

**Forschungszentrum Karlsruhe**  
Technik und Umwelt

**Wissenschaftliche Berichte**  
FZKA 6348

**Entwicklung einer automatisierten  
Meßwerterfassung für einen  
vektoriellen Millimeterwellen-  
Netzwerkanalysator mit hoher  
Dynamik**

**O. Schindel**

Institut für Hochleistungsimpuls- und  
Mikrowellentechnik  
Projekt Kernfusion

**September 1999**

---



Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 6348

Entwicklung einer automatisierten Meßwerterfassung  
für einen vektoriellen Millimeterwellen-  
Netzwerkanalysator mit hoher Dynamik\*

Oliver Schindel

Institut für Hochleistungsimpuls-  
und Mikrowellentechnik  
Projekt Kernfusion

\* Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik  
und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe  
1999

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

## **Entwicklung einer automatisierten Meßwerterfassung für einen vektoriellen Millimeterwellen-Netzwerkanalysator mit hoher Dynamik**

### **Kurzfassung**

Das Gyrotron ist eine spezielle Vakuumelektronenröhre zur Erzeugung hoher Ausgangsleistungen ( $>1$  MW) im Millimeterwellenbereich. Die meßtechnische Charakterisierung von schwer zugänglichen Gyrotronkomponenten, wie dem quasi-optischen Wellentypwandlersystem, erfolgt anhand von Niederleistungsmessungen. Ein vektorieller Millimeterwellen-Netzwerkanalysator, der von einem PLL-stabilisierten Rückwärtswellenoszillator gespeist wird, bietet die dazu nötige Dynamik.

Diese Arbeit zeigt die nötigen Schritte zur Automatisierung der Frequenzpunkt-suche und Meßwerterfassung dieses vektoriellen Meßsystems mittels Programm-steuerung. Diese Erweiterung ermöglicht durch punktweise Messung diskreter Frequenzen Wobbelmessungen im Frequenzbereich von 100–178 GHz. Außerdem wird die Arbeitsweise und praktische Einsatzfähigkeit des Analysators anhand zahlreicher Messungen dokumentiert.

## **Development of an automated measurement procedure for a millimeter wave vector network analyzer of high dynamics**

### **Abstract**

The gyrotron oscillator is a special type of vacuum electron tube that allows the generation of millimeter waves of very high power levels ( $>1$  MW). For an experimental optimization of the components inside the tube, low power measurements are necessary. The required dynamic range is achieved by a vector network analyzer whose source is a PLL-stabilized backward wave oscillator.

This work presents the necessary steps to automate the frequency tuning and measurement data coverage of this network analyzer by a controller program. With this extension the system performs vector step sweep mode measurements in a frequency range from 100 to 178 GHz. Practical field tests of the analyzer and various measurement examples are presented.

# Inhaltsverzeichnis

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Einleitung</b>                                 | <b>1</b>  |
| <b>2</b> | <b>Hochfrequenztechnische Grundlagen</b>          | <b>5</b>  |
| 2.1      | Streuparameterformalismus . . . . .               | 5         |
| 2.2      | Lineare Netzwerkanalyse . . . . .                 | 7         |
| 2.2.1    | Aufbau eines Netzwerkanalysators (NWA) . . . . .  | 7         |
| 2.2.2    | Kalibration durch Fehlerkorrektur . . . . .       | 9         |
| 2.2.3    | Besonderheiten der vektoriellen Messung . . . . . | 10        |
| 2.2.4    | Kenngrößen der Netzwerkanalyse . . . . .          | 11        |
| 2.3      | Oberwellenmischer . . . . .                       | 13        |
| 2.4      | Amplitudenregelschleife . . . . .                 | 15        |
| 2.5      | Phasenstabilisation mit PLL . . . . .             | 16        |
| <b>3</b> | <b>Rückwärtswellenröhre</b>                       | <b>19</b> |
| 3.1      | Aufbau und Funktionsweise . . . . .               | 19        |
| 3.2      | D-Band Rückwärtswellenröhre „BWO2b“ . . . . .     | 21        |
| <b>4</b> | <b>D-Band Netzwerkanalysator</b>                  | <b>25</b> |
| 4.1      | Aufbau des Analysators . . . . .                  | 25        |
| 4.1.1    | Funktionsblöcke . . . . .                         | 26        |
| 4.1.2    | Sendezweig . . . . .                              | 27        |
| 4.1.3    | Empfangszweig . . . . .                           | 28        |
| 4.1.4    | Phasenregelschleife . . . . .                     | 28        |
| 4.1.5    | Leistungsdaten . . . . .                          | 30        |
| 4.2      | Automatisierung des Analysators . . . . .         | 31        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| 4.2.1    | Anforderungen . . . . .  | 31        |
| 4.2.2    | Geräte zur Automatisierung . . . . .                                 | 31        |
| 4.2.2.1  | Synthesizer . . . . .  | 33        |
| 4.2.2.2  | Netzteil . . . . .   | 34        |
| 4.2.2.3  | Voltmeter und PLL-Zustandsabfrage . . . . .                          | 34        |
| 4.2.2.4  | Vektorvoltmeter . . . . .  | 35        |
| 4.2.2.5  | Rechnersteuerung . . . . .   | 35        |
| 4.2.3    | Das Meßprogramm „VNWA“ . . . . .                                     | 36        |
| 4.2.3.1  | Initialisierung der Geräte . . . . .                                 | 36        |
| 4.2.3.2  | RWO-Kennlinienfit . . . . .  | 36        |
| 4.2.3.3  | Voreinstellungen und Monofrequente Messung . . . . .                 | 37        |
| 4.2.3.4  | Driftkorrektur . . . . .   | 39        |
| 4.2.3.5  | Durchführung einer Sweep-Messung . . . . .                           | 39        |
| 4.2.3.6  | Phasenprogression . . . . .  | 41        |
| 4.2.3.7  | Flußdiagramm zum Programmablauf . . . . .                            | 41        |
| 4.2.3.8  | Mögliche Erweiterungen . . . . .                                     | 44        |
| <b>5</b> | <b>Messungen</b>   | <b>45</b> |
| 5.1      | Charakterisierung des Netzwerkanalysators . . . . .                  | 45        |
| 5.1.1    | Einfangvorgang und Arbeitsweise der PLL . . . . .                    | 45        |
| 5.1.2    | Analyse der Frequenzsprünge bei der Sweep-Messung . . . . .          | 47        |
| 5.1.3    | Reproduzierbarkeit von Meßwerten . . . . .                           | 48        |
| 5.1.4    | Beschreibung des Frequenzganges . . . . .                            | 51        |
| 5.1.5    | Frequenzabhängige Dynamik des Meßsystems . . . . .                   | 53        |
| 5.2      | Kalibrierte Messungen . . . . .                                      | 55        |
| 5.2.1    | Transmission von Quarzglas . . . . .                                 | 55        |
| 5.2.1.1  | Theoretische Betrachtung . . . . .                                   | 55        |
| 5.2.1.2  | Meßaufbau und Ergebnisse . . . . .                                   | 56        |
| 5.2.2    | Vergleichsmessung zwischen Rechteck- und Rillenhornantenne . . . . . | 57        |
| 5.2.3    | Längenmessung durch Phasenprogression . . . . .                      | 58        |
| <b>A</b> | <b>Datenblätter zum RWO</b>  | <b>61</b> |

|  |           |
|--|-----------|
| <i>INHALTSVERZEICHNIS</i>                    | III       |
| <b>B Funktionen des Meßprogrammes „VNWA“</b> | <b>66</b> |
| <b>Literaturverzeichnis</b>                  | <b>70</b> |



# Abbildungsverzeichnis

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 1.1 | Gyrotronoszillator . . . . .  | 2  |
| 2.1 | Zweiter mit Leistungswellen . . . . .   | 6  |
| 2.2 | Grundaufbau eines NWA . . . . .   | 8  |
| 2.3 | Meßumfang für vorgegebenen Dynamikwert . . . . .                                  | 12 |
| 2.4 | Prinzip der Oberwellenmischung . . . . .  | 14 |
| 2.5 | Prinzipschaltbild einer Amplitudenregelschleife (ALC oder AGC)                    | 15 |
| 2.6 | Aufbau einer Phasenregelschleife, PLL . . . . .                                   | 16 |
| 3.1 | O-Typ-Rückwärtswellenröhre mit Interdigitalleitung . . . . .                      | 20 |
| 3.2 | Amplitudenänderung längs der Interdigitalleitung beim RWO . .                     | 20 |
| 3.3 | Rückwärtswellenröhre „BWO2b“ . . . . .  | 22 |
| 3.4 | Spannungsversorgung des BWO2b . . . . .   | 22 |
| 3.5 | Ausgangskennlinie des BWO2b . . . . .   | 23 |
| 4.1 | Blockschaltbild des vektoriellen Netzwerkanalysators . . . . .                    | 26 |
| 4.2 | Schaltbild des vektoriellen D-Band Netzwerkanalysators . . . . .                  | 27 |
| 4.3 | Zustandsgraph und Signalverarbeitung der digitalen PLL . . . . .                  | 29 |
| 4.4 | Aufbau der Automatisierung . . . . .  | 32 |
| 4.5 | Aufbau der ALC für die LO-Speisung der Oberwellenmischer . . .                    | 33 |
| 4.6 | RWO-Kennlinienfit mit 10 Stützstellen . . . . .                                   | 37 |
| 4.7 | Voreinstellungen von PLL und Sweep-Messung . . . . .                              | 38 |
| 4.8 | Hauptfenster des Meßprogrammes zur Durchführung von Sweep-<br>Messungen . . . . . | 40 |
| 4.9 | Flußdiagramm der Messung eines Frequenzpunktes beim Sweep .                       | 43 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 5.1  | Einfangen einer RWO-Frequenz von 120 GHz . . . . .   | 46 |
| 5.2  | Einrasten der PLL auf 10 MHz (links) und Phasensynchronisation<br>im gelockten Zustand (rechts) . . . . .  | 47 |
| 5.3  | Sweep-Messung mit Step = 10 MHz (links) und Frequenzsprung<br>von 50 MHz (rechts) . . . . .  | 48 |
| 5.4  | Differenz der Werte aus zwei gleichen Sweep-Messungen (ohne<br>Wertemittelung) . . . . .   | 49 |
| 5.5  | Differenz der Werte aus zwei gleichen Sweep-Messungen bei einge-<br>schalteter FILTER-Mittelung . . . . .  | 49 |
| 5.6  | Amplituden- und Phasendrift nach dem Einschaltzeitpunkt . . . . .  | 50 |
| 5.7  | Frequenzgänge der Sendeleistung am Kanal A und der RWO-<br>Ausgangsleistung . . . . .  | 52 |
| 5.8  | Dynamik des NWA bei verschiedenen Mischerharmonischen . . . . .  | 53 |
| 5.9  | Transmission einer Quarzglasscheibe mit $d = 7$ mm und $\epsilon_r = 3,81$ . . . . .   | 57 |
| 5.10 | Vergleich der Gewinne von Rillen- und Rechteckhornantenne<br>(links) und Entkopplung der Kreuzpolarisation der Rechteckhorn-<br>antenne (rechts) . . . . . | 58 |
| 5.11 | Steigungsänderung der Phasenprogression bei Längenänderung der<br>Meßstrecke um $\Delta l = 5$ cm . . . . .  | 59 |
| B.1  | Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 1/3 . . . . .   | 67 |
| B.2  | Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 2/3 . . . . .   | 68 |
| B.3  | Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 3/3 . . . . .   | 69 |

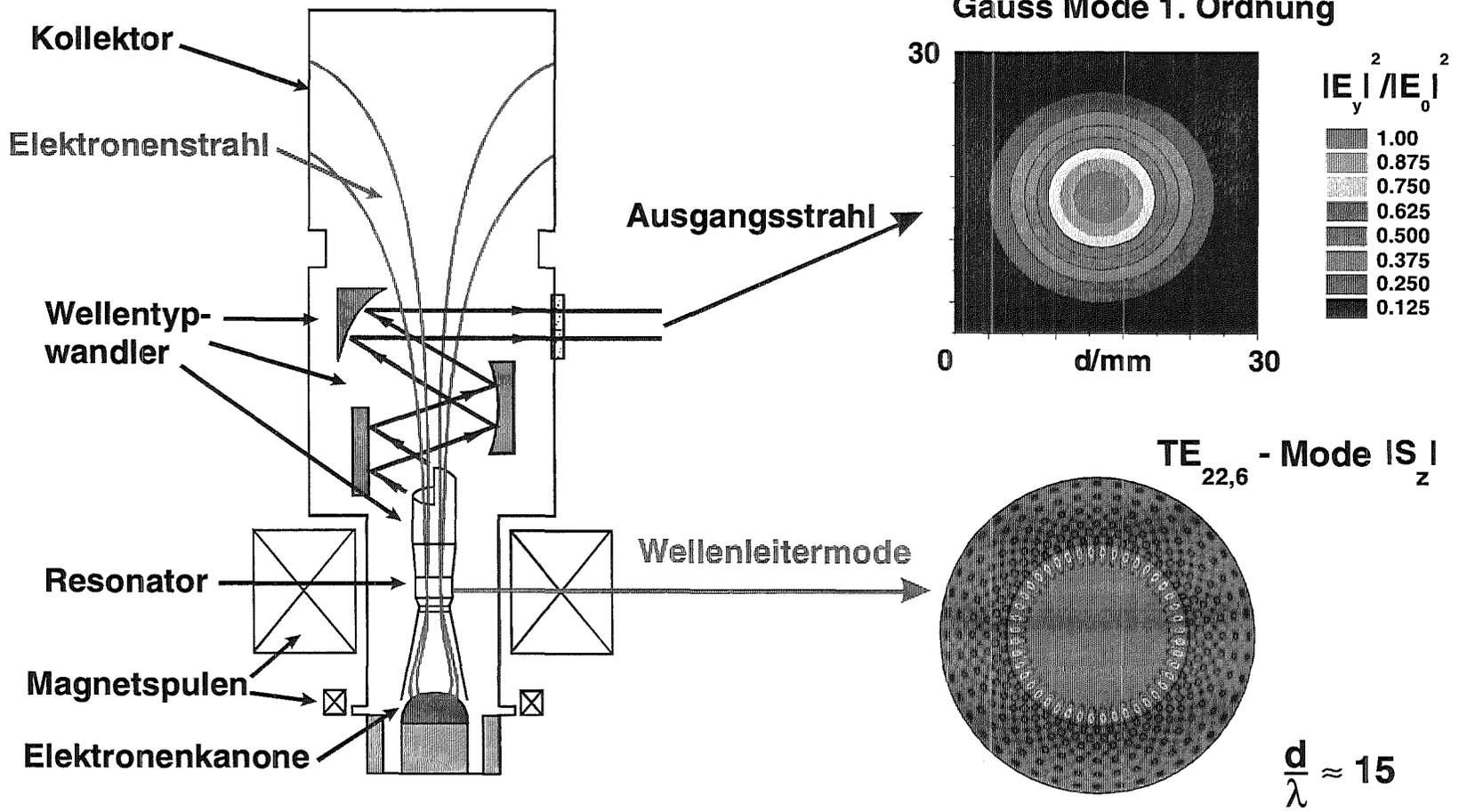
# Kapitel 1

## Einleitung

Am Forschungszentrum Karlsruhe (FZK) wird im Rahmen eines internationalen Projektes an der Entwicklung von Gyrotrons gearbeitet. Dabei handelt es sich um Hochleistungsmikrowellenröhren, die zur Heizung von magnetisch eingeschlossenen Plasmen bei der Erforschung der Energiegewinnung durch kontrollierte Kernfusion eingesetzt werden. Als weiteres Einsatzgebiet ist die Speisung von Mikrowellenöfen zu nennen. Aufgrund der kleinen Wellenlänge ergibt sich hier eine homogene Wärmeverteilung, die zum Sintern hochwertiger Struktur- und Funktionskeramik benötigt wird.

Abb. 1.1 zeigt einen Gyrotronoszillator im Querschnitt. Eine Ringelektrode emittiert Elektronen, die in einem längsgerichteten, elektrischen Gleichfeld zur Anode hin beschleunigt werden. Gleichzeitig erfährt der Elektronenstrahl eine transversale Ablenkung durch ein elektrisches Querfeld. In Ausbreitungsrichtung verläuft ein magnetisches Längsfeld, das die Elektronen aufgrund der Lorentzkraft auf helikale Bahnen zwingt. Zum Resonator hin steigt die Magnetfeldstärke an und reduziert den Durchmesser des Elektronenhohlstrahls, was die Zyklotronfrequenz der Elektronen erhöht. Aufgrund einer Wechselwirkung (Elektronenzyklotronresonanz) gibt der Elektronenstrahl im Resonator einen Teil seiner Energie an die transversal zur Driftrichtung gerichtete elektrische Feldkomponente einer elektromagnetischen Welle ab. Der Resonator ist als überdimensionierter Rundhohlleiter ausgeführt, um eine Wellenleiterfeldform hoher Ordnung anzuregen. Die in Abb. 1.1 dargestellte Röhre erzeugt eine  $TE_{22,6}$ -Mode. Die Leistungsverteilung dieser Mode ist rechts unten im Bild dargestellt. Die Leistungsübertragung in Form von reinen Moden hoher Ordnung ist in geschlossenen Wellenleitern nur schwer realisierbar. Daher wird zur weiteren Leitung ein quasioptisches Spiegelleitungssystem verwendet, welches die Hochfrequenzleistung in Form eines gaußförmigen Strahls an das Ausgangsfenster transportiert. Diese Art der Auskopplung ist auch deshalb sinnvoll, weil durch die Abtrennung der HF-Leistung vom Elektronenstrahl ein weiterer Energieaustausch zwischen Elektronen und Welle verhindert wird.

Abbildung 1.1: Gyrotronoszillator



Im Kollektor kann zur Steigerung des Wirkungsgrades ein Teil der aufgewendeten Energie durch Abbremsen der verbleibenden Elektronen zurückgewonnen werden (depressed collector).

Gyrotrons werden für Frequenzen von etwa 8 GHz bis über 500 GHz hergestellt. Sie erreichen Ausgangsleistungen von einigen hundert Kilowatt bis in den Megawattbereich. Die maximale, gepulste Ausgangsleistung eines am FZK entwickelten Gyrotrons beträgt derzeit 2,1 MW bei einer Frequenz von 140 GHz und 53 % Gesamtwirkungsgrad [1]. Damit werden hohe Anforderungen an die mechanische Genauigkeit und Ausrichtung der Komponenten, wie Resonator, quasioptisches Wandlersystem und Ausgangsfenster gestellt.

Bei Gyrotronoszillatoren handelt es sich um Hochvakuumröhren mit großem Volumen, deren Evakuierung besonders zeitaufwendig ist. Ein nachträgliches Öffnen der Röhre sollte möglichst vermieden werden. Die Korrektur und Optimierung des quasioptischen Wandlersystems hat sich als besonders zeitintensiv herausgestellt. Daher wird die Charakterisierung dieser Komponenten vor dem Einbau außerhalb der Röhre anhand von Niederleistungsmessungen durchgeführt. Das Wandlersystem wird dabei von einem quasioptischen Niederleistungs-Modenerzeuger gespeist, der die realen Arbeitsbedingungen im Gyrotron simuliert.

Ein eigens zu diesem Zweck entwickelter skalarer Niederleistungsmeßplatz wurde zu einem vektoriellen Netzwerkanalysator für das D-Band (110-170 GHz) erweitert und ist Grundlage für diese Arbeit [2] [3].

Typische Aufgaben sind Messungen der Leistungsverteilung quer zur Wellenausbreitungsrichtung oder die Überprüfung der Modenreinheit der quasioptischen Modenerzeuger mit dem Wellenzahlspektrometer (k-Spektrometer) [4]. Dieses Meßverfahren erlaubt quantitative Aussagen über den Anteil unerwünschter Moden in einem Wellenleiter und ist eigentlich für einen Leistungsbereich um 100 kW entwickelt worden [5]. Deshalb hat man mit hohen Koppeldämpfungen zu tun, die den Einsatz eines gewöhnlichen Analysators aufgrund der fehlenden Dynamik stark einschränken. Der bestehende Analysator verfügt über eine Meßdynamik bis über 100 dB und wird somit den Anforderungen der durchzuführenden Messungen gerecht.

Als Quelle für den D-Band Netzwerkanalysator wird eine Rückwärtswellenröhre verwendet. Sie gehört, wie das Gyrotron, zu den sogenannten Laufzeitröhren. Weitere Beispiele für solche Röhren sind die Wanderwellenröhre oder das Klystron [6]. Die Funktionsweise der Rückwärtswellenröhre wird in Kap. 3 näher erläutert. Der Einsatz einer Röhre gegenüber Halbleiteroszillatoren zur Speisung eines Netzwerkanalysators läßt sich vor allem dadurch rechtfertigen, daß heutige Halbleiterschaltungen für diesen Frequenzbereich zwar verfügbar aber noch immer sehr teuer und aufwendig sind. Die Rückwärtswellenröhre vereinigt breite Frequenzdurchstimbarkeit mit dem Vorzug der Leistungserzeugung auf der

Endfrequenz zu einem günstigen Preis und ist daher besonders als Quelle zur Netzwerkanalyse geeignet.

Die Vorzüge der Frequenzdurchstimmbarkeit konnten jedoch bisher nur im Handbetrieb des Analysators genutzt werden, da eine Automatisierung der Hochspannungsansteuerung der Rückwärtswellenröhre fehlte.

Somit war es das vornehmliche Ziel dieser Arbeit, die Frequenzpunkteinstellung des Meßsystems zu automatisieren. Ausgehend davon sollte eine automatische Meßwerterfassung punktweise Wobbelmessungen im genannten Frequenzbereich ermöglichen. Zunächst bestand die überwiegend experimentelle Aufgabe, die Frequenz der Rückwärtswellenröhre schrittweise so einzustellen, daß ein Einrasten der Phasenregelschleife des Analysators erfolgt. Die Steuerung der Geräte wurde in einen automatischen Programmablauf gebracht, der durch die schnelle Rückwirkung der Stellgrößen einer digitalen Regelung gleichkommt. Dazu wurde ein Meßprogramm erstellt, welches die nötigen Geräte mittels Rechnersteuerung bedient und ausliest. In Kap. 4 wird die Funktionsweise dieses Programms vorgestellt und gleichzeitig auf die konkrete Bedienung eingegangen.

Ebenso waren Erweiterungen der Hardware des Meßsystems erforderlich, die bei der bisherigen monofrequenten Messung noch nicht berücksichtigt worden waren. Zum einen wurde eine zusätzliche Abfrage des Zustands der Phasenregelschleife über die serielle Schnittstelle eingeführt, was die Sicherheit und Schnelligkeit der Frequenzpunktsuche erhöhte. Zum anderen kam als neues Gerät ein steuerbares Hochspannungsnetzteil hinzu, das zur Erhöhung von Auflösengenauigkeit und Ausgangsstrom leicht abgeändert wurde. Aufgrund der starken Frequenzabhängigkeit des Systems bei breitbandigen Sweep-Messungen war eine Amplitudenregelung für die Speisung der Mischer notwendig.

