem Meßgerät überwacht werden. Es hat sich ergeben, daß die PLL in einem Spannungsbe-

reich zwischen 4,5V–4,9V optimal arbeitet. Für eine Verbesserung der Schaltung kann man hier eine zweite Regelstufe einfügen. Das tiefpaßfilterete Regelsignal wird über eine Chinchbuchse und einem abgeschirmten Kabel der nächsten Stufe zugeführt.

A.4 Pufferstufe

Der Phasenvergleichler kann nicht direkt den Anodenstrom von 20 mA an die Rückwärtswellenröhre liefern. Daher folgt vorher eine Pufferstufe; auch diese ist ein Elektrometerverstärker mit Verstärkung eins. Im Prinzip stellt diese Stufe eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle dar, die der Verzögerungsleitungsspannung in Serie liegt und Änderungen ausgleicht.

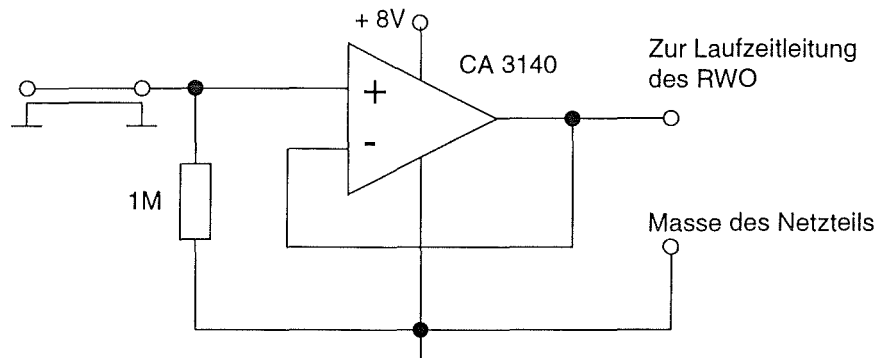


Abbildung A.7: Schaltbild der Pufferstufe

Die Rückwärtswellenröhren sind zum Einschleifen dieser Spannungsquellen modifiziert worden. Auf der Rückseite des Anschlußsteckers sind zwei graue Kabel mit je einer roten Buchse und einem roten Stecker. Die gleichen Anschlüsse sind an der Pufferstufenbaugruppe vorhanden, so daß sie unverwechselbar eingefügt werden kann. Wird die Röhre *ohne* PLL betrieben so sind Stecker und Buchse an der Röhre zu *verbinden!*

Anhang B

Bestückungspläne und Layouts

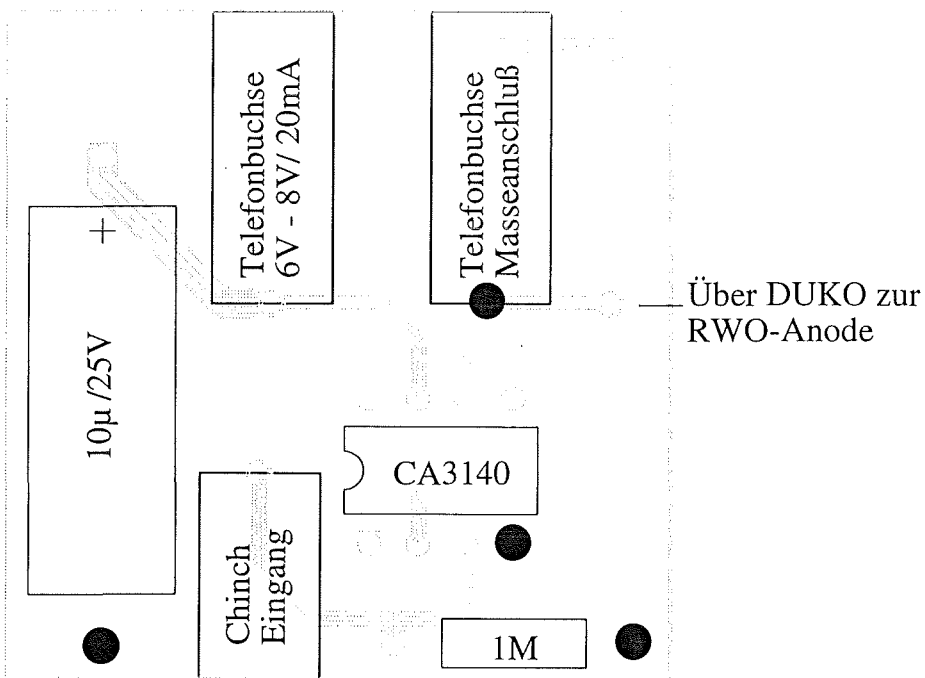


Abbildung B.1: Bestückungsplan für die Pufferstufe

Statt des CA3140 kann auch ein TL071 oder ein ähnlicher Typ verwendet werden.