Schließlich wurden einige Messungen zur Charakterisierung des neu entstandenen Meßsystems durchgeführt (Kap. 5). Neben der Arbeitsweise der PLL wurde die Reproduzierbarkeit der gemessenen Werte sowie die Dynamik des Analysators untersucht. Um die Aussagekraft der Meßergebnisse unter Beweis zu stellen, bot es sich an, einige kalibrierte Beispielmessungen mit gesicherten oder berechneten Ergebnissen zu vergleichen. Auch wenn diese Messungen in keinem direkten Zusammenhang mit dem bisherigen Einsatzbereich des Analysators stehen, so dokumentieren sie dennoch eindrucksvoll die Funktionsfähigkeit des Netzwerkanalysators.

Es ist zu erwarten, daß das neue Meßsystem nochmals erweitert wird. Daher wurde besonderen Wert auf die Flexibilität des Meßaufbaus und der Software gelegt, um beispielsweise den Frequenzbereich durch Anschluß einer anderen Rückwärtswellenröhre bis auf das W-Band auszudehnen. Aus diesem Grund sind die im Meßprogramm verwendeten Funktionen im Anhang aufgelistet.

# Kapitel 2

## Hochfrequenztechnische Grundlagen

Eingangs sollen einige Grundlagen aus Hochfrequenztechnik und der dazugehörigen Meßtechnik angesprochen werden, die dieser Arbeit zugrunde liegen oder zum weiteren Verständnis erforderlich sind.

### 2.1 Streuparameterformalismus

In der niederfrequenten Meßtechnik werden zur Beschreibung der Meßobjekte und Komponenten meist Spannungen und Ströme benutzt. Diese können bei höheren Frequenzen ab einigen Gigahertz zwar genauso definiert werden, doch sie lassen sich nur in Sonderfällen tatsächlich ohne Schwierigkeiten messen. Denkt man schließlich an Wellenvorgänge in Hohlleitern, so bringt deren Erfassung kaum eine Aussage über Feldform und Amplitude der Welle im Hohlleiterinnern. Dies trifft besonders im Mikrowellenbereich zu, denn sobald die Abmessungen von Schaltungen in die Größenordnung der Wellenlänge kommen, fällt der Leistungsanteil eines Signals, der außerhalb der Leiter als elektromagnetisches Wechselfeld vorliegt, immer mehr ins Gewicht.

Nachdem Wirkleistungen mit Meßgeräten wie z. B. dem Kalorimeter auch noch bei sehr hohen Frequenzen ( $>100$  GHz) genau gemessen werden können [7], wird von der Strom-Spannungsbeschreibung (Vierpol) zur Streuparameterbeschreibung (Zweitor) übergegangen. Man spricht hierbei von Leistungswellen. Ein einzelnes Klemmenpaar eines Vierpols nennt man Tor.

Die Herleitung der Streuparameter ist in [8] eingehend beschrieben. Als Verknüpfung zwischen Strom und Spannung an einem Vierpolklemmenpaar und den Leistungswellen an einem beliebigen Tor erhält man folgende Beschreibung:

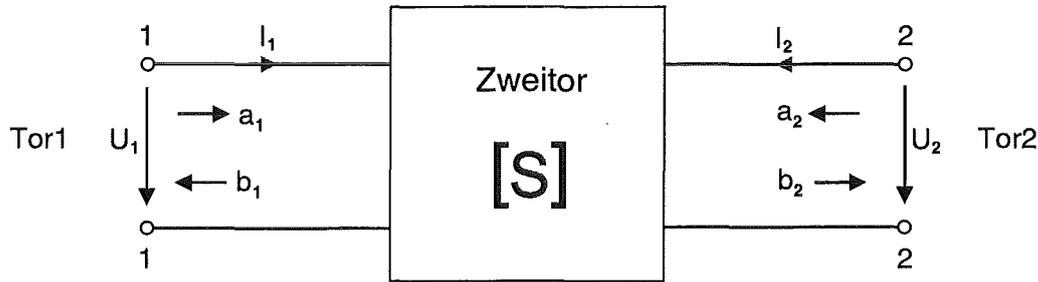


Abbildung 2.1: Zweitor mit Leistungswellen

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

Aus der Definitionsgleichung ist ersichtlich, daß es sich bei den Leistungswellen um komplexe Parameter handelt, deren physikalische Einheit der Wurzel aus der Leistung  $\sqrt{VA}$  entspricht, also quasi einer „Mischung“ aus Strom und Spannung. Mit  $\underline{a}$  werden in das Tor einlaufende, mit  $\underline{b}$  aus dem Tor auslaufende Leistungswellen benannt. Um im allgemeinen Fall mehrerer Tore die zugehörigen Leistungswellen zuordnen zu können, numeriert man die Tore und indiziert die entsprechenden Variablen. Damit kann nun die zum Zweitor gehörende Streumatrix mit ihren zugehörigen Streuparametern  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  angegeben werden:

$$\begin{aligned} \underline{b}_1 &= S_{11}\underline{a}_1 + S_{12}\underline{a}_2 & (2.2) & \quad \text{bzw.} & \quad \begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} & (2.4) \\ \underline{b}_2 &= S_{21}\underline{a}_1 + S_{22}\underline{a}_2 & (2.3) & \end{aligned}$$

Bei den Streuparametern handelt es sich ebenfalls um komplexe Größen, die nur dann eindeutig definiert sind, wenn der Bezugswellenwiderstand  $Z_0$  angegeben ist.  $Z_0$  kann beliebig gewählt werden. Da schon bei der Zuführung der Leistungswelle an das Zweitor der Amplituden- und Phasenteil der Streuparameter beeinflusst wird, ist die Angabe des genauen Ortes der Tore relevant.

In [8] sind die Vorteile der Streuparameterbeschreibung wie folgt zusammengefaßt:

- Die Bestimmung der S-Parameter erfolgt bei Abschluß des Zweitores mit dem Bezugswellenwiderstand  $Z_0$  und damit unter Bedingungen, die näherungsweise die späteren Betriebsbedingungen sind.
- S-Parameter sind durch Leistungswellen definiert. Man kann sie im Höchst-

frequenzbereich mit Hilfe von Richtkopplern, Meßleitungen oder Brücken-  
anordnungen messen.

## 2.2 Lineare Netzwerkanalyse

Unter einem Netzwerkanalysator versteht man in der Hochfrequenztechnik ein System zur frequenzabhängigen Messung der Streuparameter von Mehrportnetzwerken [9]. Meist wird von linearen Netzwerken ausgegangen. Technisch gesehen verhält sich ein Netzwerk linear wenn

- eine lineare Änderung im Eingangssignal dieselbe lineare Änderung im Ausgangssignal bewirkt.
- das Ausgangssignal, das von der Summe mehrerer Eingangssignale erzeugt wird, identisch ist mit der Summe der Ausgangssignale der einzelnen Eingangssignale.

Im Frequenzbereich bedeutet Linearität, daß das Meßobjekt allgemein betrachtet die Amplitude und Phase, nicht aber die Frequenz des eingespeisten, harmonischen Signals verändert. Die Annahme eines linearen Verhaltens ist für die meisten passiven Schaltungen wie Filter, Leistungskoppler oder Antennen gültig. Beispiele für nichtlineare Netzwerke sind Mischer, Dioden oder auch Verstärker im Großsignalbetrieb. Ferrite oder Halbleiter können sich je nach den jeweiligen Betriebsparametern linear oder nichtlinear verhalten [9].

### 2.2.1 Aufbau eines Netzwerkanalysators (NWA)

Das Meßobjekt (device under test, DUT) wird als Zweitor beschrieben. Streuparameter sind allgemein komplexe Größen mit Betrag und Phase. Werden beide 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.

Der zur Netzwerkanalyse benötigte Meßaufbau läßt sich wie folgt unterteilen:

1. Der Aufbau wird von einer Hochfrequenzquelle gespeist, die sowohl festfrequent (continuous wave, CW), als auch durchstimmbar (Wobbelbetrieb, Sweep) sein kann.
2. Es folgt eine Koppereinrichtung zur Trennung der zum Meßobjekt laufenden und der vom Meßobjekt reflektierten Leistung.

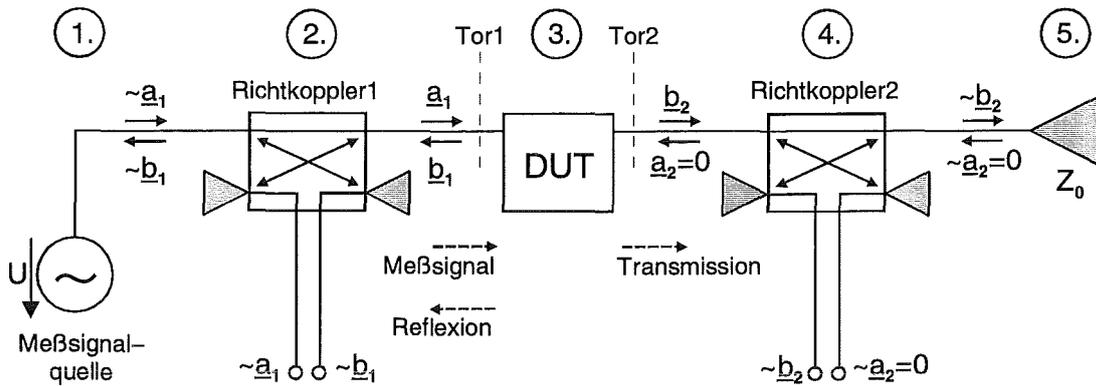


Abbildung 2.2: Grundaufbau eines NWA

3. Das Meßobjekt selbst (device under test, DUT). 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.

Die Signalübertragungseigenschaften linearer Netzwerke werden im Frequenzbereich vollständig durch die Streuparameter beschrieben.

Bei der Messung muß das passive Tor 2 reflexionsfrei abgeschlossen werden, um den Einfluß einer möglichen Fehlanpassung am Ausgang nicht als Eigenschaft des Meßobjektes zu interpretieren. Außerdem ist hohe Rückflußdämpfung der Richtkoppler nötig, damit diese die ein- bzw. auslaufende Welle nicht beeinflussen.

Aus den hin- und rücklaufenden Wellen  $a_i$  und  $b_i$  können nach Gleichung 2.4 die komplexen S-Parameter in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet werden.

Im Prinzip teilt sich die von der Quelle zugeführte Leistung drei Teile. Ein Teil wird vom Meßobjekt zurückreflektiert, ein weiterer passiert das Meßobjekt. Zusätzlich kann das zu analysierende Netzwerk Leistung dissipieren, also in Verlustwärme umwandeln, oder auch hinzufügen, indem es das angebotene Signal verstärkt.

Für unsere Anwendungen wird die Bestimmung von  $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$  von Bedeutung sein. Dieser Parameter ist der Übertragungsfaktor vom Tor 1 zum Tor 2, der gemessen wird, wenn Tor 2 mit  $Z_0$  abgeschlossen ist. Er wird auch als Vorwärts-*transmission* bezeichnet.

Zur Messung der vollständigen Streumatrix muß als einspeisendes Tor zunächst Tor 1 (Vorwärtsmessung) und danach Tor 2 (Rückwärtsmessung) gewählt werden. Außerdem wird unterschieden zwischen Reflexionsmessung und Transmissionsmessung, denn abhängig von der konkreten Anwendung werden zur Charakterisierung von Hochfrequenznetzwerken außer den S-Parametern noch andere Größen verwendet, die sich durch Netzwerkanalyse bestimmen lassen:

- Reflexion:  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ , Stehwellenverhältnis (SWR), Reflexionskoeffizient, komplexe Impedanz, Rückflußdämpfung
- Transmission:  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ , Verstärkung, Einfügungsdämpfung, Transmissionskoeffizient, Frequenzgang (Amplitude, Phase), Gruppenlaufzeit ( $d\phi/d(2\pi f)$ )

Bei vielen Anwendungen genügen skalare Messungen, da nur die Leistungsamplitude interessiert. Dennoch bietet die vektorielle Messung einige Vorteile, die sich aus der zusätzlichen Phaseninformation ableiten. Hier sei jedoch auf die Literatur verwiesen [9] [10].

### 2.2.2 Kalibration durch Fehlerkorrektur

Die Netzwerkanalyse stellt eine komplizierte Messung mit zahlreichen Fehlerquellen dar und ist daher nur aussagekräftig, wenn es gelingt, diese Fehler zu minimieren oder zu korrigieren. Mögliche Arten von Fehlern sind:

1. **stochastische Fehler** durch begrenzte Frequenzauflösung aufgrund der Linibreite des Meßsignals, Amplituden- oder Phasenrauschen der Mischoszillatoren und Quantisierungsfehler bei der A/D-Wandlung,
2. **Driftfehler** durch Drift der Oszillatoren oder mechanische Längenänderungen aufgrund von Temperaturschwankungen und
3. **systematische Fehler** durch nichtideales Verhalten der verwendeten Schaltungselemente wie Koppler oder Leitungen, z. B. Übersprechen oder Fehlanpassung.

Stochastische Fehler fallen aufgrund ihrer geringen Größenordnung meist kaum ins Gewicht, vorausgesetzt, die ermittelten Meßwerte liegen weit über der Auflösungsgrenze des Analysators. Driftfehler können durch konstant gehaltene Umgebungsbedingungen stark vermindert werden. Zu den systematischen Fehlern zählen im Grunde auch Frequenzgangfehler durch dispersives Verhalten sämtlicher Komponenten und Baugruppen des Analysators. Derartige Fehler können

größer sein als die eigentlich zu messenden Parameter des Meßobjekts. Sie werden daher rechnerisch durch Kalibration beseitigt oder zumindest eingeschränkt.

Dazu werden verschiedene Kalibrationsverfahren verwendet, die davon ausgehen, daß sich der Analysator aus einem idealen Analysator und einem Fehlermehrtor zusammensetzt. Die Parameter des Fehlermehrtors werden bei der Kalibration aus Messungen von bekannten Standards bestimmt. Beispielsweise werden dazu die offene Leitung (open), die kurzgeschlossene Leitung (short) und die abgeschlossene Leitung (load) im sogenannten „OSL-Fehlermodell“ verwendet. Die Genauigkeit der Kalibration wird einerseits von der Qualität dieser Standards bestimmt, andererseits aber auch durch eine mögliche Drift der Fehlergrößen eingeschränkt. Nicht zuletzt ist die Grenze der Meßgenauigkeit nach Kalibration durch die Reproduzierbarkeit der Verbindungen zwischen Standards und NWA bzw. zwischen Meßobjekt und NWA gegeben, da diese zur Kalibration geöffnet werden müssen.

Die häufigste Methode der Kalibration ist die Frequenzgangkorrektur durch Referenzmessung. Es werden zwei gleichartige Messungen durchgeführt, und zwar eine ohne Meßobjekt und eine weitere mit eingefügtem Meßobjekt. Zur Korrektur bzw. Reduktion des Frequenzgangsfehlers wird die Referenzmessung von der Messung des Meßobjektes abgezogen. Da für die vorliegende Arbeit zunächst nur diese Art der Kalibration von Belang ist, sei zu den weiteren, prinzipiell möglichen Kalibrationsverfahren auf die Literatur verwiesen [9].

### 2.2.3 Besonderheiten der vektoriellen Messung

Bei der vektoriellen Messung werden die komplexen Streuparameter des Meßobjektes durch Messung von Amplitude *und* Phase über der Frequenz bestimmt. Zur Erfassung der Phase sind grundsätzlich zwei Meßkanäle erforderlich, wobei der eine Kanal die Referenz für die Phase  $0^\circ$  vorgibt. Weiterhin muß für die Messung der Phasenänderung durch das Meßobjekt an beiden Kanälen die exakt gleiche Frequenz anliegen. Falls das Eingangstor mit dem Ausgangstor zusammenfällt, ist per Definition eine Phasendifferenz von  $\Delta\phi = 0$  gegeben. Daraus folgt, daß das Signal auf dem Weg von den Toren zum Phasenvergleich auf beiden Kanälen die gleiche elektrische Länge durchlaufen muß, damit die o. g. Bedingung für die Phasendifferenz erfüllt ist. Dies bedeutet auch, daß sich bei gleicher Länge der Meßkanäle, die Phasenänderung über der Frequenz aufhebt und  $\Delta\phi = 0$  frequenzunabhängig gültig ist. Gleichung 2.5 beschreibt das Phasenverhalten einer Luftleitung zwischen Eingangs- und Ausgangstor [11]:

$$\phi = -\frac{360^\circ \cdot f \cdot l_L}{c} = -360^\circ \cdot \frac{l_L}{\lambda} \quad (2.5)$$

Der Phasenwinkel  $\phi$  erhöht sich demnach mit der Frequenz  $f$  und der Leitungslänge  $l_L$ . Mit  $c$  wird die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im Freiraum bezeichnet. Die Phasenlage ist negativ bezüglich der Referenzphase am Eingangstor, da die Leitung eine Verzögerung darstellt. Wird nun der Phasenverlauf eines Leitungsstückes über der Frequenz betrachtet, so erhält man eine Gerade, die als Phasenprogression bezeichnet wird, und deren Steigung  $d\phi/df$  ausschließlich von der Länge der Leitung abhängt.

Diese Betrachtung kann analog auch für Kabelstücke oder durchlaufene Dielektrika durchgeführt werden. Dann ist die effektive elektrische Wellenlänge zu berücksichtigen, die um den Faktor  $1/\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$  kürzer als die Vakuumwellenlänge ist. Bei der Signalleitung in Hohlleitern ist die Änderung der effektiven Länge der Meßstrecke und somit des Phasenterms besonders stark ausgeprägt. Für den Fall, daß die Forderung nach elektrisch gleichlangen Kanälen nicht erfüllt werden kann, bildet man die Differenz aus der Steigung der Phasenprogression des Meßobjektes und der für zusammenfallende Tore. Die so berechnete Kurve muß dann nach obiger Definition eine insgesamt negative Steigung über der Frequenz aufweisen, die die Verzögerung der Welle durch das Meßobjekt wiedergibt. Diese Korrektur entspricht der Frequenzgangkorrektur wie sie oben erläutert wurde.

#### 2.2.4 Kenngrößen der Netzwerkanalyse

Für einen Netzwerkanalysator im Mikrowellenbereich lassen sich folgende Kenngrößen angeben, die die Durchführbarkeit spezieller Messungen entscheidend beeinflussen:

- Frequenzgenauigkeit
- Linienbreite der Quelle
- Dynamikbereich und
- Meßumfang

Die Frequenzgenauigkeit hängt in erster Linie von der Stabilität der Referenzoszillatoren der verwendeten Meßgeräte ab.

Die Linienbreite der Quelle muß schmaler als die gewünschte Auflösung des Frequenzbandes innerhalb der Detektionsbandbreite des Empfängers sein. Die geforderten Werte sind abhängig von der Art der zu vermessenden Objekte. So reicht beispielsweise eine Genauigkeit von 100 MHz für einfache Messungen von Gyrotronmillimeterwellenfenstern, während für genaue Permittivitätsmessungen bereits 14 MHz bei 140 GHz gefordert werden [12].

Eine weitere systembeschreibende Größe der Netzwerkanalyse ist der Meßumfang. Hierunter versteht man die Differenz zwischen maximaler und minimaler Meßfrequenz, die sich nach Abb. 2.3 ergibt, wenn eine bestimmte Dynamik vorgegeben wird [11].

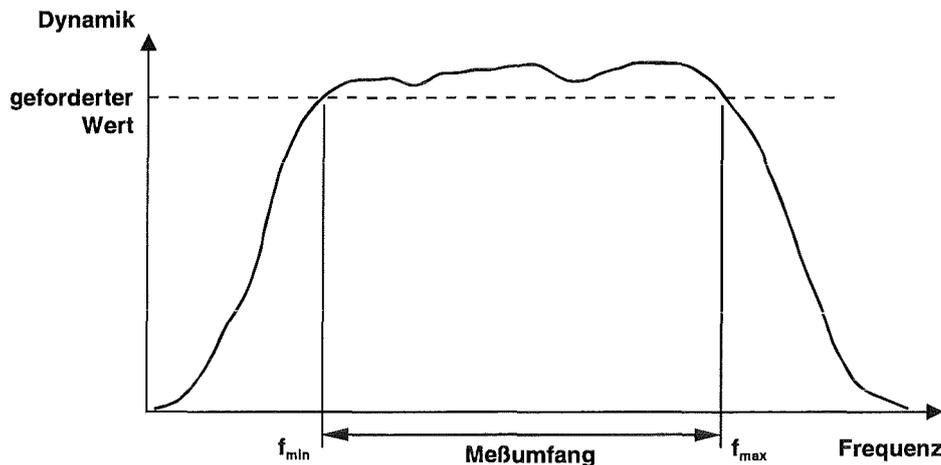


Abbildung 2.3: Meßumfang für vorgegebenen Dynamikwert

Die Dynamik eines Netzwerkanalysators ist das Verhältnis zwischen größter und kleinster meßbarer Leistung. Dabei stellt die zur Verfügung stehende Ausgangsleistung der Quelle die obere Grenze des Dynamikbereichs dar. Die untere Meßgrenze wird durch das thermische Rauschen des Analysators bestimmt. Geht man nach Nyquist [13] von einer über der Frequenz gleichverteilten Rauschleistungsdichte aus, so erhält man als theoretisch unterste Meßgrenze die Leistung:

$$P_R = k \cdot T \cdot B \quad (2.6)$$

$T$  = 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  $-174 \text{ dBm/Hz}$  Rauschleistungsdichte.

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

Die Dynamik wird nicht zuletzt durch die aktiven Komponenten des Meßaufbaus eingeschränkt. 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 [9] verwiesen.

Treibt die maximale Leistung der speisenden Quelle die Meßapparatur in die Sättigung, so ergibt sich die obere Dynamikgrenze aus dieser Sättigungsgrenze. Daher werden mehrstufige, hochempfindliche Verstärker verwendet, die einen Aussteuerbereich über viele Dekaden aufweisen.

## 2.3 Oberwellenmischer

Die in dieser Arbeit zu detektierenden Frequenzen bewegen sich im D-Hohlleiterband (110–170 GHz). Die eigentliche Messung soll jedoch bei gut handhabbaren Frequenzen im Bereich unter 1 GHz stattfinden. Gewöhnlich werden Mischer benutzt, die eine Differenzfrequenz (Zwischenfrequenz, ZF) aus zwei hochfrequenten Signalen bilden. Für einen solchen Grundwellenmischer würde man jedoch einen Generator im Frequenzbereich des zu detektierende Signals benötigen. Für diesen Bereich sind aber nur schmalbandige PLL-stabilisierte Gunnoszillatoren erhältlich. Diese Methode der Speisung eines Mixers ist somit wenig ökonomisch. Man nutzt daher die nichtlineare Eigenschaft der Mischdiode, Oberwellen des Lokaloszillators (LO) zu erzeugen, wenn ein begrenztes Sinussignal (Rechteck) als Oszillatorsignal verwendet wird. Man bietet also dem Mischer auf LO-Seite ein Signal mit so großer Amplitude, daß er die Mischerdioden voll durchsteuert und durch die Oberwellenerzeugung an einer nichtlinearen Kennlinie neben der Grundfrequenz  $f_{LO}$  auch mit deren Harmonischen  $n \cdot f_{LO}$  arbeitet. So werden mehrere mögliche Empfangsfrequenzen in den Zwischenfrequenz-Bereich (ZF) abgebildet:

$$f_{RF} = |n \cdot f_{LO} \pm f_{ZF}| \quad (2.7)$$

Abbildung 2.4 zeigt eine Abwärtsmischung des RF-Signals (radio frequency) in Gleichlage an der n-ten Harmonischen von  $f_{LO}$ . Eine Mischung in Kehrlage würde bedeuten, daß die Empfangsfrequenz  $f_{RF}$  unterhalb der n-ten Harmonischen von  $f_{LO}$  liegt.

Nachteilig ist, daß mit zunehmender Ordnung  $n$  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 beispielsweise die 9. Oberwelle. Die benötigten LO-Signale liegen dann im Bereich von 12–18 GHz, für den Synthesegeneratoren erhältlich sind. Benötigt werden dabei Pegel des Lokaloszillators um 10 dBm, wobei die Mischverluste

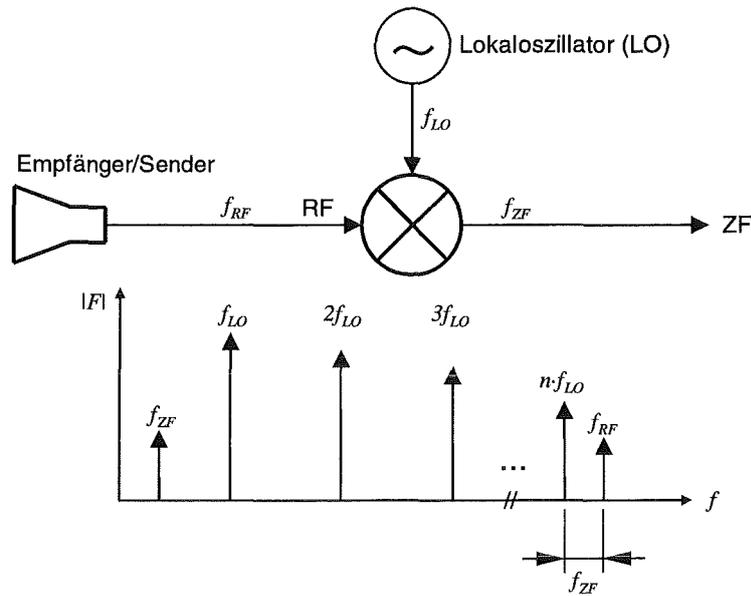


Abbildung 2.4: Prinzip der Oberwellenmischung

(Konversionsverluste) über 30 dB liegen [14] [15]! Die Diode wird oft bis kurz vor der Zerstörungsgrenze angesteuert. Der Meßaufbau muß daher sorgfältig „angefahren“ werden. Trotz Optimierung kann man Oberwellenmischer auch mit anderen Oberwellen betreiben. Die höheren Konversionsverluste werden in Kauf genommen, da sich so der abdeckbare Bereich für mögliche Empfangsfrequenzen erheblich vergrößert. Es sei angemerkt, daß das Aufwärtsmischen eines Signals genauso möglich ist, also die Erzeugung eines Sendesignals im Frequenzbereich einer Vielfachen der LO-Frequenz.

Aus der oben genannten Formel (2.7) zur Errechnung der Empfangsfrequenz erkennt man, daß zu jeder Oberwelle zwei Empfangsfrequenzen gehören. Dies ist einmal die gewünschte Empfangsfrequenz (Mischer arbeitet in Gleichlage) und zum anderen die Spiegelfrequenz (Kerlage), 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.

Dennoch entstehen bei der Mischung eigentlich  $2n+1$  Signale, da es sich um eine Multiplikation des RF-Signals mit einem Kammspektrum aus LO-Harmonischen handelt, was die Signale  $f_{RF} - n \cdot f_{LO}$  und  $f_{RF} + n \cdot f_{LO}$  erzeugt. Für ein bestimmtes  $n$  liegt das erste Signal im gewünschten niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich und kann dort weiterverarbeitet werden. Der zweite Teil liegt im Bereich über 140 GHz und fällt wegen des Tiefpaßverhaltens der Auskopplung am Mischer, sowie des nachfolgenden Verstärkers nicht weiter ins Gewicht.

## 2.4 Amplitudenregelschleife

In der Meßtechnik steht man oft vor der Aufgabe, ein Signal mit vordefinier-tem Pegel an ein Meßobjekt zu führen. Durch die Frequenzgänge der einzelnen Baugruppen des Meßgenerators (Oszillator, Modulator, Verstärker, Ausgangsabschwächer) kann der Ausgangspegel bei Frequenzänderungen zum Teil recht stark variieren. Besonders nachteilig ist dieser Effekt bei Wobbelgeneratoren, da er sich dem Frequenzgang des eigentlichen Meßobjektes überlagert und rechnerisch schwierig von diesem zu trennen ist. Zur Vermeidung eines frequenzabhängigen Ausgangspegels werden daher in den meisten Meßgeneratoren Regelschleifen zur Konstanthaltung des Ausgangspegels eingesetzt (automatic level control, ALC, oder automatic gain control, AGC). Desweiteren kann durch die Wahl einer kurz-en Regelzeitkonstanten das AM-Rauschen, also die Kurzzeitstabilität einer Quelle verbessert werden.

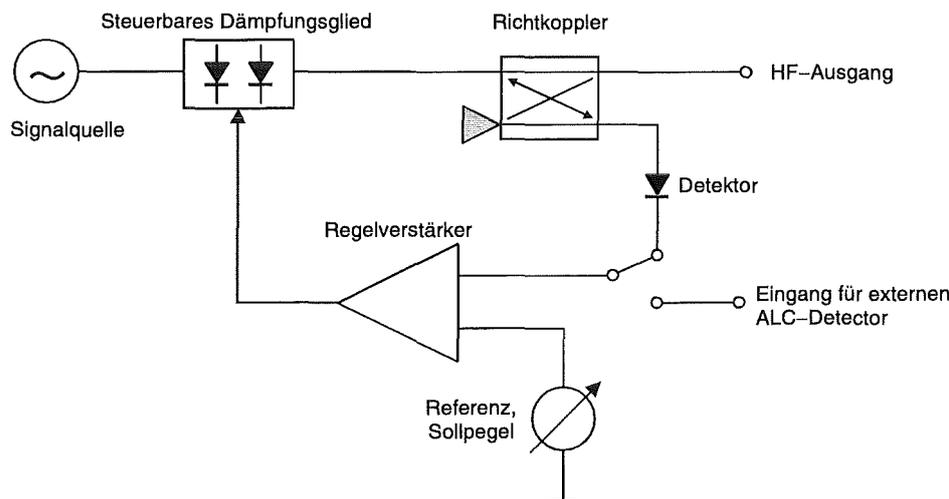


Abbildung 2.5: Prinzipschaltbild einer Amplitudenregelschleife (ALC oder AGC)

Bild 2.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer ALC-Schleife. Sie besteht aus einem Leistungsteiler (z. B. Richtkoppler) nahe dem Ausgang des Meßgenerators, einem Breitbanddetektor und dem Regelverstärker, dessen Ausgangssignal auf ein elektronisch steuerbares Dämpfungsglied wirkt (z. B. PIN- oder Ferritmodulator). Der Frequenzgang dieser Einzelkomponenten muß im betreffenden Bereich äußerst eben sein, da er sich durch die Regelung direkt auf den Ausgangspegel niederschlägt. Schließlich wird mit einer solchen Schleife auch häufig Amplitudenmodulation durchgeführt, was zunächst keine Breitbandigkeit voraussetzt.

Bei Wobbelmessungen an Mikrowellenkomponenten ist es üblich, einen externen Detektor zu verwenden, um den Pegel direkt am Eingangstor des Meßobjekts konstant zu halten. Die Notwendigkeit dafür ergibt sich beispielsweise aus dem

Frequenzgang der verwendeten Zuleitungen oder aus der frequenzabhängigen Anpassung des Meßobjekts. Somit ändert die Regelschleife die Ausgangsimpedanz des Oszillators, nicht aber die Anpassung für eine zurückreflektierte Welle, die von außerhalb des Oszillators kommt. Der Wert der Ausgangsimpedanz hängt von der Art des verwendeten Leistungsteilers oder -kopplers ab und wird im Idealfall durch die Auskopplung nicht beeinflusst.

## 2.5 Phasenstabilisation mit PLL

Analog zur Amplitudenregelung besteht die Möglichkeit der Stabilisation der Phase. Die dazu benötigte PLL-Schaltung (phase locked loop, PLL) kann sehr vielfältig verwendet werden, beispielsweise auch zur Resynchronisation des Taktes, bei der Datenübertragung. In der Meßtechnik ist ein Einsatz immer dort sinnvoll, wo man Phasenfehler aufgrund von Frequenzabweichungen vermeiden will oder aber die Phase selbst gemessen wird [16]. Das Grundprinzip der Phasenregelschleife besteht darin, aus einem Phasenvergleich von Referenz- und Nutzsignal, eine Regelspannung zu erhalten, die dann zur Stabilisation eines spannungsgesteuerten Oszillators (voltage controlled oscillator, VCO) verwendet wird.

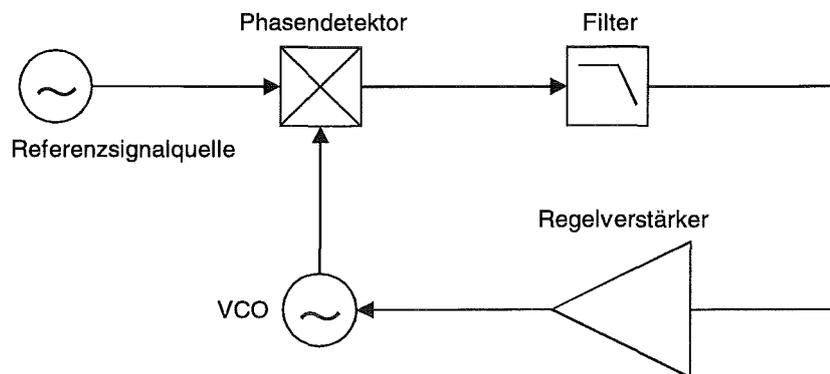


Abbildung 2.6: Aufbau einer Phasenregelschleife, PLL

Die Schleife benötigt also zunächst einen Phasendetektor. Daran schließt sich ein Regelfilter mit Tiefpaßcharakter, das im allgemeinen um einen Regelverstärker erweitert wird. Die Regelzeitkonstante der Schleife muß dabei in der Größenordnung der Kurzzeitfrequenzstabilität des freischwingenden Oszillators liegen. Diese Forderung läßt sich anschaulich erklären, indem man sich die Momentanfrequenz des unstabilisierten Oszillators als schnell hin- und herbewegte Linie im Spektralbereich vorstellt. Ein Einfangen der Linie ist nur möglich, wenn sie nicht schneller wegläuft als die Regelung dem entgegenarbeitet.

Die maximale, anfängliche Frequenzdifferenz zwischen Referenz- und Oszillatorsignal, bei der ein schnelles Ausregeln auf Sollfrequenz bzw. Phase stattfindet,

wird als Fangbereich der PLL bezeichnet. Gleichermäßen ergibt sich der Haltebereich beim Betrachten der Frequenzdifferenz, in der die Phasenregelung noch aufrechterhalten wird. Der Fangbereich ist aufgrund der Hysterese der Regelung immer kleiner als der Haltebereich und hängt im wesentlichen von der Regelsteilheit ab. Mangelnde Kurzzeitstabilität der zu synchronisierenden Quelle erfordern eine möglichst hohe Regelsteilheit, was einen unzureichenden Einfangbereich zur Folge hat. Daher wird dem Phasendetektor oft ein Frequenzdiskriminator parallel geschaltet, der die Ausgangsfrequenz des VCO zuvor in den Arbeitsbereich der Phasenregelung zieht, die dann auf Sollphase einrastet [17].



# Kapitel 3

## Rückwärtswellenröhre

Die Rückwärtswellenröhre (auch Carcinotron oder Rückwärtswellenoszillator, RWO, engl. backward wave oscillator, BWO) gehört zu den Lauffeldröhren und wurde 1951 von der Firma Thomson CSF entwickelt [18].

Es wird unterschieden zwischen *O-Typ*-Röhren, bei denen kein magnetisches Querfeld anliegt, und den *M-Typ*-Röhren mit magnetischem Querfeld. Das Funktionsprinzip beruht auf der Wechselwirkung zwischen einer hochfrequenten elektromagnetischen Welle und einer in Gegenrichtung fließenden Elektronenströmung. Durch eine innere Rückkopplung entsteht ein Zweipoloszillator.

Rückwärtswellenröhren werden in Meßsendern und zur Mikrowellenspektrometrie eingesetzt. Sie erreichen Ausgangsleistungen von einigen Watt (bis 100 GHz) und einigen mW bis 100 mW bei Frequenzen bis 600 GHz. Der Wirkungsgrad beträgt einige Prozent.

Dieser Arbeit liegt eine O-Typ-Röhre des Typs „BWO2b“ der russischen Firma ELVA-1 zugrunde, die im folgenden kurz vorgestellt wird. Vorgehend soll noch die Funktionsweise eines RWO erläutert werden.

### 3.1 Aufbau und Funktionsweise der Rückwärtswellenröhre

Die Rückwärtswellenröhre besteht aus einer Anordnung von Kathode und Anode, wodurch ein Elektronenstrahl mittels Beschleunigungsspannung auf die Geschwindigkeit  $v_0$  gebracht wird. Der Elektronenstrahl durchläuft eine Verzögerungsstruktur, die in Abbildung 3.1 als Interdigitalleitung ausgeführt ist. Weitere mögliche Arten von Verzögerungsleitungen sind Kammerleitung, Helix oder Kammlleitung [18]. Durch die Verzögerung wird die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle so verlangsamt, daß sie mit dem Elektronenstrahl syn-

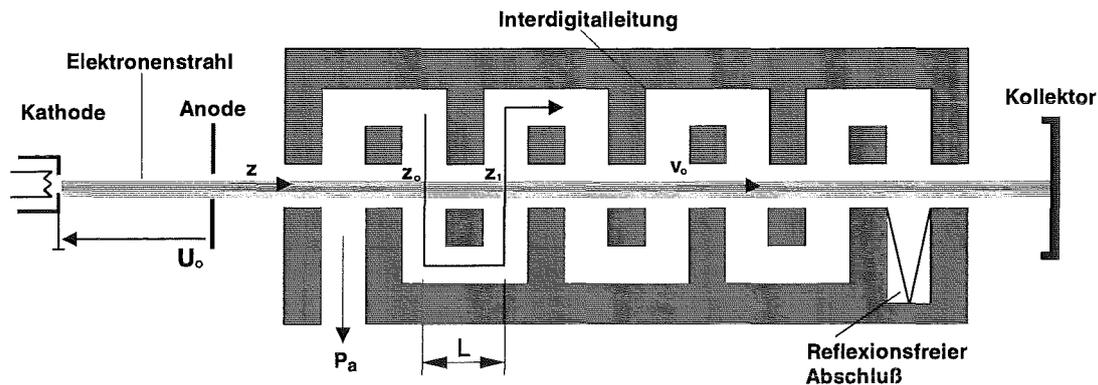


Abbildung 3.1: O-Typ-Rückwärtswellenröhre mit Interdigitalleitung

chron läuft und in Wechselwirkung tritt. Die Welle kann in Teilwellen (Hartree-Harmonische) zerlegt werden, von denen eine die Eigenschaft hat, daß die Phasengeschwindigkeit  $v_{ph}$  der Welle in Richtung des Elektronenstrahls verläuft, deren Gruppengeschwindigkeit  $v_g$  dagegen rückwärts in negativer  $z$ -Richtung – daher die Bezeichnung Rückwärtswellenröhre.

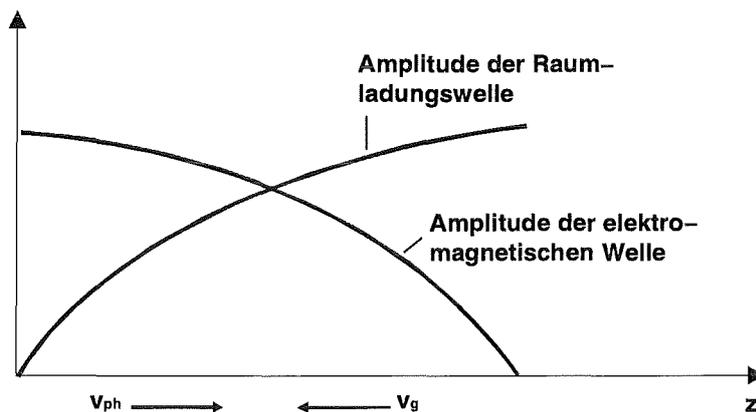


Abbildung 3.2: Amplitudenänderung von Raumladungswelle und elektromagnetischer Welle längs der Interdigitalleitung; die Phasengeschwindigkeit  $v_{ph}$  und Gruppengeschwindigkeit  $v_g$  der Welle sind entgegengerichtet.

Die Bedingung für eine Oszillation soll anhand von Abb. 3.1 erläutert werden. Für eine innere Rückkopplung muß jeweils zwischen zwei benachbarten Kreuzungspunkten ( $z_0, z_1$ ) von Elektronenstrahl und elektromagnetischer Welle eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  vorherrschen. Dies wird erreicht, wenn die schnellste Teilwelle der Phasengeschwindigkeit der Welle in der Größenordnung der mittleren Elektronengeschwindigkeit liegt, was gerade der Hartree-Harmonischen der Ordnung  $n = 0$  entspricht [19]. Die Ausbreitung anderer Teilwellen, z. B. in Vorwärtsrichtung, wird durch einen reflexionsfreien Abschluß auf der Kollektorseite, unterdrückt.

So entzieht die erzeugte elektromagnetische Welle dem elektrischen Längsfeld des Elektronenstrahls portionsweise Energie bis sie am vorderen Ende der Röhre als HF-Ausgangsleistung  $P_0$  ausgekoppelt wird. Wie von anderen Laufzeitröhren bekannt, erfährt dabei der Elektronenstrahl eine Dichtemodulation. Auf dem Weg zum Kollektor vergrößert sich so die Amplitude der Raumladungswellen.

Der Vorteil der Rückwärtswellenröhre ist der direkte Zusammenhang der Ausgangsfrequenz mit der angelegten Beschleunigungsspannung, da die Frequenz der Welle von der Elektronengeschwindigkeit abhängt. Genauer durchläuft die Welle zwischen zwei Kreuzungspunkten  $z_0$  und  $z_1$  die Strecke  $a$ . Für die Laufzeit  $\tau$  einer äquivalenten Welle entlang der z-Achse gilt:

$$\tau = \frac{T}{2} - \frac{a}{c} \quad (3.1)$$

Darin ist die Periodendauer der Welle mit  $T$  und deren Ausbreitungsgeschwindigkeit mit  $c$  bezeichnet. Für die Phasengeschwindigkeit  $v_{ph} = L/\tau$  erhält man daraus folgende Beziehung zwischen  $v_{ph}$  und Wellenlänge  $\lambda_0$  der erzeugten Ausgangsfrequenz:

$$\frac{c}{v_{ph}} = \frac{\tau c}{L} = \frac{Tc}{2L} - \frac{a}{L} = \frac{\lambda_0}{2L} - \frac{a}{L} \quad (3.2)$$

Da  $v_{ph} \lesssim v_0$  ( $v_0$  = Elektronengeschwindigkeit), läßt sich die Frequenz der erzeugten HF-Welle durch Variation der Strahlspannung  $U_0$  und somit von  $v_0$  in weiten Grenzen verändern. Als Spannungs-Frequenzkennlinie der Röhre ergibt sich mit  $v_0 \sim \sqrt{U_0}$  eine Wurzelfunktion.

## 3.2 D-Band Rückwärtswellenröhre „BWO2b“

In dieser Arbeit kommt eine D-Band Rückwärtswellenröhre des russischen Herstellers ELVA-1 zum Einsatz. Die Ausgangsleistung beträgt um 40 mW im Bereich zwischen 140 und 160 GHz. Der Nennfrequenzbereich wird mit 118–178 GHz angegeben. Im praktischen Einsatz wurden auch tiefere Frequenzen bis um 100 GHz realisiert, wobei immer noch etwa 10–20 mW Leistung ausgegeben wird. An der oberen Grenze des Frequenzbereichs nimmt die Leistung ebenfalls geringfügig ab. Die Röhre ist im Betrieb in einem hochspannungssicheren Gehäuse untergebracht und muß gekühlt werden. Bei über 174 GHz Ausgangsfrequenz macht sich das Magnetfeld des dazu verwendeten Lüfters störend bemerkbar, indem es die HF-Amplitude stark moduliert.

Abb. 3.4 zeigt die nötigen Spannungen zum Betrieb der Röhre. Die o. g. Frequenzen werden durch eine Anodenspannung zwischen 600 und 2600 V eingestellt.

Spannung und Strom sind negativ gegenüber Masse, d.h. der Massepunkt ist für die emittierten Elektronen die positive Anode. Die Gitterspannung  $U_{steuer}$  bildet einen Teil der gesamten Anodenspannung und bestimmt so eine positive Spannung von etwa 200 V zwischen Heizelektrode und Steuergitter. Damit läßt sich die Leistung der Röhre einstellen, da die Anzahl der Elektronen, die zur Anode durchdringen, beeinflußt wird. Wie von anderen Röhren bekannt, wird der Elektronenstrahl zuvor durch einen Wehneltzylinder fokussiert. Die Heizspannung beträgt 1,077 V. Beim Anschluß der nötigen Netzteile ist besondere Vorsicht geboten, da die Fußpunkte der Heiz- und Steuerspannung auf Hochspannungspotential liegen!

Die Frequenzspannungskennlinie der Röhre eignet sich gut für eine automatische Ansteuerung der Ausgangsfrequenz durch die anliegende Anodenspannung, da praktisch keine Bereiche mit negativer Steigung und keine tiefen frequenzabhängigen Leistungseinbrüche auftreten <sup>1</sup>.