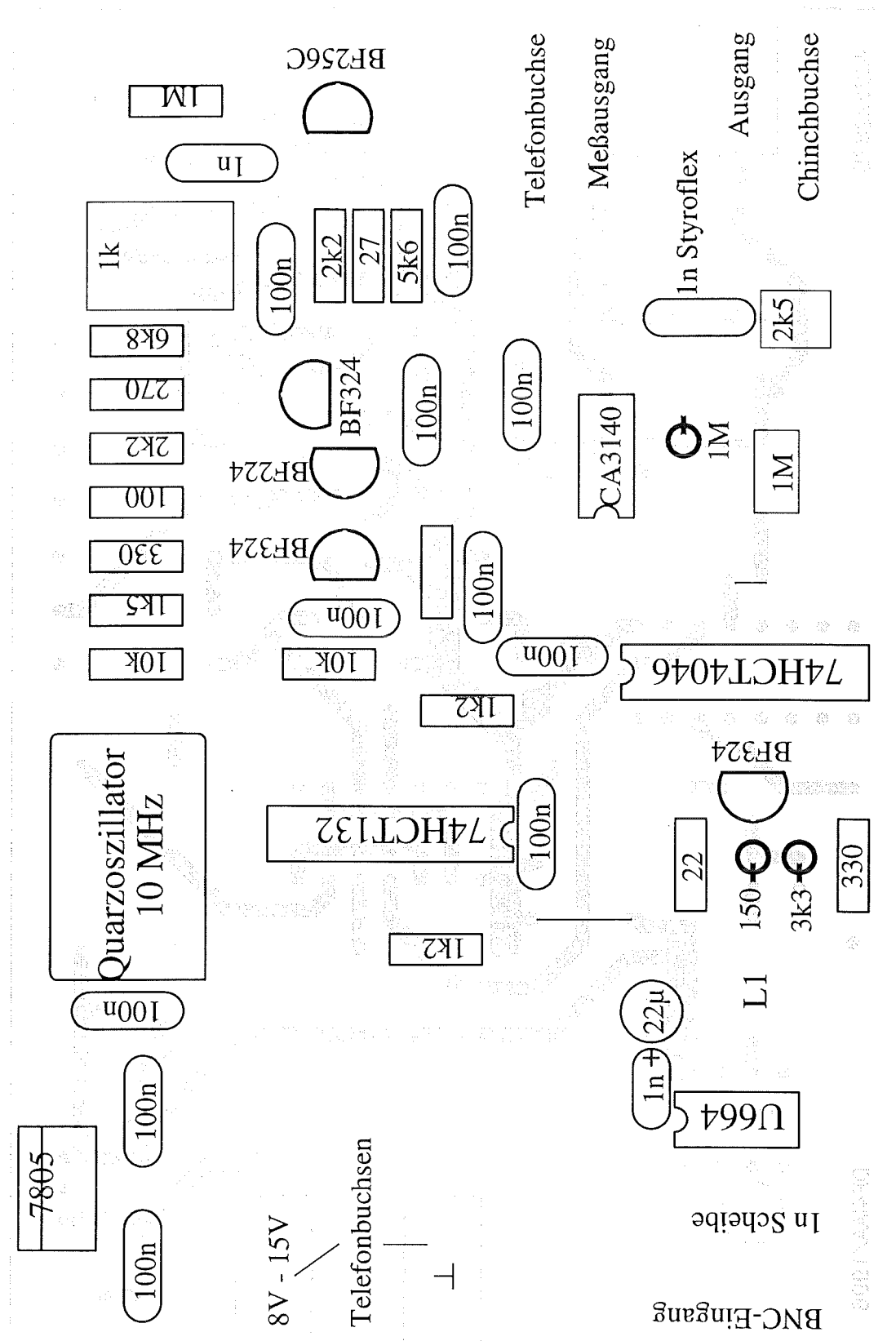


Abbildung B.2: Bestückungsplan für die Hauptplatine

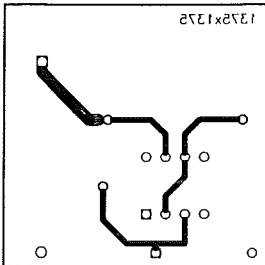


Abbildung B.3: Layout der Pufferplatine

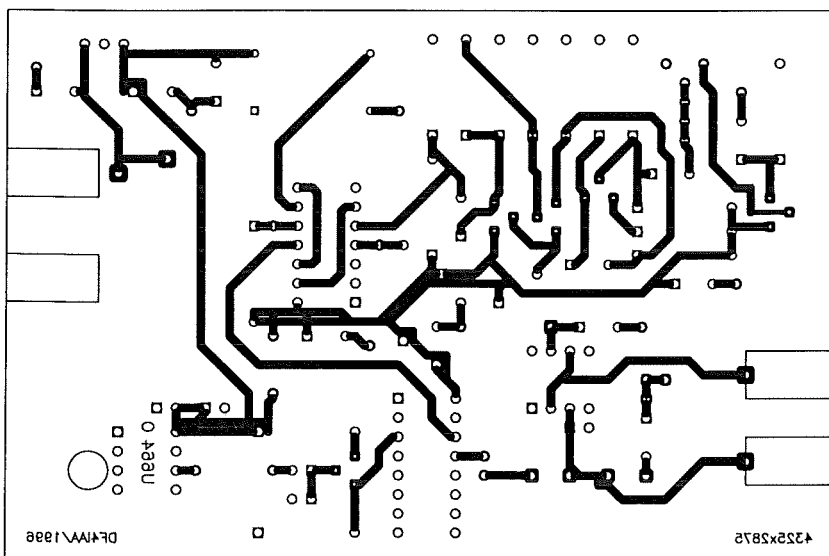


Abbildung B.4: Layout der Hauptplatine

Literaturverzeichnis

- [1] Michel, H.-J., 1981, *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*, Stuttgart: Teubner Studienbücher.
- [2] Thumm, M., 1995, *Mikrowellenmeßtechnik*, Skriptum zur Vorlesung, 5. Auflage, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik.
- [3] Schiek, B., 1984, *Hochfrequenzmeßtechnik*, Skriptum zur Vorlesung, Fernuniversität-Gesamthochschule Hagen.
- [4] Voges, E., 1991, *Hochfrequenztechnik Band 1*, 2. Auflage, Kapitel 7.3, Heidelberg: Hütig Buch Verlag.
- [5] Schmidt, L.-P., Menzel, W., 1987, *Planar Integrated Harmonic Mixers for Use up to 150 GHz*, Wiesbaden: MIOP 1987.
- [6] Wiesbeck, W., 1991, *Hochfrequenztechnik 1*, Skriptum zur Vorlesung, 4. Auflage, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik.
- [7] Collin, R. E., 1960, *Field Theory of Guided Waves*, New York: McGraw-Hill.
- [8] 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.
- [9] Möller, C., 1992, *A coupled cavity whispering gallery mode transducer*, Proceedings of the 17th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Pasadena, 42–43.
- [10] 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).

- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] Kasperek, W., Müller, G. A., 1988, *The wavenumber spectrometer*, International Journal of Electronics, 1988, Volume 64, No. 1, 5–20.
- [14] 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.
- [15] Wiesbeck, W., 1992, *Hochfrequenztechnik 2*, Skriptum zur Vorlesung, Universität Karlsruhe (T.H.), Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Kapitel 7.2.2.
- [16] 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.
- [17] Geist, T., 1992, *Hochfrequenz-meßtechnische Charakterisierung von Herstellungsprozessen und Werkstoffen für Resonatoren eines 140 GHz Gyrotrons*, Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik an der Universität Fridericiana zu Karlsruhe.
- [18] 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).
- [19] Zinke, O., Brunswig, H., 1993, *Hochfrequenztechnik Band 2*, Berlin: Springer Verlag, 4. Auflage, Kap 10.3.
- [20] Groll, H., 1969, *Mikrowellenmeßtechnik*, Braunschweig: Friedr. Vieweg & Sohn GmbH Verlag, Kapitel 2.3.
- [21] Glass, E., 1980, *Ein Rückwärtswellenoszillator von 110 bis 170 GHz*, NTG-Fachberichte, Band 71, 29–33.

- [22] Siemens, 1985, *Backward Wave Oscillators, Data Sheet*.
- [23] Krönes Elektronik, 1987, *Anleitung zum Netzgerät RWON11-91*.
- [24] Palluel, P., Goldberger, A. K., 1956, *The O-Type Carcinotron Tube*, Proc. Inst. Radio Engrs. 44, S.333.
- [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.