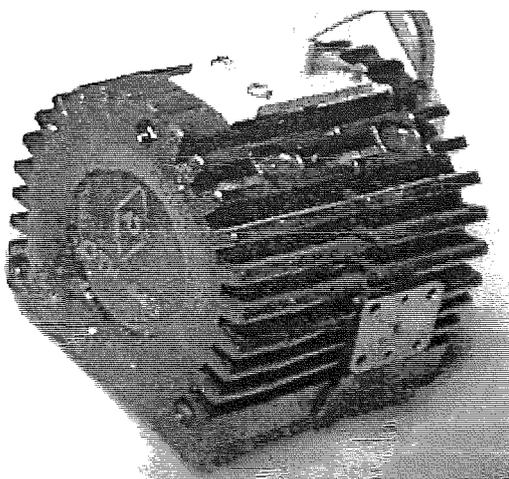


Abbildung 3.3: Rückwärtswellenröhre „BWO2b“

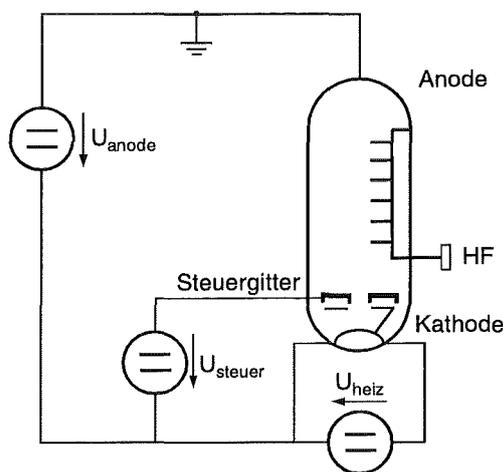


Abbildung 3.4: Spannungsversorgung des BWO2b

Leider sind vom Hersteller keine Einzelheiten über den Aufbau der verwendeten Verzögerungsstruktur zu erfahren. Physikalisch gesehen wäre es sicherlich wissenswert, inwiefern die sonst bei Verzögerungsleitungen auftretenden Interferenzen unterdrückt werden, um eine derartig ungestörte Ausgangskennlinie zu erreichen. Abb. 3.5 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz von der angelegten Anodenspannung. Die Frequenzdurchstimmbarkeit beträgt fast eine Oktave. In Kap. 4 (Abb. 4.6) wird die Umkehrfunktion dieser Wurzelfunktion anhand von 10. Stützstellen polynomial angenähert. Die Abweichung zwischen Näherung und tatsächlichem Verlauf liegt im gesamten Bereich unter 1 % (!). Diese gute Übereinstimmung von theoretischer Betrachtung und tatsächlicher Kennlinie erklärt

<sup>1</sup>Ein zuvor eingesetzter RWO wies in kleinen Abschnitten negative Kennliniensteigungen auf, was in diesen Bereichen eine Frequenzstabilisation mittels PLL unmöglich machte.

sich vor allem durch die Beherrschbarkeit der frequenzbestimmenden Elemente beim RWO, also Elektronengeschwindigkeit und Länge der Verzögerungsleitung. Denn bei Beschleunigungsspannungen von nur einigen Kilovolt ist keine relativistische Betrachtung der Elektronen nötig und deren Geschwindigkeit ergibt sich direkt aus dem Potential der Anode.

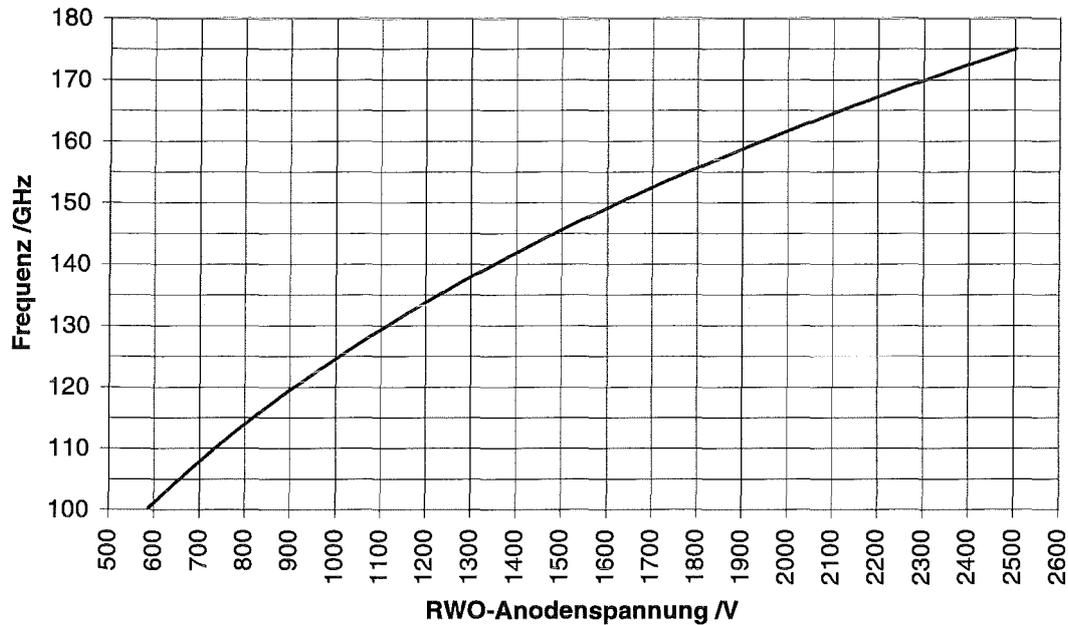


Abbildung 3.5: Ausgangskennlinie des BWO2b

Zu weiteren Angaben über diese Röhre sei auf die zugehörigen Datenblätter im Anhang A verwiesen.



# Kapitel 4

## Vektorieller D-Band Netzwerkanalysator mit phasenstabilisierter Rückwärtswellenröhre

Grundlage für diese Arbeit bildet ein am Forschungszentrum Karlsruhe entwickelter, vektorieller Netzwerkanalysator [2][4]. Da es sich nicht um ein herkömmliches, kommerzielles Gerät sondern um eine Eigenentwicklung mit besonders großem Dynamikbereich handelt, wird der Aufbau des Analysators hier näher beschrieben.

Anschließend werden in diesem Kapitel die nötigen Komponenten zur Automatisierung des Niederleistungsmeßplatzes dargestellt. Die Bedienung und Funktion des erstellten Meßprogrammes werden erläutert. Dazu gehören auch die im praktischen Einsatz des Analysators ermittelten Einstellungen und Erfahrungswerte.

### 4.1 Aufbau des Analysators

Das bestehende Meßsystem wurde für Niederleistungsmessungen im D-Band entwickelt und dient hauptsächlich zur meßtechnischen Untersuchung von Gyrotronkomponenten im Bereich um 140 GHz. Beim Betrieb von Gyrotrons werden Leistungen von einigen hundert Kilowatt bis in den Megawattbereich erreicht. Durch die Verwendung von Meßverfahren, die für solch hohe Leistungen ausgelegt sind, wird bei Niederleistungsmessungen schnell die untere Dynamikgrenze des Meßaufbaus erreicht. Daher wurde der Netzwerkanalysator speziell auf hohe Dynamik optimiert [4]. Dies führt zu einer aufwendigen Signalverarbeitung, da die eigentliche Pegelmessung bei 10 MHz stattfindet und dazu die Signale möglichst ohne



### 4.1.2 Sendezeit

Das senderseitige Millimeterwellensignal wird von einer Rückwärtswellenröhre erzeugt. Die verfügbare Ausgangsleistung hängt von der Frequenz ab und beträgt für die verwendete Röhre im Bereich von 140-160 GHz um 40 mW (16 dBm). Im restlichen D-Band fällt die Leistung bis knapp unter 30 mW (14,7 dBm). Dieses Verhalten ist zwar nachteilig, aber durch die Messung von Eingangs- und Ausgangsleistung vor bzw. hinter dem Meßobjekt heben sich die Schwankungen bei der Netzwerkanalyse wieder auf, so daß hier lediglich die Dynamik des Meßsystems erniedrigt wird.

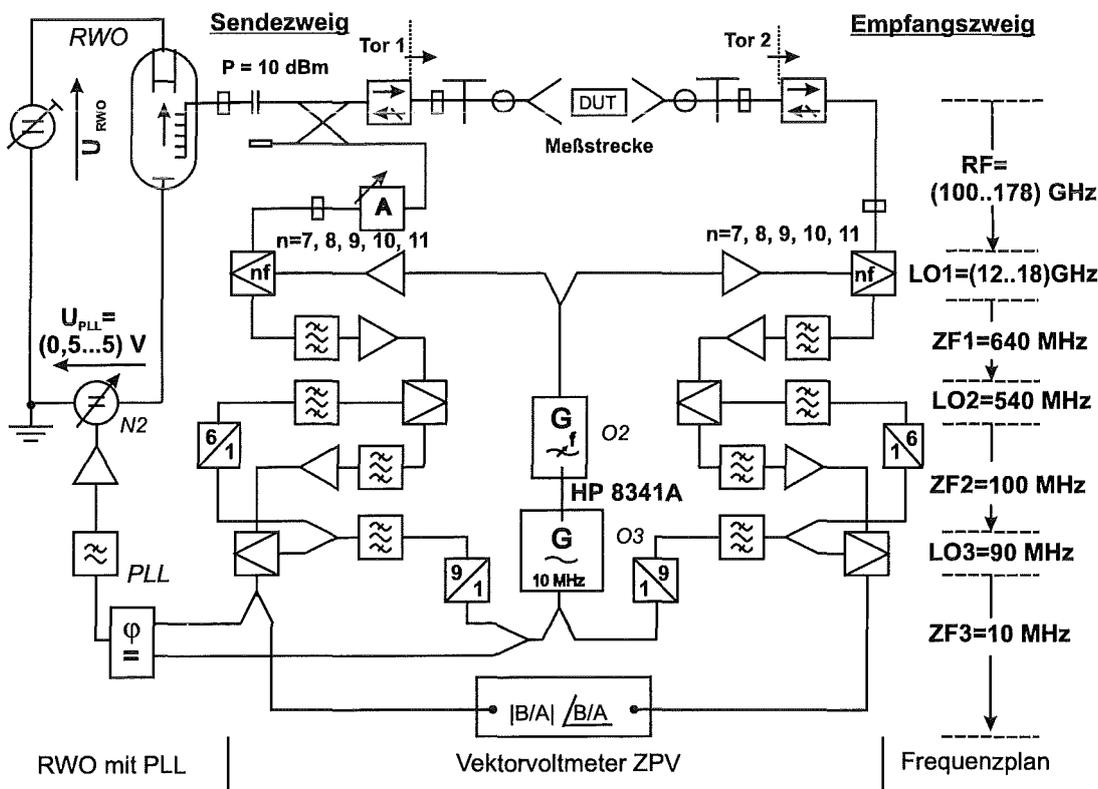


Abbildung 4.2: Schaltbild des vektoriiellen D-Band Netzwerkanalysators

Bevor das Signal das Eingangstor der Meßstrecke erreicht, durchläuft es einen DC-Block zur Abtrennung des Regelspannungspotentials der PLL und eine Richtungsleitung, die den Rücklauf eventuell reflektierter Wellen in die Röhre verhindert (siehe Abb. 4.2). Die meßtechnische Erfassung der Sendeleistung erfolgt über einen 10 dB Richtkoppler. Zur weiteren Signalverarbeitung wird das ausgekoppelte Signal in mehreren Stufen auf 10 MHz heruntergemischt. Die wichtigste Stufe bildet ein Oberwellenmischer in Gleichlage mit fester Zwischenfrequenz bei 640 MHz. Üblicherweise wird die 9. Harmonische zur Detektion von Frequenzen von etwa 135–160 GHz verwendet. Dazu ist ein Lokalsignal um

15 GHz notwendig, das von einem Synthesegenerator erzeugt wird. Abseits dieses Frequenzbereichs empfiehlt sich die 7. oder 11. Harmonische, denn der Mischer bietet bei ungeraden Oberwellen die geringsten Konversionsverluste. Nach zwei weiteren festfrequenten Abwärtsmischungen wird das Signal bei 10 MHz vektoriell gemessen. Dazu dient der A-Kanal eines Vektorvoltmeters. Wenn am B-Kanal die Empfangsleistung anliegt, wird aus den beiden Signalen der relative Pegel und die relative Phase, jeweils bezogen auf A, gebildet. Als Vektorvoltmeter ist hier ein Gerät der Firma Rohde Schwarz mit der Typenbezeichnung ZPV im Einsatz.

### 4.1.3 Empfangszweig

Die Frequenzumsetzung im Empfangszweig ist ähnlich aufgebaut wie beim Sendezweig. Nach der Oberwellenmischung liegt der erste Zwischenfrequenzbereich bei 640 MHz. Anschließend wird das Signal über eine 100 MHz Stufe nach 10 MHz umgesetzt, wo die eigentliche Messung anhand von Kanal B des Vektorvoltmeters stattfindet. Weil die Leistung im Empfängerzweig aufgrund der vorangehenden Meßstrecke sehr stark abfallen kann, muß bei den hier verwendeten Verstärkerstufen entsprechende Linearität über große Pegelbereiche gefordert werden. Es werden daher voneinander entkoppelte, selektive Verstärker eingesetzt. Ein Quarzfilter mit 1,7 kHz sorgt für die nötige Selektion und dämpft den Rauschleistungsanteil durch die verminderte Bandbreite.

### 4.1.4 Phasenregelschleife

Zur vektoriellen Messung ist eine feste Phasenbeziehung zwischen Ein- und Ausgangssignal nötig. Diese wird erreicht, wenn die an den Kanälen A und B des Vektorvoltmeters anliegenden Frequenzen exakt gleich sind, denn dann unterscheiden sie sich lediglich um eine feste Phasendifferenz. Da das Spektrum des freilaufenden RWO bei 140 GHz über 10 MHz breit ist, kann die Phaseninformation nur ausgewertet werden, wenn die Ausgangsfrequenz stabilisiert wird. Dazu dient eine Phasenregelschleife (PLL) mit digital arbeitendem Phasenfrequenzdiskriminator (PFD) [20]. Durch den Phasenvergleich der RWO-Frequenz mit einer hochstabilen Referenzquelle auf der 10 MHz-Ebene, wird die Ausgangsfrequenz des RWO phasenstabil an die Referenz gekoppelt. Die Ausgangsfrequenz des RWO wird dazu auf 10 MHz heruntergemischt. Regelgröße ist demnach ein äquivalentes Signal, das im ZF-Bereich von 10 MHz die Frequenzänderungen des RWO widerspiegelt und in der folgenden Erklärung als „Komparator-Signal“ bezeichnet wird. Stellgröße ist die PLL-Ausgangsspannung, die einen Teil der Anodenspannung des RWO bildet und so auf dessen Frequenz Einfluß nimmt. Der RWO wirkt als spannungsgesteuerter Oszillator.

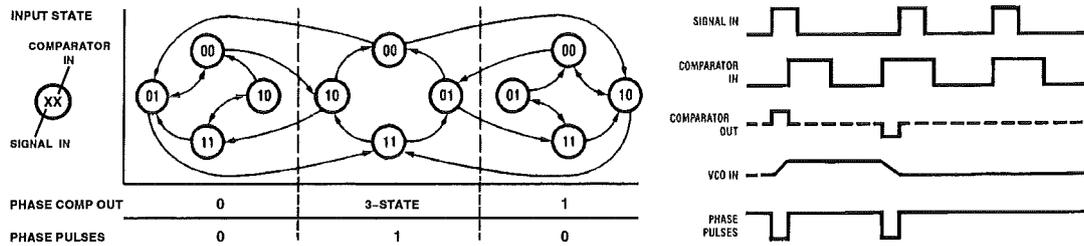


Abbildung 4.3: Zustandsgraph und Signalverarbeitung der digitalen PLL

Zur Regelung der Phase und Frequenz entscheidet der PFD, ob die momentane Phase bezogen auf die Referenzphase zu langsam oder zu schnell läuft und gibt das Ergebnis als digitalen Zustand aus. Diese aufeinanderfolgenden High- und Low-Ausgaben werden über ein Loopfilter zu einer Regelspannung aufintegriert und verstärkt. Die Arbeitsweise des PFD ist in Abb. 4.3 links dargestellt. Nachdem sich die Frequenz durch Ableitung der Momentanphase über der Zeit errechnet, müssen zunächst die Frequenzen der Signale angeglichen werden, bevor ein Einrasten auf Sollphase stattfinden kann. Im Zustandsgraph geschieht die Frequenzregelung in den beiden Außenbereichen links und rechts des 3-State Bereichs.

Die Funktionsweise der Schaltung beruht auf drei möglichen Zuständen. Sie besteht aus mehreren Flip-Flops und logischen Gattern, die in Abhängigkeit des vorherigen Zustands das Ergebnis logischer Verknüpfungen bilden. Ein Beispiel für die Signalverarbeitung zeigt die rechte Seite von Abb. 4.3. Man erkennt, daß der Komparator nur auf positive Signalfanken reagiert und ansonsten annimmt, die Signale seien in Phase. Falls die Frequenz des Komparator-Signals (comparator in) im Vergleich zur Referenz (signal in) zu niedrig ist, werden mehr ansteigende Flanken des Referenzsignals erkannt und damit mehr High- als Low-Zustände ausgegeben. Die Regelspannung erhöht sich und vergrößert die RWO-Frequenz. Für den umgekehrten Fall fällt die Regelspannung und damit die Ausgangsfrequenz.

Wenn das Komparator-Signal die Referenzfrequenz erreicht, wird in den 3-State Modus übergegangen und die Ausgangsstufe der PLL von der digitalen Schaltung abgetrennt. So wird ein Schwingen der Regelung unterdrückt, denn ein erneutes Nachregeln findet jetzt nur statt, wenn sich die Phasendifferenz der Signale vom Sollzustand  $\Delta\phi = 0$  wegbewegt. Die Schleife bleibt im eingerasteten Zustand (Lockzustand). Da die mittlere Phasendifferenz zeitlich konstant gehalten wird, ist ein Phasenvergleich der Kanäle A und B am Vektorvoltmeter möglich.

### 4.1.5 Leistungsdaten

Der Netzwerkanalysator wird für Transmissionsmessungen im Bereich um 140 GHz eingesetzt. Durch einen entsprechenden quasioptischen Meßaufbau sind prinzipiell auch Reflexionsmessungen möglich [12].

Die zur Verfügung stehende Dynamik liegt bei etwa 100 dB, teilweise auch darüber (vgl. Kap. 5.1.5). Der Meßumfang bezüglich der Frequenz geht mit 100–178 GHz über die Grenzen des D-Bandes hinaus. Nach der Phasenstabilisation reduziert sich die Linienbreite der Quelle auf nur 10 Hz (vgl. [4]). Bezogen auf 140 GHz Arbeitsfrequenz entspricht dies einer relativen Bandbreite der Quelle von  $7 \cdot 10^{-11}$ . Eine Absolutmessung von Leistungen im RF-Bereich kann nur nach vorheriger Kalibration erfolgen.

Das System wurde bisher erfolgreich zur Messung von Leistungs- und Phasenverteilung von quasioptischen Modenerzeugern und überdimensionierten Wellenleiterkomponenten eingesetzt. Durch die hohe Meßdynamik eignet es sich außerdem zum Betrieb eines Wellenzahlspektrometers (k-Spektrometer).

## 4.2 Automatisierung des Analysators

Bisher wurde der Analysator von Hand betrieben. Zur Einstellung einer neuen Frequenz mußte eine entsprechende LO-Frequenz errechnet und die RWO-Spannung aus einem Diagramm abgelesen werden. Da die angeschlossene Rückwärtswellenröhre einen weiten Frequenzbereich abdeckt, ist es wünschenswert, diesen auch ohne zeitaufwendige Einstellungen zu nutzen.

### 4.2.1 Anforderungen

Ziel der Automatisierung ist es nun, die nötigen Einstellungen von Lokaloszillator und Sendefrequenz sowie die Erfassung der Meßwerte per Rechnersteuerung vorzunehmen. Damit sollen Wobbelmessungen über mehrere Gigahertz zur Ermittlung des Frequenzverhaltens von beliebigen Meßobjekten im Millimeterwellenbereich möglich sein.

### 4.2.2 Geräte zur Automatisierung

Abbildung 4.4 zeigt die verwendeten Komponenten zur Steuerung des Niederleistungsmeßplatzes. Ein Arbeitsplatzrechner (PC) steuert über ein Meßprogramm die folgenden Geräte:

- Synthesizer
- Hochspannungsnetzteil
- DC-Voltmeter
- Vektorvoltmeter

Die automatische Messung eines Frequenzpunktes läuft prinzipiell folgendermaßen ab: Der Synthesizer wird auf eine LO-Frequenz gesetzt. Durch die Verwendung von Oberwellenmischung wird damit der Empfänger auf eine bestimmte RF-Empfangsfrequenz eingestellt. Nun wird versucht, genau diese Frequenz als Ausgangsfrequenz der Rückwärtswellenröhre einzustellen. Dazu dient ein steuerbares Hochspannungsnetzteil, mit dem sich die RWO-Frequenz in einem weiten Bereich ändern läßt (siehe Kap. 3). Ist eine entsprechende Frequenz gefunden, so wird die Phasenregelschleife aktiv und der RWO wird auf Referenzphase synchronisiert. Dabei stellt sich eine mittlere PLL-Regelspannung ein, die über ein DC-Voltmeter abgefragt wird. Sobald die Frequenz stabil steht, kann das Vektorvoltmeter ausgelesen und die erhaltenen Meßwerte im Rechner weiterverarbeitet werden.

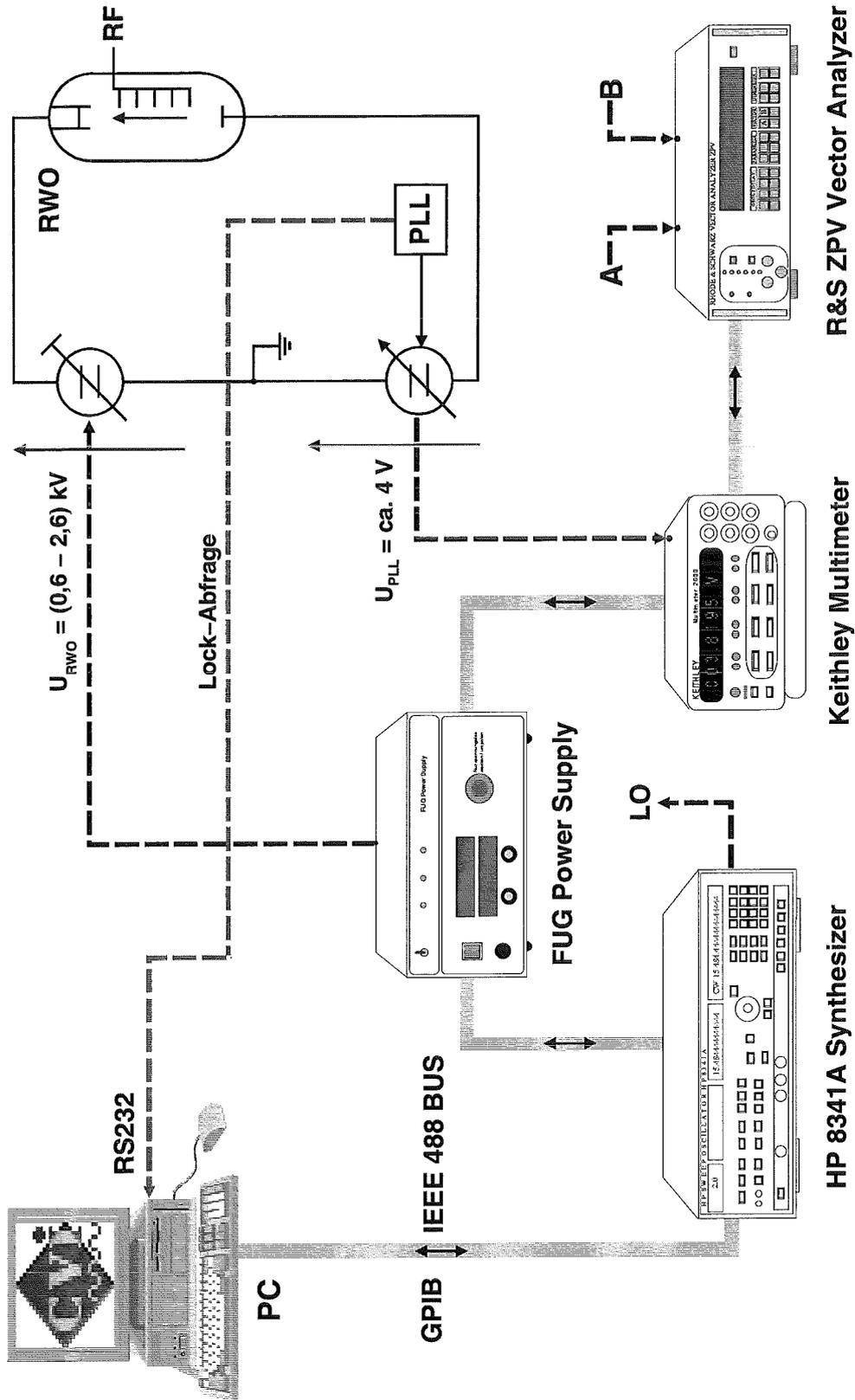


Abbildung 4.4: Aufbau der Automatisierung

### 4.2.2.1 Synthesizer

Zur Speisung der sender- und empfangsseitigen Mischer mit der Lokaloszillatorfrequenz wird der Synthesizer HP 8241A eingesetzt. Für einen Empfangsfrequenzbereich von 100–178 GHz muß bei Verwendung der 9. Harmonischen die LO-Frequenz bei 11–20 GHz liegen. Nachdem die Grenzbereiche des D-Bandes besser mit der 7. bzw. 11. Harmonischen abgedeckt werden, läßt sich die Lokalfrequenz auf einen Kernbereich von 14–18 GHz beschränken. Für die Frequenzauflösung auf der RF-Seite ist zu beachten, daß sich die Abstimmschrittweite des Synthesizers durch die Mischung um den Faktor der Harmonischen vergrößert. So wird beispielsweise aus 3 Hz Auflösung der synthetisch erzeugten LO-Frequenz eine 27 Hz Auflösung des Analysators bei 140 GHz. Die absolute Frequenzgenauigkeit hängt von der eingebauten, hochstabilen 10 MHz Referenzquelle ab, die außerdem zur Anbindung der weiteren Signalverarbeitung benötigt wird.

Zur automatischen Messung wird das Gerät über seine GPIB-Schnittstelle angesteuert. Die Erzeugung einer Ausgangsfrequenz im genannten Bereich erfolgt nach Herstellerunterlagen innerhalb von 10 ms.

Die Ausgangsleistung des Synthesizers wird nach Abb. 4.5 zur parallelen Speisung von Sende- und Empfangszweig aufgeteilt und anschließend verstärkt. So genügt im Normalfall eine Leistung zwischen 5 und 10 dBm, um die beiden Mischer nach Verstärkung mit jeweils 11 dBm LO-Pegel zu versorgen.

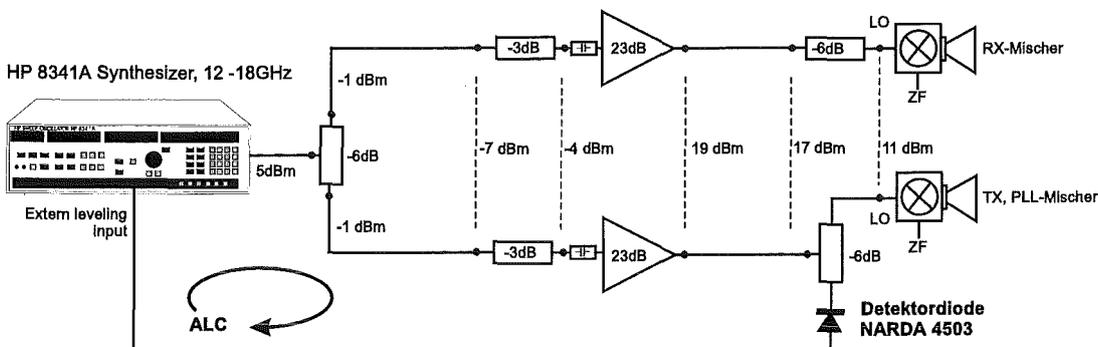


Abbildung 4.5: Aufbau der ALC für die LO-Speisung der Oberwellenmischer

Diese am Oberwellenmischer anliegende Pumpleistung weist jedoch aufgrund der schlechten Anpassung am LO-Eingang eine relativ starke Frequenzabhängigkeit auf. Hinzu kommt der Frequenzgang des dazwischenliegenden Verstärkers und der Kabelzuführung.

Um den LO-Pegel am Mischer konstant zu halten, wird deshalb eine Amplitudenregelung (ALC) eingesetzt. Eine Detektordiode liefert eine Regelspannung, die auf den Eingang zur externen Pegelregelung des Synthesizers zurückgeführt

wird (extern leveling input). Die Ausgangsleistung wird dann intern durch Angabe eines Referenzpegels so nachgeregelt, daß die am Mischer anliegende Leistung konstant bleibt. Damit auch der Mischer im Empfangszweig des Analysators von dieser Schaltung profitiert, sind die Zuführungen symmetrisch aufgebaut. So kann die erforderliche Pumpleistung von 11 dBm im Frequenzbereich von 12–18 GHz auf etwa 1 dB genau stabilisiert werden.

#### 4.2.2.2 Netzteil

Das Hochspannungsnetzteil muß den Spannungsbereich der Anodenspannung des BWO2b von 600-2600 V abdecken. Der Strom beträgt im Betrieb etwa 15-20 mA. Da außerdem eine GPIB-Steuerung erforderlich ist, wurde für diese Anforderungen ein Gerät von FUG (Typ HCN 140-6500) mit einem IEEE-488 Interface versehen und von ursprünglich 6500 V Nennspannung auf 2800 V umgerüstet. Dies hat den Vorteil, daß sich der Maximalstrom von bisher 20 mA auf 40 mA verdoppelt. Außerdem erniedrigt sich der kleinste auflösbare Spannungsschritt des 16 Bit D/A-Wandlers. Von 0–2800 V können die Spannungswerte mit einer Auflösungsgenauigkeit von weniger als 50 mV gesetzt werden. Der Einsatz anderer steuerbarer Netzgeräte ist ebenfalls denkbar, sofern deren Spannungsauflösung nicht schlechter als 100 mV wird und die gesetzten Werte ausreichend schnell anliegen (vgl. Kap. 5.1.2). Nicht zuletzt muß die Restwelligkeit des Schaltnetzteils, bestehend aus Brumm-, Schalt- und Störspannung, möglichst klein gehalten werden. Für eine Restwelligkeit unter 100 mV bei 1000 V Ausgangsspannung, liegen die dadurch entstehenden Nebenlinien des RWO unter  $-6$  dBc.

#### 4.2.2.3 Voltmeter und PLL-Zustandsabfrage

Zum Auslesen der Regelspannung der PLL wird das GPIB-fähige Multimeter 2000 der Firma Keithley verwendet. Hier muß lediglich ein Gleichspannungswert zwischen 0 und 6 V gemessen werden, so daß sich auch andere Meßgeräte einsetzen lassen. Da sich der analoge Wert der momentanen Regelspannung der PLL durch die Integration der Gleichanteile im Regelfilter schnell ändert, wird er im Voltmeter erst gemittelt. Dies dauert etwa 400 ms und erlaubt keine sichere Aussage über den aktuellen Regelzustand. Daher wird der gerastete Zustand der PLL digital über die serielle Schnittstelle eingelesen, vor allem auch, weil diese Art der Abfrage fast doppelt so schnell ist. Nach einer Integrationszeit von 200 ms dauert die digitale Abfrage nur 50 ms und ist wesentlich zuverlässiger, da die Entscheidungsschwelle für einen eingerasteten Zustand nicht von den Einstellungen des Regelfilters abhängt wie bei der PLL-Spannung.

#### 4.2.2.4 Vektorvoltmeter

Die Meßwerte zeigt das Vektorvoltmeter ZPV der Firma Rohde & Schwarz an, das zur automatischen Meßwerterfassung vom Rechner ausgelesen wird. Die Verwendung anderer Anzeigergeräte ist ebenfalls möglich, sofern sie Pegel nach Betrag und Phase bei 10 MHz messen können und über eine GPIB-Schnittstelle verfügen.

Das ZPV besitzt zwei Meßkanäle, die mit A und B bezeichnet und mit  $50 \Omega$  abgeschlossen sind. Entweder können die Absolutpegel an den Eingängen in dBm bzw. mV oder der relative Pegel bezogen auf Kanal A angezeigt werden. Das heißt, es wird intern das vektorielle Verhältnis B/A gebildet, so daß anhand von Kanal A die Amplitude 0 dB und die Phase  $0^\circ$  festgelegt ist. Eine Frequenzbereichsautomatik kann im Bereich 1 MHz bis 1 GHz die anliegende Frequenz suchen. Hier liegt jedoch ein monofrequentes Signal mit bekannter Frequenz an, so daß diese Funktion nicht erforderlich ist. Nicht zuletzt wird durch die Meßbereichsautomatik die Meßrate eingeschränkt. Die Meßzeit beträgt zwischen 30 und 80 ms, je nach anliegendem Pegel. Mit eingeschaltetem Integrator zur Mittelwertbildung (Funktion FILTER am Gerät) kann die Messung von Pegeldifferenzen nach eigener Erfahrung über 0,5 s dauern, wenn vorher ein Sprung des B-Pegels um mehrere Dekaden stattfindet. Die erforderliche Synchronisationszeit für die Phasenmessung ist mit  $\leq 20$  ms angegeben. Der Dynamikbereich beträgt nach Herstellerunterlagen um die 110 dB bei einer Empfindlichkeit von  $3 \mu\text{V}$  (-97 dBm) und einem maximalen Eingangspegel von 1 V (13 dBm). Sämtliche Einstellungen und die Meßwerterfassung können mittels GPIB-Steuerung erfolgen. Das Auslesen der aktuellen Amplitude und Phase nimmt dann etwa 20 ms in Anspruch.

#### 4.2.2.5 Rechnersteuerung

Mittelpunkt des Meßplatzes bildet ein Arbeitsplatzrechner (PC), der das Meßprogramm ausführt und dabei die angeschlossenen Geräte mittels GPIB / IEEE 488 Bus ansteuert. Als Betriebssystem wird Microsoft Windows 95 verwendet, wobei die verwendete Software auch für andere Plattformen zur Verfügung steht. Derzeit ist ein Pentium-PC (Intel-166 MHz, 64 MB RAM) im Einsatz, der für die Messungen mehr als ausreicht. Zuvor wurde mit einem 486er PC (Intel-66 MHz, 16 MB RAM) gearbeitet, der lediglich bei der Geschwindigkeit der graphischen Darstellung der Meßpunkte Schwächen aufwies. Somit kann zur Rechnersteuerung nahezu jeder handelsübliche PC herangezogen werden, vorausgesetzt eine GPIB-Interface Karte ist installiert.

### 4.2.3 Das Meßprogramm „VNWA“

Ein wesentlicher Teil dieser Arbeit bestand in der Erstellung eines Meßprogrammes zur Durchführung von Sweep-Messungen (Wobbelmessung).

Dazu wurde die Entwicklungsumgebung *LabWindows/CVI* von *National Instruments* verwendet, die neben einem Standard ANSI C-Compiler eigene Bibliotheken mit vielen nützlichen Funktionen zur Verfügung stellt. Die Steuerung von Meßgeräten erfolgt durch GPIB-Befehle ähnlich wie in HPIB-Basic. Außerdem finden sich vordefinierte Funktionen zur Auswertung von Meßergebnissen und ein umfangreiches Konzept zur Erstellung graphischer Oberflächen, das eine Visualisierung während der laufenden Messung ermöglicht.

Die folgenden Abschnitte sollen zum einen die Bestandteile und Arbeitsweise des Meßprogramms näher erläutern und andererseits eine konkrete Anleitung zur Bedienung der Software geben.

#### 4.2.3.1 Initialisierung der Geräte

Beim Starten des Programms werden zuerst die angeschlossenen Geräte (devices) initialisiert. Die Device-Adressen können individuell beim Einstieg ins Programm gewählt werden, wobei die zuletzt verwendeten abgespeichert werden. Dagegen müssen die dazugehörigen GPIB-Adressen in der Windows Systemkonfiguration eingestellt werden. Eine mißglückte Initialisierung hat die Rückgabe eines Fehlercodes zur Folge, der bei der Fehlersuche hilfreich sein kann.

#### 4.2.3.2 RWO-Kennlinienfit

Ein wichtiger Bestandteil für die erfolgreiche Frequenzpunktsuche über die RWO-Beschleunigungsspannung ist die genaue Nachbildung der Frequenz-Spannungskennlinie der Röhre. Dazu werden insgesamt zehn Stützstellen verwendet, die in einer Datei anzugeben sind. Wie in Abb. 4.6 gezeigt, kann die Kennlinie im Programm dargestellt und während der Laufzeit neu berechnet werden.

Sie wird durch ein Polynom erzeugt, das maximal zehnten Grades ist. Die berechneten Koeffizienten werden bei Aufruf des Polynomfits ausgegeben und sollten ab dem 3. Grad sehr klein und ungefähr ab dem 5. Grad zu Null werden, da es sich nach der Theorie um einen quadratischen Zusammenhang handelt (siehe Kap. 3). Die Verwendung einer Näherungsfunktion mit Stützstellen hat zum Vorteil:

- Es können andere Röhren durch einfaches Austauschen der Fitdatei benutzt werden - auch in einem anderen Frequenzbereich, wie z.B. das W-Band.
- Die zu setzenden Spannungen sind während der Laufzeit schnell zu berechnen, weil die Koeffizienten des Polynoms bereits bekannt sind.

- Ein Frequenzbereich von über 70 GHz wird mit vergleichsweise wenig Stützstellen abgedeckt. Somit ist der Datensatz für eine neue Röhre leicht zu erstellen. Dagegen würde eine Geradennäherung bei einem Linearitätsfehler von etwa 1V/GHz erheblich mehr Frequenzpunkte und damit Meßaufwand erfordern.

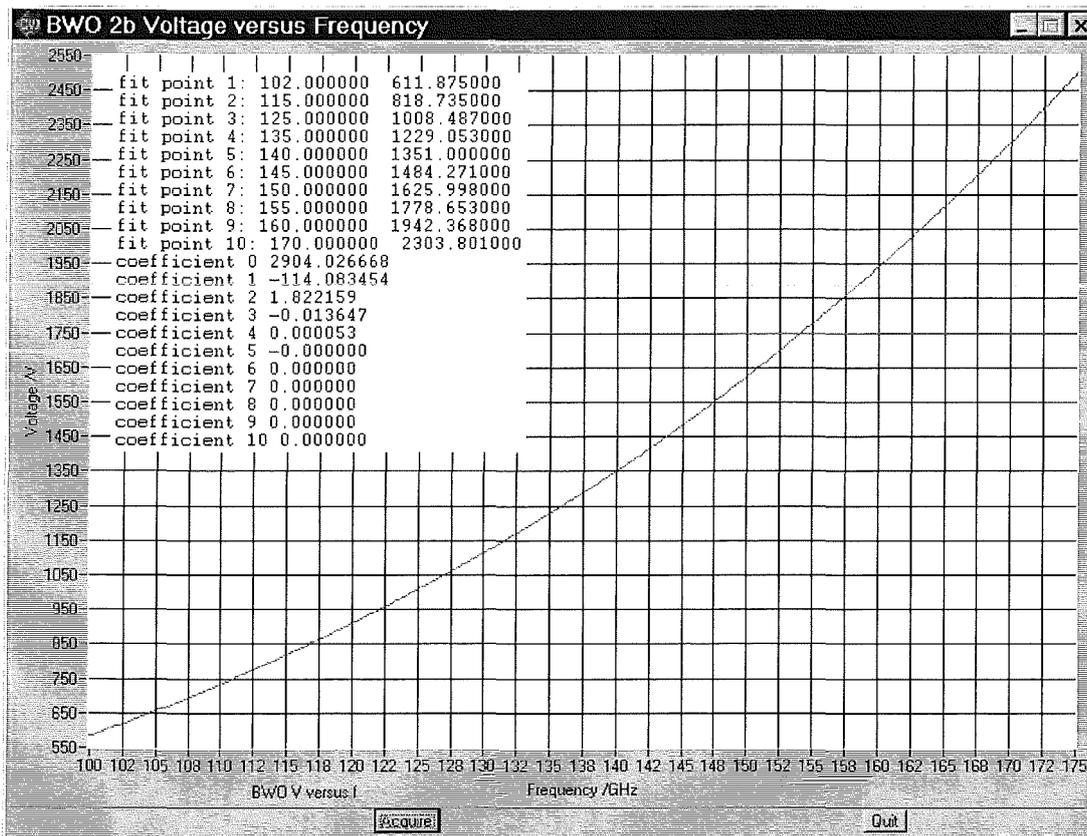


Abbildung 4.6: RWO-Kennlinienfit mit 10 Stützstellen

#### 4.2.3.3 Voreinstellungen und Monofrequente Messung

Vor der Durchführung einer Messung sollten in jedem Falle die Einstellungen zur PLL und der frequenzabhängigen Wahl der Mischerharmonischen überprüft beziehungsweise angepaßt werden. Das zugehörige Fenster für die Voreinstellungen zeigt Abb. 4.7.

Die Angabe einer optimalen PLL-Ausgangsspannung bedeutet, daß bei einem gefundenen, gerasteten Zustand der PLL anschließend auf diesen Wert der Regelspannung korrigiert wird, um das Amplitudenrauschen, welches die PLL verursacht, möglichst gering zu halten. Außerdem wird ein „Spannungsfenster“ verwendet, in dem sich die PLL-Ausgangsspannung im eingerasteten Zustand befindet.

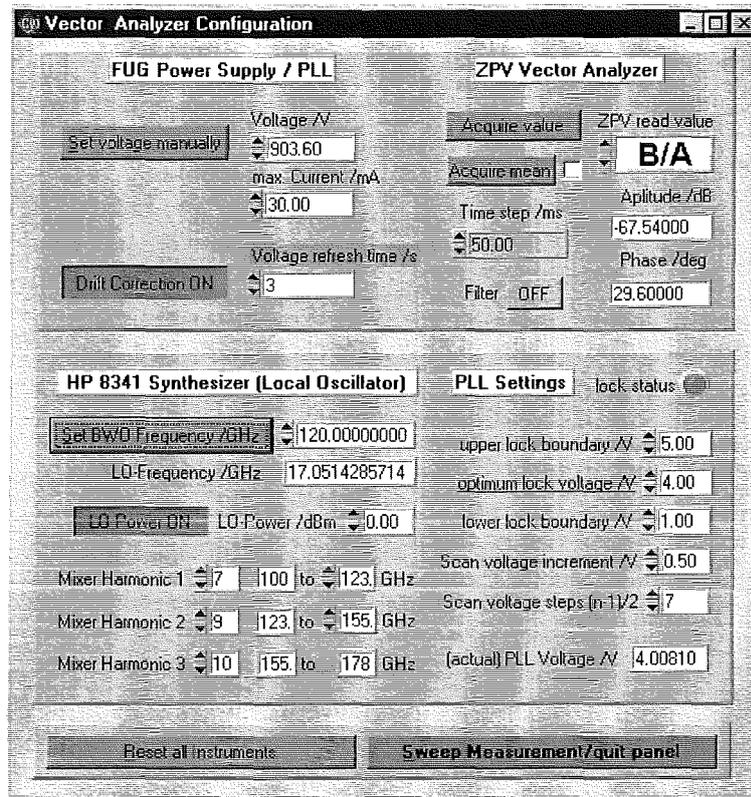


Abbildung 4.7: Voreinstellungen von PLL und Sweep-Messung

Zur anfänglichen Suche von RWO-Spannungswerten, die ein Einrasten der PLL ermöglichen, ist die Anzahl der Versuche und das Spannungskrement anzugeben. Mit  $n = 8$  und  $increment = 0,4$  V werden insgesamt  $2n+1 = 17$  Spannungswerte im Abstand von 0,4 V gesetzt, also 8 oberhalb und 8 unterhalb der berechneten Fitspannung zuzüglich der Fitspannung selbst. Es empfiehlt sich, eher kleine Spannungsdifferenzen und dafür mehr Werte zu verwenden, da sich so die Wahrscheinlichkeit für das Nichterkennen eines gerasteten Zustands verringert. Der höhere Zeitaufwand hierfür fällt kaum ins Gewicht, denn im Normalfall wird die Frequenz direkt getroffen. Als Faustregel sollte das Produkt aus Anzahl  $n$  und  $increment$  etwa 1–2 Volt größer sein als die maximale Differenz zwischen der optimalen Lock-Spannung und den möglichen PLL-Ausgangsspannungen im ungerasteten Zustand.

Zu den Voreinstellungen gehört ebenso die Angabe der zu verwendenden Mischerharmonischen für insgesamt drei aneinandergrenzende Frequenzbereiche. Damit läßt sich während einer Sweep-Messung die Harmonische höchstens zweimal wechseln, was aber völlig ausreicht.

Zur Überprüfung der korrekten Einstellungen, vor allem der Harmonischen können einige Frequenzen gesetzt werden. Damit eignet sich das Konfigurations-

fenster auch zum komfortablen Einstellen der RWO-Frequenz für monofrequente Messungen.

#### 4.2.3.4 Driftkorrektur

Wenn eine eingestellte Frequenz über einen längeren Zeitraum konstant gehalten werden muß, kann die Driftkorrektur zur automatischen Nachführung der PLL-Regelspannung aktiviert werden. Jeweils nach einer einstellbaren Zeitkonstante wird die aktuelle Regelspannung ausgelesen und die Differenz auf die vorgegebene optimale Regelspannung korrigiert. Die Differenzspannung wird vom Hochspannungsnetzteil übernommen. Dadurch stehen Amplitude und Phase stabil, was eine Verfälschung der Messung, beispielsweise durch Temperaturdrift, vermindert.

Es sei angemerkt, daß ein Abwandern der Phase nur bei Drift des RWO, z. B. in der Aufwärmphase, korrigiert werden kann. Dagegen ist ein Einfluß auf die Temperaturdrift der Phase durch mechanische Ausdehnung, beispielsweise der Hohlleiter, nicht gegeben, da dies eine Änderung der elektrischen Länge der Meßstrecke verursacht. Ein derartiger Fehler kann nur durch eine erneute Kalibration des Meßaufbaus berücksichtigt werden.

#### 4.2.3.5 Durchführung einer Sweep-Messung

Nachdem die Voreinstellungen getroffen wurden, lassen sich im Hauptfenster des Programms Sweep-Messungen in einem Gesamtfrequenzbereich von 100–178 GHz durchführen. Die folgende Tabelle gibt die variablen Parameter für die Sweep-Messung wieder:

|                            |       |             |              |
|----------------------------|-------|-------------|--------------|
| Meßdauer pro Frequenzpunkt | 0,9 s | 1,6 s       | 1,8 s        |
| Art der Mittelung          | keine | 10 Meßwerte | ZPV (FILTER) |

|                             |         |           |         |
|-----------------------------|---------|-----------|---------|
|                             | minimal | typisch   | maximal |
| Zahl der Frequenzpunkte     | 2       | 100-500   | 1001    |
| Frequenzpunktabstand (step) | <100 Hz | 10-50 MHz | 100 MHz |

Aus der Wahl einer Start- und Stopfrequenz sowie der Anzahl der Meßpunkte wird das Frequenzinkrement berechnet und nach Bestätigung die Messung gestartet. Abb. 4.8 zeigt das Hauptfenster des Programms während einer laufenden Sweep-Messung. Die aktuellen Amplituden- und Phasenwerte werden dabei graphisch und numerisch angezeigt. Außerdem werden sie in einer Datei spaltenweise

abgespeichert, um sie leicht in anderen Programmen zur weiteren Meßauswertung zu importieren.

Eine Kontrollleuchte gibt Aufschluß über den momentanen Zustand der PLL und ein Anzeigeinstrument zeigt für jeden Frequenzpunkt die Differenz aus der berechneten und tatsächlich gefundenen Röhrenspannung. Falls Frequenzpunkte nicht synchronisiert werden konnten, wird deren Anzahl nach Beendigung der Messung mitgeteilt. Zur Genauigkeit und Reproduzierbarkeit der gemessenen Werte sei auf Kap. 5.1.3 verwiesen.

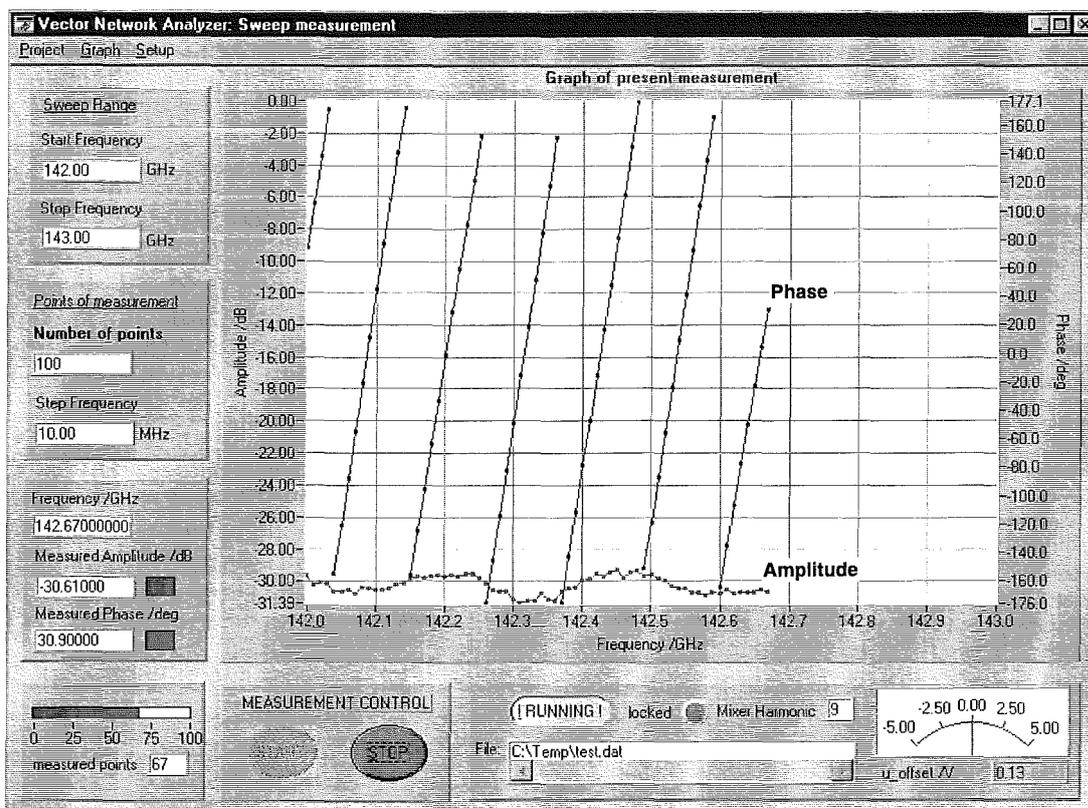


Abbildung 4.8: Hauptfenster des Meßprogrammes zur Durchführung von Sweep-Messungen

Der abdeckbare Frequenzbereich ist im allgemeinen auf etwa 30 GHz pro Sweep-Messung beschränkt, weil die manuell einzustellende Regelzeitkonstante der PLL eine leichte Frequenzabhängigkeit aufweist. Im Spezialfall sind auch weit größere Bereiche realisierbar. Beispielsweise gelang es, mit der 11. Harmonischen durchgehend von 118 bis 173 GHz 1001 Punkte zu messen, also über eine Bandbreite von 65 GHz(!). Der Nachteil dabei liegt in der verminderten Empfindlichkeit, wenn nur eine Harmonische verwendet wird. Bei einem Wechsel der Harmonischen wird

die Dynamik ebenfalls eingeschränkt, weil hier für gewöhnlich ein Sprung im Pegel auftritt. Es ist also ratsam die Frequenz, ab der die Harmonische gewechselt wird, zuvor so zu wählen, daß die Pegel quasi ineinander übergehen.

Ist ein Sprung der Leistung unvermeidlich, so muß auch mit einem Sprung der Phase gerechnet werden. Da sich die Ausgangsfrequenz des RWO praktisch nicht ändert, sollte die Phase der Theorie nach stetig sein. Im Meßaufbau ist die gemessene Phasendifferenz zwischen Ein- und Ausgangssignal über die 10 MHz Referenz verkoppelt und durchläuft sämtliche Zwischenfrequenzebenen. Der Auftritt des Phasensprunges ist also nur anhand des Sprunges der Frequenzen für die Lokaloszillatoren der Oberwellenmischer erklärbar, denn die Ausbreitungskonstante auf den LO-Zuleitungen ändert sich nach  $\beta = 2\pi f$  mit der Frequenz. Damit wird die Phaseninformation des ZF-Signals verfälscht.

Ein weiteres Hindernis bei der Durchführung sehr breitbandiger Sweep-Messungen ist die Variation der ausgekoppelten Leistung im Sendezweig. Zum einen sind unumgängliche Schwankungen dadurch gegeben, daß sich die Ausgangsleistung des RWO über der Frequenz ändert. Zum anderen ergeben sich Schwankungen der Konversionsverluste der Mischer, vor allem wenn die LO-Frequenz außerhalb von 15–18 GHz liegt. Die Leistung am LO-Eingang der Mischer hingegen wird durch die Amplitudenregelschleife weitgehend konstant gehalten. Dennoch kommt es bei ungünstiger Wahl der Harmonischen vor, daß die PLL zu wenig Leistung erhält und somit den Frequenzpunkt nicht einfangen kann.

#### 4.2.3.6 Phasenprogression

Die Messung der Phase mit einem Vektorvoltmeter ergibt Werte im Bereich zwischen  $-180^\circ$  und  $+180^\circ$ . Diese Art der Meßwertausgabe führt alle  $360^\circ$  zu Phasensprüngen, die in der Realität nicht vorhanden bzw. physikalisch unsinnig sind (vgl. Abb. 4.8). Daher wurde in das Programm die Berechnung einer Phasenprogression implementiert, welche die Teilstücke der Phasenkurve stetig aneinanderhängt. Der verwendete Algorithmus korrigiert immer dann um  $\pm 360^\circ$ , wenn sich die Phase verglichen mit dem vorigen Wert um mehr als  $180^\circ$  geändert hat. Die Progression der Phase wird ebenfalls in einer Meßwertdatei gespeichert und steht so für andere Auswertprogramme zur Verfügung. Desweiteren kann von einer importierten Meßreihe mit Phasenwerten aus  $[-180^\circ, 180^\circ]$  eine Progressionsreihe erstellt werden.

#### 4.2.3.7 Flußdiagramm zum Programmablauf

Abbildung 4.9 zeigt den schematischen Programmablauf von der Frequenzpunktsuche bis zur Meßwerterfassung. Auf zusätzlich eingebaute Funktionen, die zum

Verständnis nicht erforderlich sind wurde bewußt verzichtet. Der Meßablauf läßt sich grob in vier Blöcke aufgliedern:

1. Die Vorbereitung der Messung, d. h. Bestimmung der Harmonischen, Setzen der LO-Frequenz und Setzen der berechneten RWO-Fitspannung.
2. Die Suche nach einem gelockten Zustand durch Setzen verschiedener RWO-Spannungen.
3. Die Korrektur der PLL-Ausgangsspannung auf den gewählten Optimalwert mittels einer Angleichung der RWO-Spannung.
4. Das Auslesen, Anzeigen und Speichern der Meßwerte.

Im Normalfall wird Schritt 2 beim Sweep nicht durchlaufen, weil die Frequenz direkt beim ersten Versuch getroffen und gelockt wird. Dies wird durch die Verwendung einer Offsetspannung erreicht, die für jeden Frequenzpunkt aus der Differenz zwischen berechneter (Kennlinien-Fit) und tatsächlich gefundener RWO-Spannung neu berechnet wird:  $u_{offset} = fit\_voltage(f[i]) - fug\_voltage$ . Der so gewonnene Wert wird nun beim Setzen der jeweils nächsten Frequenz mitberücksichtigt. Die hohe Genauigkeit dieser Methode, was das Setzen von RWO-Frequenzen über die Anodenspannung betrifft, macht einen Wechsel der Harmonischen möglich, ohne daß die PLL aus dem Regelzustand fällt.

Bei einem Wechsel der Harmonischen muß lediglich das Ausregeln der Amplitudenregelschleife abgewartet werden, da sich dabei die LO-Frequenz stark ändert.

Geht der gelockte Zustand verloren oder wird eine Messung neu begonnen, so wird zunächst die Differenzspannung  $u_{diff} = u_{opt} - u_{pll}$  zwischen der optimalen PLL-Regelspannung und der aktuellen PLL-Ausgangsspannung berechnet. Das Vorzeichen von  $u_{diff}$  gibt Aufschluß darüber, in welche Richtung die PLL-Spannung abgedriftet ist. Je nachdem, ob sie über oder unter  $u_{opt}$  liegt, wird die Schleife zur Suche von Lockzuständen bei  $-n$  oder bei  $+n$  begonnen.

Höchstens zweimal durchläuft dann die RWO-Spannung schrittweise einen Spannungsbereich, in dessen Mitte der zuvor berechnete Wert der Fitspannung liegt. Für jeden daraus entstehenden Frequenzschritt des RWO wird der PLL-Zustand abgefragt. An dieser Stelle sei auf Abb. 5.1 verwiesen, die eine Messung eines solchen Vorganges zeigt. Wenn kein Einrasten möglich ist, wird der Zähler für nichteingefangene Frequenzen erhöht. Normalerweise tritt dieser Fall nicht ein, außer wenn der Pegel am PLL-Empfänger zu schwach ist (z. B. bei Verwendung einer ungünstigen Harmonischen).

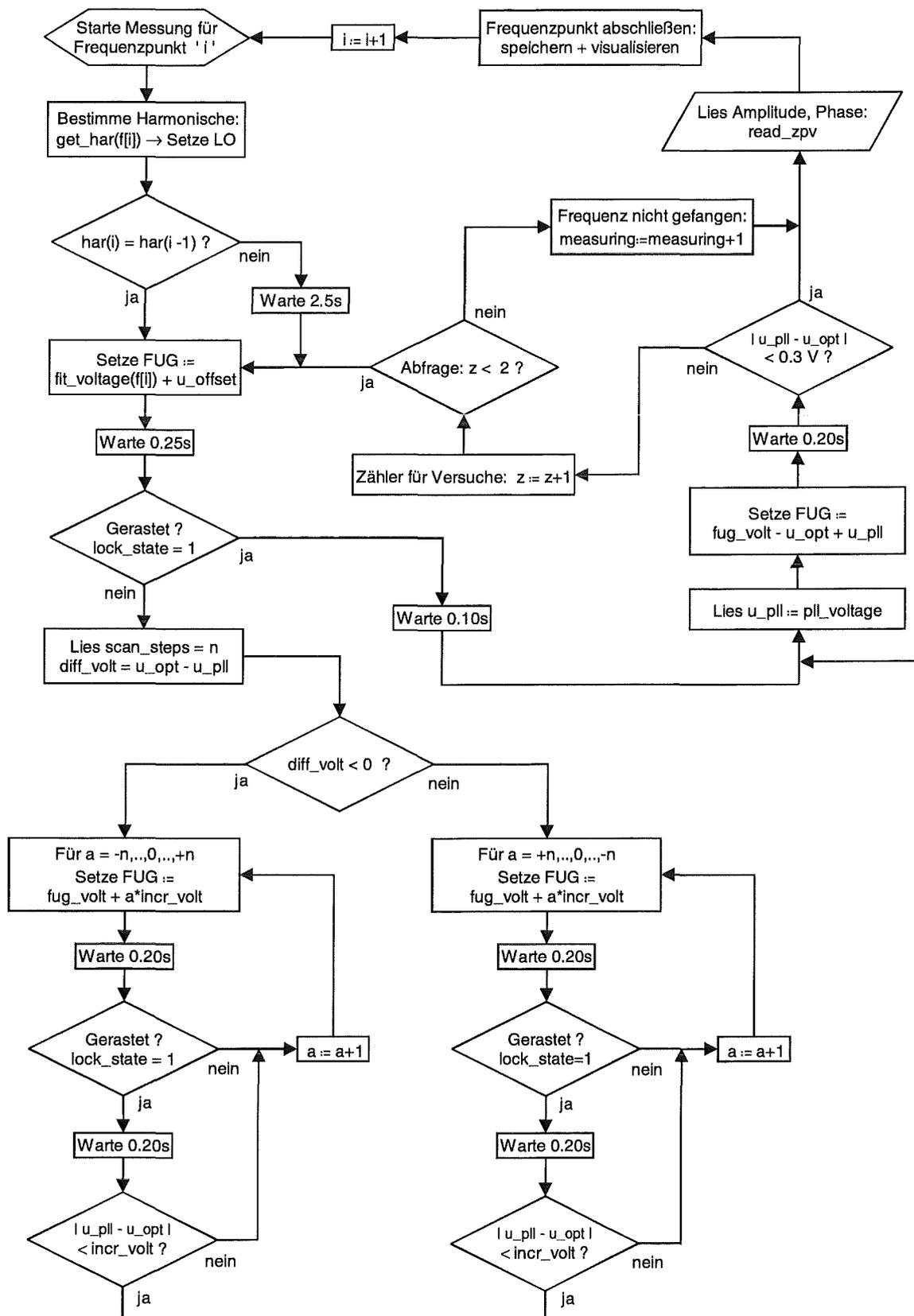


Abbildung 4.9: Flußdiagramm der Messung eines Frequenzpunktes beim Sweep

#### 4.2.3.8 Mögliche Erweiterungen

Der vorgestellte, automatisierte Netzwerkanalysator bildet ein eigenständiges Meßsystem zur vektoriellen Messung des Frequenzganges von Mikrowellenkomponenten im D-Band. Dennoch bieten sich Erweiterungsmöglichkeiten für den Frequenzbereich und die Automatisierung, was die überwiegend durchgeführten Messungen betrifft.

Zunächst ist an eine Erweiterung des Meßumfanges bezüglich der Frequenz gedacht. Eine Rückwärtswellenröhre für das W-Band (75–110 GHz) steht bereit. Nach wenigen Eingriffen in das Meßprogramm sollte der Analysator auch mit dieser Röhre automatisch arbeiten.

Zur Messung von Feldverteilungen nach Betrag und Phase mit dem ISEL-Meßtisch oder der Überprüfung der Modenreinheit mit dem k-Spektrometer [2], kann das Meßprogramm „VNWA“ bereits derzeit parallel mit anderen Meßprogrammen ausgeführt werden. Der Vorteil besteht darin, daß bei Einsatz der automatischen Driftkorrektur eine Frequenz über Stunden hinweg stabil gehalten wird und damit ein manuelles Nachstellen der PLL entfällt.

Als Erweiterung des Programms zur leichteren Justierung von Modenerzeugern, wäre ein Zusammenschalten der Winkelsteuerung des k-Spektrometers mit der Sweep-Messung denkbar. Das bedeutet, daß für eine kleine Zahl interessierender Winkel ein Sweep durchgeführt wird, um so ein dreidimensionales Bild der enthaltenen Moden in Abhängigkeit von der Frequenz zu erhalten. Andererseits kann die exakte Arbeitsfrequenz für eine möglichst reine Mode auch durch eine Sweep-Messung beim Winkel des Interferenzmaximums der betreffenden Mode ermittelt werden. Dies bedeutet jedenfalls eine erhebliche Zeitersparnis, denn die möglichen Sendefrequenzen müssen nicht von Hand eingestellt werden.

Weitere Verbesserungsmöglichkeiten bieten sich bei der PLL. Bisherige Versuche, die Regelspannung der PLL durch eine unabhängige, analoge PLL automatisch nachzuführen, waren zwar vielversprechend aber die gegenseitige Beeinflussung der beiden Regelungen wirkte sich negativ auf die Qualität der digitalen PLL aus. Außerdem darf die analoge Spannungsnachführung nur im eingerasteten Zustand aktiv sein, da sie ansonsten die Gesamt-RWO-Spannung verfälscht. Wenn eine schaltungstechnische Realisation mit Positiv- und Negativregelspannung zuverlässig arbeiten würde, könnte ein Großteil der komplizierten Frequenzpunktsuche des Meßprogrammes entfallen.

Im Hinblick auf die Entwicklung eines Meßsystems, das sich auch zum kommerziellen Vertrieb eignet, wurde angedacht, die Abfrage des PLL-Regelzustandes in einem Microcontroller zu implementieren. So könnte sowohl der eingerastete Zustand der PLL als auch die Regelspannung über die serielle Schnittstelle des Meßcomputers ausgelesen werden und damit ein teures GPIB-fähiges Voltmeter eingespart werden.

# Kapitel 5

## Messungen

In diesem Kapitel werden einige Messungen beschrieben, die zum einen die Funktionsweise des vektoriiellen Netzwerkanalysators dokumentieren und zum anderen konkrete Beispielmessungen darstellen.

### 5.1 Charakterisierung des Netzwerkanalysators

#### 5.1.1 Einfangvorgang und Arbeitsweise der PLL

Für das automatische Treffen und Einrasten von Frequenzpunkten ist es wichtig, die Zeitpunkte der Frequenzänderungen von LO und RWO aufeinander abzustimmen. Zu beachten ist vor allem, daß die Ausgangsspannung der PLL im unregelmäßigten Zustand die RWO-Frequenz von der eigentlich gewollten Frequenz wegzieht.

Mit dem Ziel, bei der Sweep-Messung möglichst jeden Punkt ohne ein Ausrasten der PLL anzusteuern, wurden einige Einfangvorgänge mit einem Frequenz-Zeitintervall-Analysator auf der ZF-Ebene gemessen. Da das verwendete Gerät (HP 5371A) nur für Frequenzen bis 500 MHz ausgelegt ist, wurde das ZF-Signal mit einem digitalen 64er-Teiler von 640 auf 10 MHz runtergeteilt.

Das Meßergebnis einer erfolgreichen Frequenzsuche zeigt Abb. 5.1. Die Anodenspannung des freilaufenden RWO wird schrittweise erhöht, bis die ausgegebene Frequenz den Fangbereich der PLL erreicht. Nach einer Art Ziehvorgang rastet die Schleife auf 10 MHz Endfrequenz ein, und die RWO-Frequenz steht von nun an stabil.

Der hier auftretende Ziehvorgang bedarf einiger Erklärung. Unter dem Fangbereich versteht man definitionsgemäß den anfänglichen Frequenzabstand für den die Schleife innerhalb einer Schwebung zwischen diesen Frequenzen *immer* einra-

stet [16]. Dieser Bereich ist daher sehr schmal, womöglich nur einige 10 kHz breit. Wenn man sich in Abb. 5.1 die vorangehenden Frequenzstufen des RWO fortgesetzt vorstellt, so müßte der Fangbereich in jedem Fall getroffen werden. Dies geschieht jedoch nicht, weil zuvor der Ziehbereich durchlaufen wird und die dadurch ausgegebene Regelspannung faktisch ein Weiterlaufen der RWO-Frequenz verhindert. Im Grunde stößt die anlaufende Regelung die Frequenz sogar ab. Der Grund dafür ist letztlich programmtechnischer Natur (vgl. Abb. 4.9): Immer wenn sich die PLL-Ausgangsspannung im unregulierten Zustand über der erwünschten Spannung des geregelten Zustands befindet, wird mit der Frequenzpunktsuche absichtlich bei zu niedrigen Frequenzen, also RWO-Spannungen, begonnen. Wenn die RWO-Spannung nun schrittweise größer wird, wirkt dem die einsetzende PLL-Regelung durch Ausgabe einer kleineren Spannung entgegen, wobei diese kleinere Spannung immer noch größer ist als die Soll-Regelspannung. Der Vorteil dabei ist, daß sich so die PLL langsamer von oben der gewünschten Lock-Spannung annähert und diese nicht durch einen Sprung übergeht. Das Auftreten des langen Ziehvorganges liegt somit vor allem im Entgegenwirken dieser beiden Spannungen. Wenn dagegen die Spannung zur Frequenzsuche die Frequenz des RWO in die gleiche Richtung wie die PLL zieht, dann kommt es vor, daß die Frequenz zu schnell über den Fangbereich wegläuft und nicht gelockt werden kann. Dieser Fall wird durch die PLL-Spannungsabfrage des ungerasteten Zustandes im Meßprogramm ausgeschlossen.

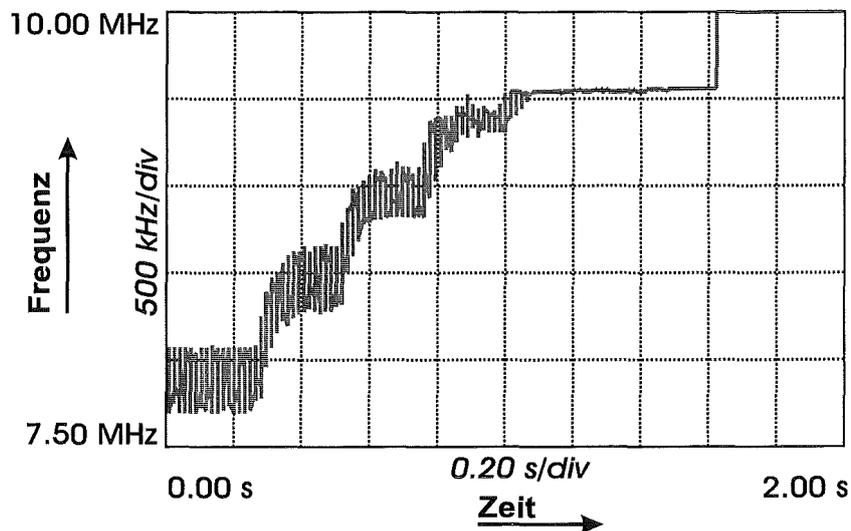


Abbildung 5.1: Einfangen einer RWO-Frequenz von 120 GHz

Die Abfrage, ob bereits synchronisiert wird, findet über die serielle Schnittstelle jeweils in den waagrechten Teilen der Frequenzstufen statt (Abb. 5.1). So gelang es, den Suchvorgang zu verschnellern. Nachdem eine Lockzustandsabfrage nurmehr 50 ms dauert, ist es möglich, eine Frequenzstufe innerhalb etwa 250 ms zu

durchlaufen. Die Frequenz wird stufenweise solange geändert, bis ein Lockzustand erreicht und außerdem die PLL-Spannung in ein kleines Fenster um ihren Sollwert gelaufen ist. Das Einrasten der PLL auf Endfrequenz verläuft dann sehr schnell. Ein Beispiel ist in Abb. 5.2 links zu sehen. Hier kommt die RWO-Frequenz von oben, was prinzipiell keinen Unterschied zum vorher betrachteten Fall macht. Der Frequenzsprung von 10,03 auf 10 MHz dauert nur ca. 100  $\mu$ s. Desweiteren liegt der Betrag des Überschingers im Bereich der Frequenzabweichung für die sonstige Ausregelung. Rechts ist der eingeschwungene Zustand der PLL mit laufender Synchronisation dargestellt. Die Frequenzspitzen, die von der Regelabweichung der PLL beim Ausregeln der Phasendifferenzen der 10 MHz Signale herrühren, hängen von der Integrationszeit der Periodenlängen bei der Frequenz-Zeitintervall-Analyse ab. Hier sind 100 Punkte à 2 ms Zeitdauer aufgetragen. Die reale Frequenzabweichung ist wegen des vorgeschalteten Teilers jeweils um den Faktor 64 größer. Der Grund für die größenordnungsmäßig verschiedenen Regelabweichungen der beiden Messungen im eingeschwungenen Zustand liegt darin, daß in der linken Messung noch nicht auf die Soll-Regelspannung korrigiert wurde, da hier nur ein Zeitraum von 3 ms abgebildet ist.

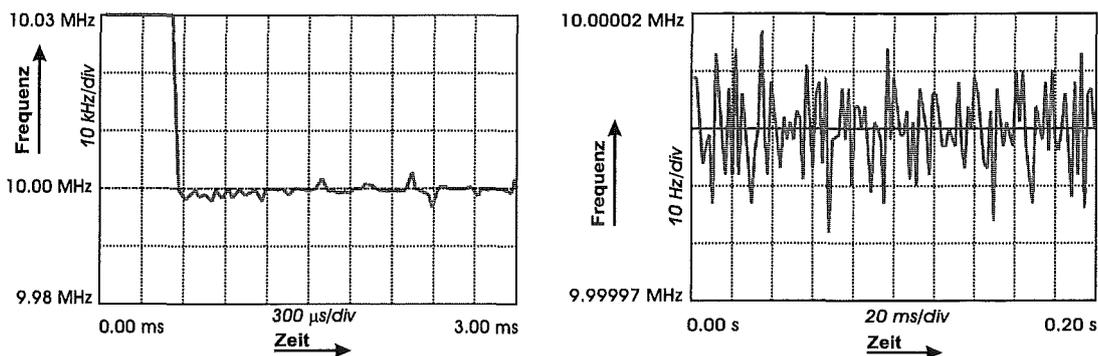


Abbildung 5.2: Einrasten der PLL auf 10 MHz (links) und Phasensynchronisation im gelockten Zustand (rechts)

### 5.1.2 Analyse der Frequenzsprünge bei der Sweep-Messung

Bei der Durchführung einer punktuellen Sweep-Messung mit dem zuvor betrachteten Einfangverhalten, sollte wegen der Zeitersparnis eine neue Frequenzsuche für jeden einzelnen Punkt vermieden werden. Dazu müssen die RWO-Spannung und die LO-Frequenz zeitlich so gesetzt werden, daß sich bei einem Frequenzsprung möglichst nur die RWO-Frequenz (RF) und nicht die Zwischenfrequenz bei 640 bzw. 10 MHz ändert. Denn auf der 10-MHz ZF-Ebene liegt die Regelgröße der PLL. Diese darf sich höchstens soviel ändern, wie die PLL noch in der Lage ist auszuregeln. Mit Wissen um die Steilheit der Spannungseinstellung des

verwendeten Hochspannungsnetzteils aus den Messungen zur Frequenzpunktsuche läßt sich die Schnelligkeit der Frequenzänderung des RWO bei einem Spannungssprung abschätzen. Bei RWO-Frequenzen um 140 GHz beträgt die Steigung der Frequenz-Spannungskennlinie etwa 40 MHz/V. Für Spannungssprünge des Netzteils unter 1 V ergibt sich daraus eine Steilheit von 200 kHz/ms. Messungen haben ergeben, daß die RWO-Frequenz nach knapp 200 ms anliegt, was auch der Berechnung entspricht. Weitere Versuche zeigten, daß für einen auf der ZF-Ebene möglichst kleinen Frequenzsprung die LO-Frequenz 150 ms nach der RWO-Spannung gesetzt werden muß.

Der Zeitverlauf einer Sweep-Messung ist in Abb. 5.3 zu sehen. Diese Messungen wurden auf der ZF-Ebene eines unabhängigen Mischers mit fester LO-Frequenz gemacht und geben daher direkt den zeitlichen Frequenzverlauf der RF-Seite bei ca. 145 GHz wieder. Während man für kleine Step-Frequenzen eine fast ideale Treppe erhält (links) treten bei größeren Sprüngen Überschwinger auf. Einen solchen Fall zeigt das rechte Teilbild, wo der Zeitpunkt der relativ abrupten LO Änderung nicht mehr mit dem Sprung der RWO-Frequenz harmoniert. Bei Sprüngen ab 50 MHz kommt es daher vor, daß die PLL-Regelung vollständig aussteigt und die Frequenz neu gesucht werden muß.

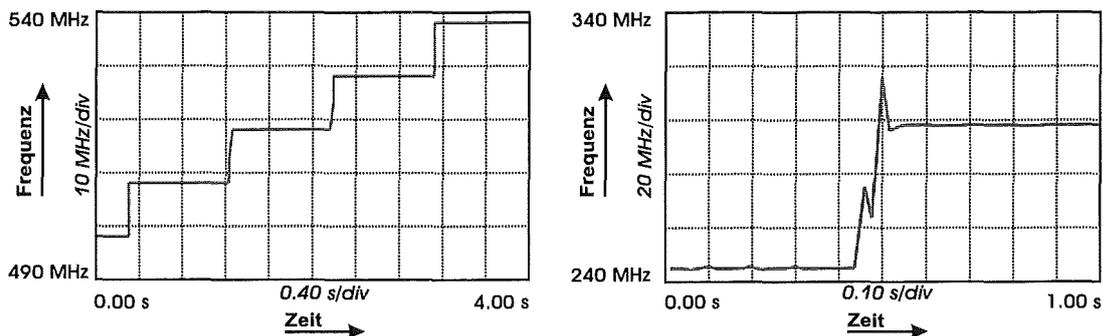


Abbildung 5.3: Sweep-Messung mit Step = 10 MHz (links) und Frequenzsprung von 50 MHz (rechts)

### 5.1.3 Reproduzierbarkeit von Meßwerten

Bei Meßsystemen, die zur Kalibration eine Referenzmessung benötigen, hat die Reproduzierbarkeit der Meßwerte entscheidenden Einfluß auf die Genauigkeit. Man kann davon ausgehen, daß zwischen den Einzelmessungen ein zeitlicher Abstand von einigen Minuten bis zu einigen Stunden liegt. Somit macht sich bereits die Langzeitstabilität eines Systems bemerkbar. Zunächst wurden zur Untersuchung der Reproduzierbarkeit einige Meßreihen von 100 Punkten gemacht, die zeitlich zwischen 2 und 4 min auseinander lagen. Wenn die Werte zweier Meßreihen voneinander abgezogen werden, erhält man eine Streuung der Punkte um

eine mittlere Abweichung nach Abb. 5.4 und 5.5. Bei genügend hoher Zahl von Meßwerten läßt sich daraus für den Meßfehler eine Wahrscheinlichkeitsverteilung ableiten. Doch auch eine einzelne Auswertung gibt schon ausreichend Aufschluß über die Größe der möglichen Fehler bei einer Kalibration. In Abb. 5.4 ist zu erkennen, daß die maximale Amplitudenabweichung bei  $\pm 0,5$  dB liegt. Der Betrag des mittleren Fehlers für diese Messung wurde nach statistischer Auswertung zu  $0,126$  dB in der Amplitude und  $0,681^\circ$  in der Phase bestimmt.

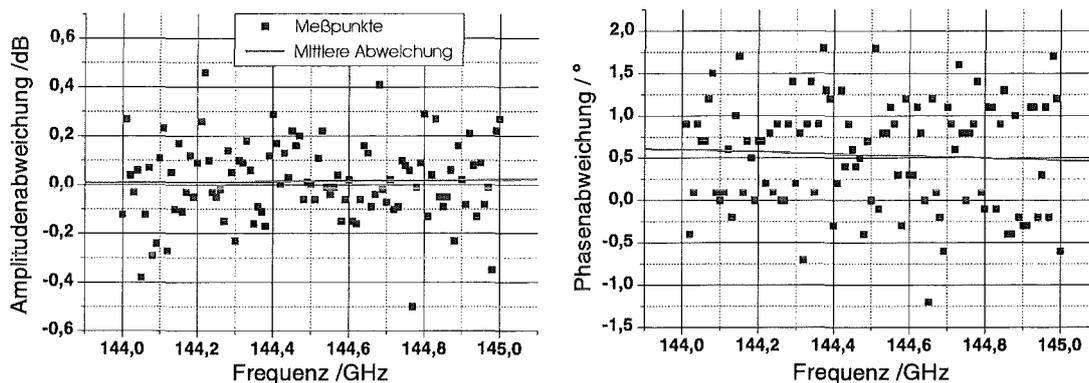


Abbildung 5.4: Differenz der Werte aus zwei gleichem Sweep-Messungen (ohne Wertemittelung)

Diese Abweichungen beruhen hauptsächlich auf der Kurzzeitinstabilität der Quelle (Die Instabilität besteht aus Amplituden- und Phasenrauschen, das nicht zuletzt durch die PLL bei der Nachregelung der Phase entsteht). Grund für diese Annahme ist die Symmetrie der Werteverteilung um eine mittlere Abweichung, die nahe bei Null liegt, denn bei der Messung in Abb. 5.4 wurde keine Mittelung der einzelnen Meßpunkte vorgenommen.

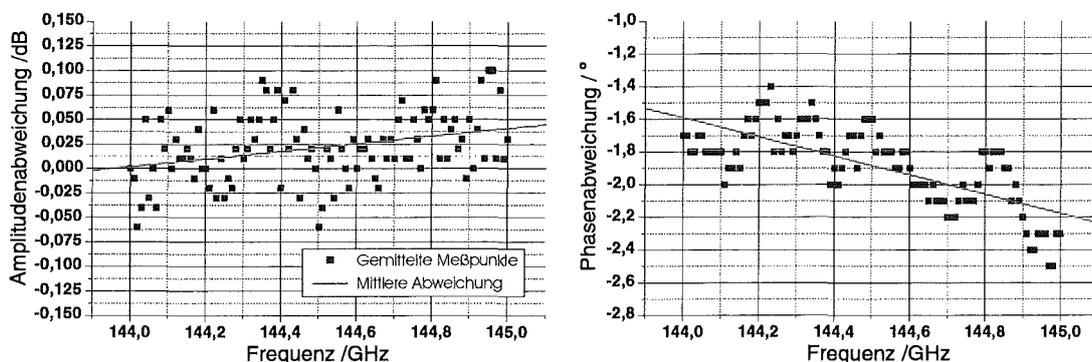


Abbildung 5.5: Differenz der Werte aus zwei gleichem Sweep-Messungen bei eingeschalteter FILTER-Mittelung

Solche kurzzeitigen Abweichungen lassen sich jedoch sehr gut durch Mittelung unterdrücken. Im Meßsystem stehen dazu die Hardware-Mittelung des Vektorvoltmeters und die punktweise Mittelung im Meßprogramm (per Software) zur Verfügung. Das Meßprogramm liest 10 aufeinanderfolgende Werte vektoriell ein und speichert das arithmetische Mittel als Meßwert. Nachteil ist die längere Meßdauer (vgl. Kap. 4.2.3.5). Die langsamste Mittelungsmethode stellt der Integrator des Vektorvoltmeters dar. Dafür liefert diese FILTER-Mittelung bei einer Meßzeit von 1,8 s pro Meßpunkt die besten Ergebnisse. Wie in Abb. 5.5 gezeigt wird, ist die Steuerung von Amplitude und Phase um ihren Mittelwert nach der zeitlichen Integration wesentlich kleiner. Relativ gesehen vergrößert sich dadurch der Einfluß der mittleren Abweichung auf den mittleren Fehler. Die Phase weist eine Drift von etwa  $2^\circ$  auf, die jetzt den Hauptteil der Differenz der Meßwerte ausmacht. Der Betrag der Drift ist über den Zeitraum der Messung nicht konstant. Vor allem weil die Messung mit Filter-Mittelung doppelt so lange dauert wie ohne Mittelung ist in Abb. 5.5 bei der Phase die Steigung der mittleren Abweichung größer als in Abb. 5.4.

Wenn man sich die Messung als Folge von zeitlich auseinander liegenden Punkten vorstellt, so ist dieser Fehler bei der Langzeitstabilität des Meßsystems zu suchen. Darunter fällt bei der Phase vor allem die Temperaturdrift, denn bei einer Wellenlänge von 2 mm beeinflussen schon kleinste Temperaturveränderungen den Meßwert durch die Wärmeausdehnung der Meßstrecke. Außerdem ist grundsätzlich eine Temperaturdrift der Verstärker und sonstigen aktiven Komponenten gegeben. Daher sollte man den Meßaufbau immer vorher warmlaufen lassen und auf zeitlich konstante Umgebungsbedingungen achten.

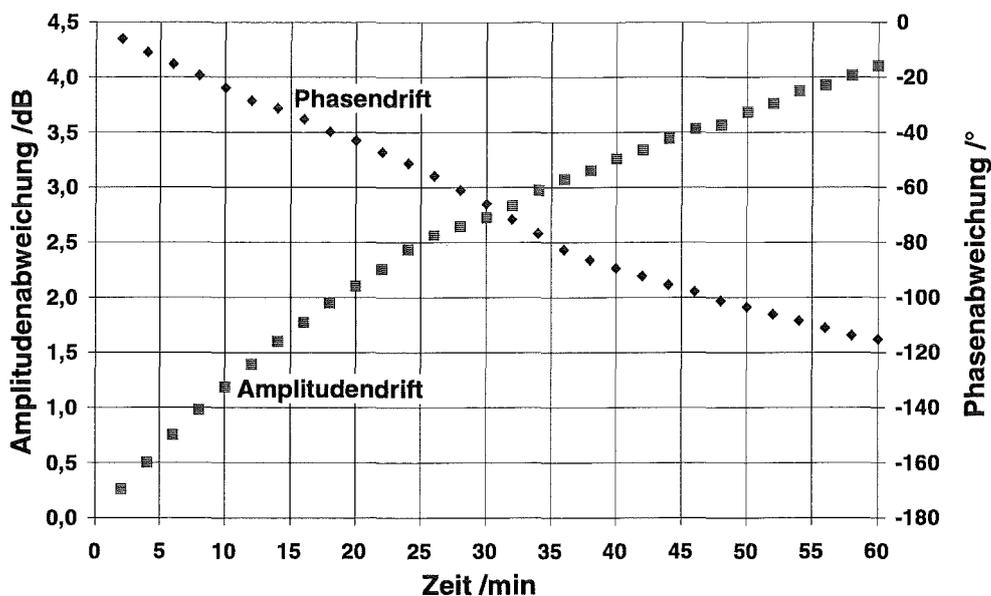


Abbildung 5.6: Amplituden- und Phasendrift nach dem Einschaltzeitpunkt

Aus Abb. 5.6 ist zu erkennen, daß die Driftfehler nach dem Einschalten sehr groß sein können. Über den Zeitraum von einer Stunde sind die absoluten Abweichungen bezogen auf die Werte bei  $t = 0$  (kurz nach dem Einschalten) aufgetragen. Damit sich bei dieser Messung die Kurzzeitinstabilität nicht bemerkbar macht, wurde über 15 Frequenzpunkte gemittelt.

Die Meßfrequenzen betragen um 140 GHz. Im Normalfall gehen die Steigungen der Kurven ab etwa einer Stunde Warmlaufzeit gegen Null, wenn nicht Änderungen der Umgebungstemperatur oder des Meßaufbaus vorliegen. Da das Meßsystem sehr komplex aufgebaut ist und aus vielen unterschiedlichen Komponenten besteht, ist eine genaue Lokalisierung der Herkunft der Drift äußerst schwierig. Nachgewiesen ist, daß die Rückwärtswellenröhre nach dem Einschalten aufgrund der Erwärmung ihre Frequenz und Ausgangsleistung ändert. Verantwortlich für die Drift der Phase sind einmal die Verstärker in den LO-Zuführungen der Mischer und ansonsten jegliche Temperaturexpansion, die eine Veränderung der Länge der Meßstrecke verursacht.

#### 5.1.4 Beschreibung des Frequenzganges

In dieser Arbeit war es unter anderem ein Ziel, den Frequenzgang des Netzwerkanalysators möglichst eben zu halten. Nicht zuletzt ist dies eine Bedingung für gute Ansteuerung und Synchronisation der Frequenzpunkte. Desweiteren sollte es möglich sein, in kleinen Bandbreiten von wenigen Gigahertz unkalibrierte Testmessungen zu machen, die vorab einen Überblick geben.

Der Frequenzgang des Analysators setzt sich zusammen aus den Frequenzgängen der Ausgangsleistung des RWO, der Oberwellenmischer und weiteren Einflüssen, wie die frequenzabhängige LO-Pumpleistung. Hinzu kommt, daß die verwendeten Bauteile auf der RF-Seite, wie Hohlleiter, Richtkoppler, Dämpfungsglieder und Antennen einen Frequenzgang aufweisen. Allerdings ist dieser zum Teil der Meßstrecke und nicht ausschließlich dem eigentlichen Analysator zuzuordnen. Nach Abschluß der Automatisierung wurde eine Vielzahl von Sweep-Messungen mit unterschiedlichen Einstellungen in verschiedenen Frequenzbereichen durchgeführt. Ein wichtiges Ergebnis war, daß die Meßstrecke selbst und die Variation der Mischverluste den größten Teil der Unebenheiten im Frequenzgang ausmachen. Aus diesem Grund wurde auch die Amplitudenregelung für die LO-Leistung aufgebaut. Dennoch bleibt eine Abhängigkeit von der Mischerharmonischen und vom verwendeten Mischer selbst, die keine allgemeine Aussage über den zu erwartenden Frequenzgang zuläßt. Bei ungünstiger Konfiguration kann die ausgekoppelte Leistung über 10 dB schwanken, was natürlich unerwünscht ist. Nach entsprechender experimenteller Verbesserung halten sich die Schwankungen jedoch in Grenzen. Bis etwa 5 GHz Bandbreite sind Verläufe realisierbar, die nur 1–2 dB vom idealen, ebenen Verlauf abweichen.

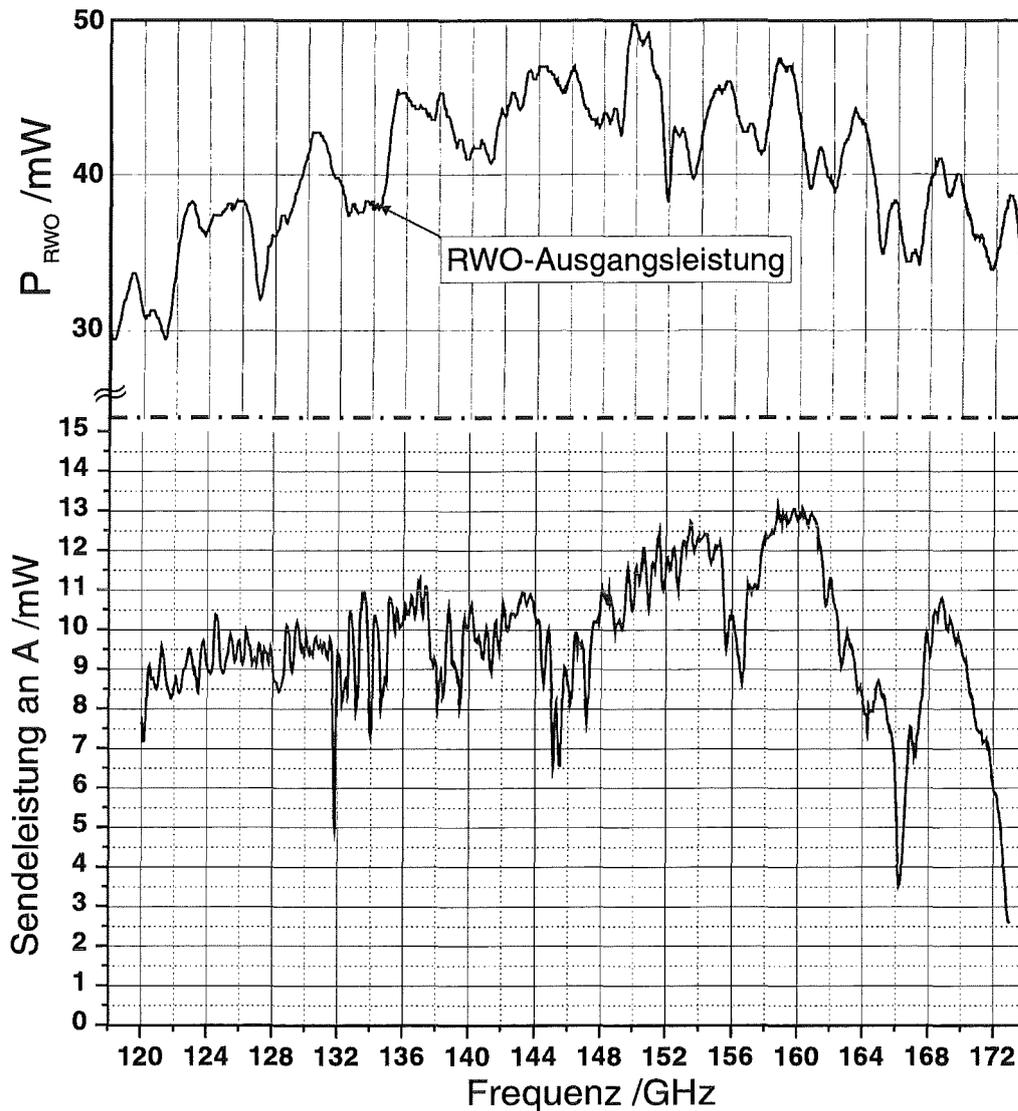


Abbildung 5.7: Frequenzgänge der Sendeleistung am Kanal A und der RWO-Ausgangsleistung

Den Frequenzgang der Auskopplung am senderseitigen Kanal A des ZPV Vektorvoltmeters zeigt Abb. 5.7. Die Kurve ist insgesamt relativ eben, obwohl an einigen Stellen die Leistung einbricht. Einerseits ist die Variation der Ausgangsleistung des RWO dafür verantwortlich, die zum Vergleich oben im Bild dargestellt ist. Andererseits weist der Mischer einige scharfe Löcher auf, die schon nach dem Wechsel eines Dämpfungsgliedes nicht mehr reproduzierbar sind. So liegt die Vermutung nahe, daß hier hauptsächlich ein Anpassungsproblem auf der LO-Seite vorliegt.

Betrachtet man relative Sweep-Messungen von B/A, die beispielsweise eine Meßstrecke aus zwei gegenüberliegenden Hornantennen enthalten, so sind die Ab-

weichungen noch wesentlich stärker. Auf den Hohlleiterzuführungen treten Reflexionen infolge frequenzabhängiger Anpassung auf. Die Verwendung von Richtungsleitungen schränkt dieses Problem zwar ein, doch es schafft eine weitere Unsicherheit, nämlich die Frequenzabhängigkeit der Richtungsleitungen selbst. Zusammenfassend bedeutet dies, daß eine Messung ohne Kalibration nur in Ausnahmefällen möglich ist. Für aussagekräftige, reproduzierbare Messungen über größere Frequenzbereiche muß der Frequenzgang zur Reduktion des systematischen Fehlers des Analysators in jedem Fall korrigiert werden!

### 5.1.5 Frequenzabhängige Dynamik des Meßsystems

Als wichtiges Kriterium zur Beschreibung eines Meßsystems gibt die Dynamik das Verhältnis zwischen größter und kleinster linear meßbarer Leistung an. Der Netzwerkanalysator wurde speziell für die Messung sehr schwacher Signale ausgelegt, denn durch die hohe Freiraumdämpfung von beispielsweise 75 dB bei 1 m Antennenabstand und  $f = 140$  GHz sind die Empfangsleistungen mit herkömmlichen Meßgeräten schon nach wenigen Metern nicht mehr detektierbar.

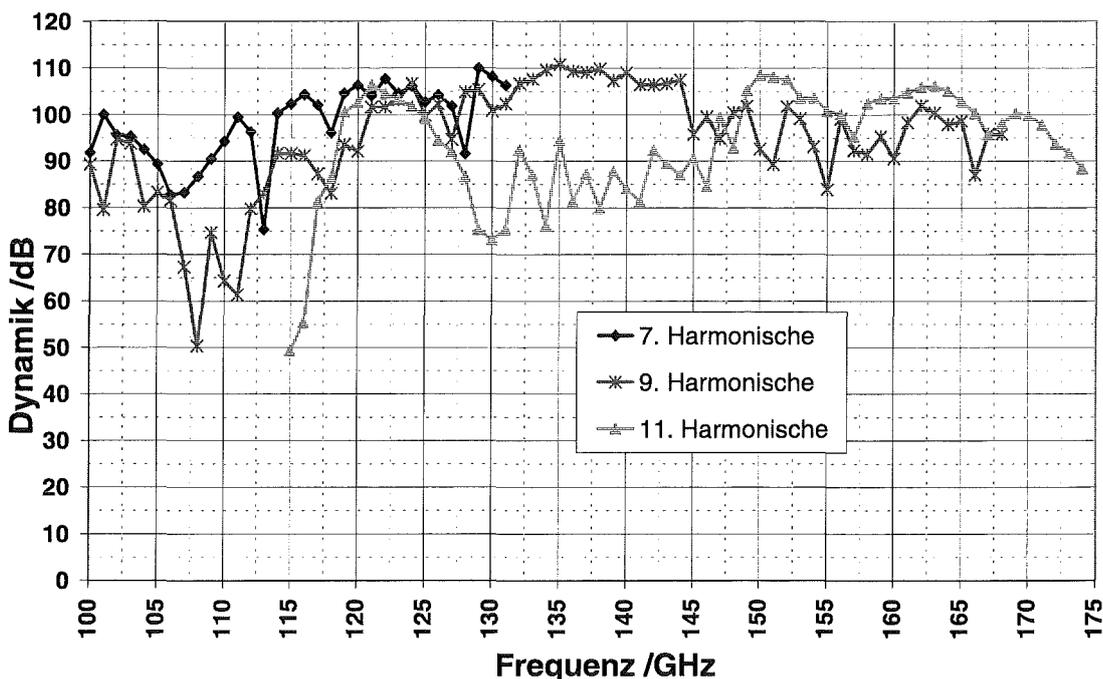


Abbildung 5.8: Dynamik des NWA bei verschiedenen Mischerharmonischen

Wie Abb. 5.8 verdeutlicht ist, die erzielbare Meßdynamik von der verwendeten Mischerharmonischen und der Frequenz abhängig. Bei der Messung betrug die Rauschleistung am Kanal B des Vektorvoltmeters etwa -90 dBm. Die obere Dynamikgrenze ist durch die Ausgangsleistung des RWO bestimmt, die bis zu

16 dBm beträgt. Auf der Meßfrequenz von 10 MHz werden am Eingang B des Vektorvoltmeters nach Verstärkung bis über 17 dBm Pegel erreicht, wenn die Tore des Netzwerkanalysators kurzgeschlossen werden. Durch die hohe Verstärkung liegt das Signal über der zulässigen maximalen Eingangsleistung des Vektorvoltmeters von +13 dBm ( $1\text{ V}/50\ \Omega$ ). Desweiteren ist ein Sättigungsverhalten des Empfängermischers bei hohen RF-Leistungen zu beobachten. Aus diesem Grund wurde zur Dynamikmessung bereits am RF-Eingang des Empfängermischers ein Hohlleiterdämpfglied eingefügt, dessen Frequenzgang zuvor bestimmt wurde. Definitionsgemäß wird die Dynamik jedoch durch den 1 dB Kompressionspunkt begrenzt und diese Vorgehensweise ist strenggenommen nicht zulässig. Ausgehend vom Prinzip der Meßbereichserweiterung verstehen aber bisweilen auch Hersteller von Meßgeräten unter der Dynamik den Bereich zwischen größtem und kleinstem Wert innerhalb der möglichen Meßbereichsanpassung. Dies läßt sich anhand der folgenden Argumentation erklären: Solange ein Eingriff auf der Seite des Detektors (Empfänger) und nicht an der Quelle (Sender) erfolgt, ist auf der Meßstrecke (Meßobjekt) die berechnete Dynamik vorhanden. So macht es beispielsweise keinen Unterschied, ob der Leistungsbereich des Empfängers durch einen mehrstufigen logarithmischen Verstärker oder durch ein Dämpfglied erweitert wird. Mit der Einschränkung der angesprochenen Sättigung erhält man für weite Bereiche des D-Bandes eine Dynamik zwischen 100 und 110 dB (Abb. 5.8).

Der hier verwendete Empfängermischer wurde speziell auf die 9. Harmonische zur Detektion von Frequenzen um 140 GHz optimiert, was am ebenen Verlauf der Dynamik in diesem Bereich zu erkennen ist. Weiterhin ist zu beachten, daß der Frequenzbereich des Lokaloszillators beschränkt ist. Deshalb ist z. B. die 7. Harmonische über 131 GHz nicht mehr möglich, weil die zugehörige LO-Frequenz dann schon bei 18,6 GHz liegt. Die geraden Harmonischen wurden absichtlich nicht mit in die Abbildung aufgenommen, da die Konversionsverluste zum Teil über 10 dB höher sind als bei ungeraden Harmonischen. Wenn also eine hohe Dynamik für breitbandige Sweep-Messungen gefordert wird, sollten wenn möglich nur ungerade Harmonische benutzt werden. Bei Sweep-Messungen ergibt sich die garantierte Dynamik der Messung aus dem Punkt der kleinsten detektierten Leistung in der Referenzmessung, denn das Systemrauschen ist praktisch über den ganzen Frequenzbereich konstant. Das liegt daran, daß die Rauschquellen hauptsächlich in den Verstärkern und Mischern des Empfängers ab der 1. ZF-Ebene zu suchen sind, die ja monofrequent arbeiten.

## 5.2 Kalibrierte Messungen

Wie zuvor gezeigt, ist der Frequenzgang des Meßsystems nicht eben genug, um Messungen ohne jegliche Korrektur wiederzugeben. Diese Fehler werden daher durch eine Frequenzgangkorrektur reduziert. Eine Referenzmessung der Meßstrecke wird zunächst ohne das Meßobjekt durchgeführt. Davon ausgehend, daß der so erhaltene Frequenzgang auch bei eingefügtem Meßobjekt Gültigkeit besitzt, müssen sich die Frequenzgänge von Meßsystem und Objekt additiv überlagern. Durch Abzug der Referenzmessung von der Messung mit Meßobjekt bleibt lediglich der Frequenzgang des Meßobjektes übrig, weil sich die Nichtlinearitäten des Meßsystems aufheben. Ein Phasenfehler, der durch die Änderung der Länge der Meßstrecke entsteht, ist zusätzlich zu berücksichtigen.

Mit dieser einfachen Kalibration durch Frequenzgangkorrektur wurden einige Beispielmessungen durchgeführt, die die Tauglichkeit des Analysators im praktischen Einsatz unter Beweis stellen sollten.

### 5.2.1 Transmission von Quarzglas

Quarzglas wird als Material für Ausgangsfenster von Gyrotrons verwendet. Abhängig von Scheibendicke und relativer Permittivität ist ein charakteristischer Dämpfungsverlauf zu beobachten. Ziel ist ein möglichst verlust- und reflexionsfreier Austritt der elektromagnetischen Welle aus der Gyrotronröhre. Immer wenn genau ein Vielfaches der halben Wellenlänge in die Dicke der Scheibe paßt (Resonanz), ergibt sich abhängig von der Frequenz ein Maximum der durchgehenden Leistung. Üblicherweise werden diese Resonanzfrequenzen durch skalare Reflexionsmessungen ermittelt, weil dann ein scharfes Minimum der reflektierten Leistung auftritt. Da die Anwendung jedoch in der Transmission liegt und derartige Messungen wegen der wesentlich kleineren Effekte kaum durchgeführt werden, wurde hier zum Vergleich mit der theoretischen Rechnung die Transmission gemessen. Zuvor soll kurz auf die Grundlagen für die Berechnung eingegangen werden.

#### 5.2.1.1 Theoretische Betrachtung

Eine Scheibe der Dicke  $d$ , die von einer elektromagnetischen Welle durchlaufen wird, kann als Zweitor angesehen werden, wenn man die Oberflächen des Materials als Tore betrachtet. Als Bezugswellenwiderstand wird der Freiraumwellenwiderstand gewählt, da die Welle vor und nach Durchdringen der Scheibe im Freiraum läuft.

Damit lassen sich die Streuparameter der Scheibe aus der Literatur angeben:

$$[\mathbf{S}] = \frac{1}{1 - \rho_\nu^2 e^{-2\gamma_{\epsilon\nu}d}} \begin{pmatrix} \rho_\nu(1 - e^{-2\gamma_{\epsilon\nu}d}) & (1 - \rho_\nu^2)e^{-\gamma_{\epsilon\nu}d} \\ (1 - \rho_\nu^2)e^{-\gamma_{\epsilon\nu}d} & \rho_\nu(1 - e^{-2\gamma_{\epsilon\nu}d}) \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Für eine ebene, senkrecht einfallende Freiraumwelle gelten außerdem die Näherungen:

$$\rho_\nu = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.2) \quad \text{und} \quad \rho_{\epsilon\nu} = \sqrt{-\epsilon_r k_0^2} \quad (5.3)$$

Darin ist  $\rho_\nu$  komplexer Reflexionsfaktor der Eigenwelle  $\nu$  an der Grenzschicht zum Dielektrikum der Scheibe,  $\gamma_{\epsilon\nu}$  komplexe Ausbreitungskonstante im Bereich des Dielektrikums  $\epsilon_r$ , und  $k_0 = 2\pi f/c_0$  Freiraumwellenzahl mit der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  im Vakuum. Bei dem betrachteten Material handelt es sich um amorphes Siliziumdioxid, das bei 145 GHz einen dielektrischen Verlustfaktor von  $\tan \delta = 4 \cdot 10^{-4}$  aufweist. Angesichts dieses kleinen Wertes kann die Absorption für den zu betrachtenden Dämpfungsverlauf vernachlässigt werden. Mit diesen Angaben lassen sich nun die Verläufe von Amplitude und Phase der Streuparameter berechnen [12].

### 5.2.1.2 Meßaufbau und Ergebnisse

Für die Messung wurde die Quarzglasscheibe rechtwinklig zwischen zwei Rillenhornantennen (Gaußhorn) plaziert. Zur Kalibration war eine Referenzmessung der Meßstrecke ohne Meßobjekt notwendig. Eine relativ gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Meßergebnis zeigt Abb. 5.9. Im Mittel wird der berechnete Kurvenverlauf durch die Messung wiedergegeben. Es treten jedoch periodische Schwankungen von Amplitude und Phase auf, die möglicherweise auf stehende Wellen in der Meßstrecke zurückzuführen sind. Letztlich macht sich auch die schmale Linienbreite der Quelle bemerkbar, denn dadurch fallen derartige Effekte besonders „scharf“ aus. Es wurden hier 1001 Meßpunkte über 35 GHz gemessen, die bis auf wenige Ausnahmen einen durchweg stetigen Kurvenverlauf ergeben. Die Genauigkeit der Phasenprogression von etwa  $\pm 10^\circ$  ist erstaunlich. Das Phasenverhalten konnte hier erstmals in dieser Form meßtechnisch bestätigt werden. Bisher war dies nur schwer durchführbar, weil einerseits die manuelle Messung zu aufwendig war und andererseits ein erweiterter, automatisierter Meßplatz bei früheren Messungen eine zu kleine Dynamik auswies (skalärer NWA [12]). Zum besseren Vergleich von gemessenem und berechnetem Phasenverlauf ist die Y-Achse für die Rechnung um  $20^\circ$  versetzt angeordnet.

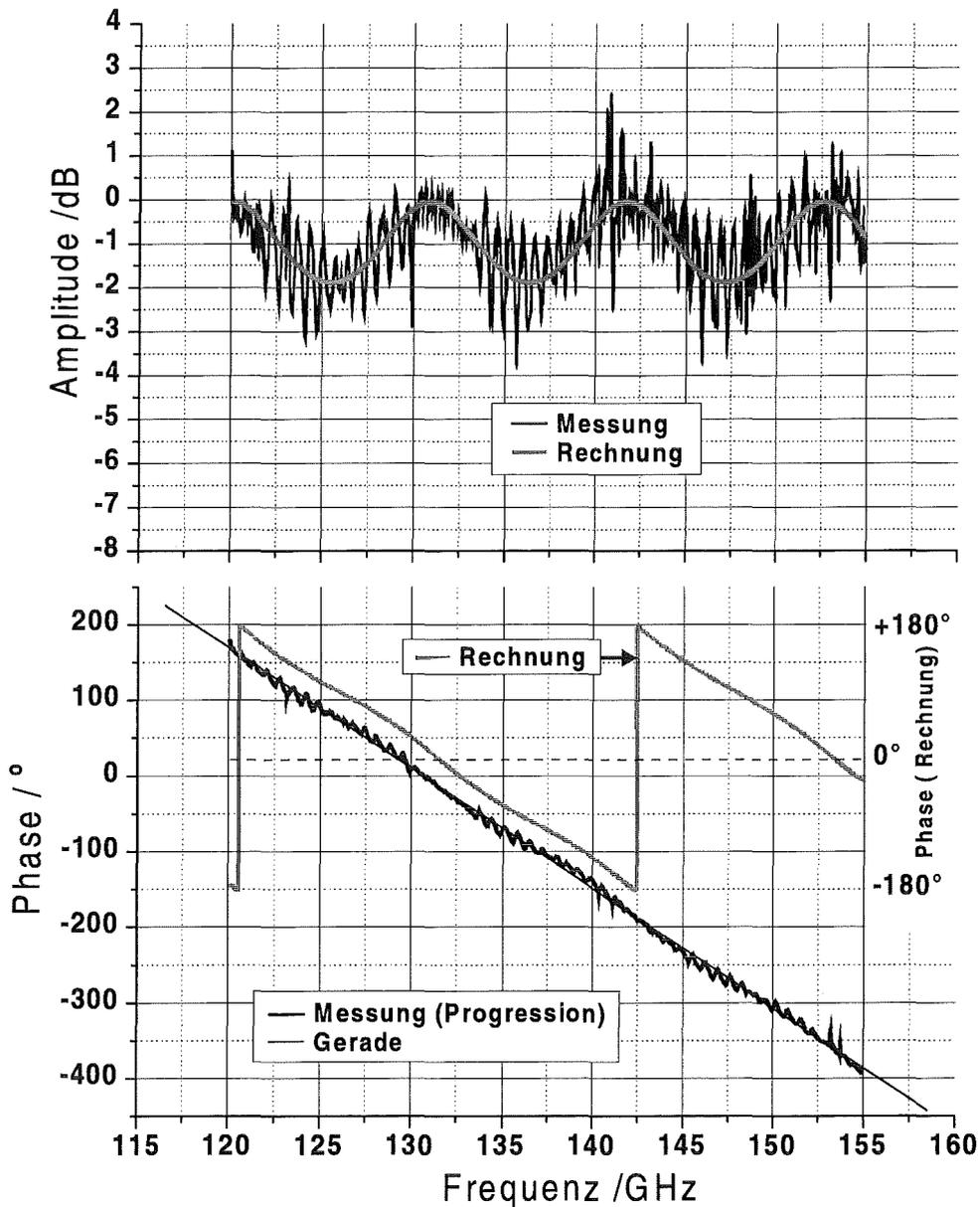


Abbildung 5.9: Transmission einer Quarzglasscheibe mit  $d = 7$  mm und  $\epsilon_r = 3,81$

### 5.2.2 Vergleichsmessung zwischen Rechteck- und Rillenhornantenne

Als Beispiel für eine Antennenmessung und zur Demonstration der Frequenzabhängigkeit der verwendeten Hornantennen wurde eine Gewinnvergleichsmessung durchgeführt. Die 73 cm lange Meßstrecke bestand senderseitig aus einem Rechteckhorn, mit nominal 24 dB Gewinn. Auf der Empfängerseite wurde abwechselnd eine Rillenhornantenne (korrugierte Hornantenne, Gaußhorn, [23]) und

ein weiteres Rechteckhorn verwendet. Die Bedingung für eine Fernfeldnäherung erfüllen die verwendeten Antennen bei 120 GHz bereits für Abstände  $\geq 32$  cm [24].

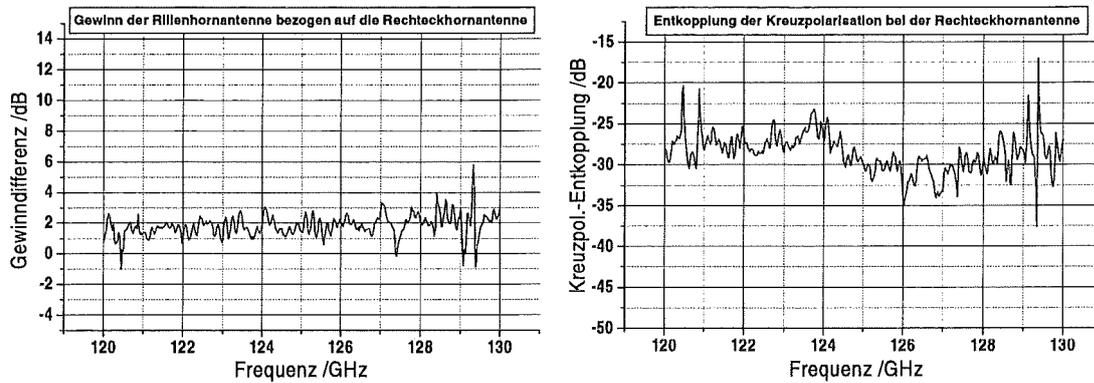


Abbildung 5.10: Vergleich der Gewinne von Rillen- und Rechteckhornantenne (links) und Entkopplung der Kreuzpolarisation der Rechteckhornantenne (rechts)

Aus den Messungen in Abb. 5.10 erkennt man, daß der Gewinn der Rillenhornantenne 1–2 dB über dem (bekannten) Gewinn des Rechteckhorns liegt. So läßt sich anhand der Vergleichsantenne der Gewinn unbekannter Anordnungen bestimmen. Außerdem ist links im Bild die Kreuzpolarisationsentkopplung des Rechteckhorns aufgetragen, die zwischen 25 und 30 dB gemessen wurde. Diese Art von Messungen können allerdings genauso mit einem skalaren Netzwerkanalysator durchgeführt werden, weil hier weder die Phase noch eine hohe Dynamik erforderlich ist. Deshalb soll hierauf auch nicht näher eingegangen werden.

### 5.2.3 Längenmessung durch Phasenprogression

Wie bereits in Kap. 2 erläutert, hat die elektrische Länge der Meßstrecke besonderen Einfluß auf den Phasenverlauf. Idealerweise sind die beiden Kanäle, für die der Phasenvergleich durchgeführt wird, elektrisch gleichlang, denn dann wird nur die Phasenänderung erfaßt, die das Meßobjekt verursacht. Für den betrachteten Analysator ist dies nicht der Fall, so daß mittels einer Referenzmessung die Differenzlänge herausgerechnet werden muß. Allgemein schlägt sich eine Längenänderung in einer Änderung der Steigung der Phasenprogression nieder. Die Ableitung der Phase nach der Frequenz vergrößert sich mit der Länge in negativer Richtung, da als Bezugspunkt für  $\phi = 0$  das senderseitige Tor gewählt wird. Anschaulich betrachtet paßt schon bei wenig Frequenzerhöhung eine neue Wellenlänge in eine elektrisch sehr lange Meßstrecke, weil sich dann insgesamt mehr Wellenlängen verkürzen als bei einer kurzen Strecke.

Die folgende Messung soll zeigen, inwiefern sich eine Änderung der Distanz zwischen der Sende- und Empfangsantenne anhand der Phasenprogression bestimmen läßt. Eine Rechteckhornantenne als Sendeantenne und ein offener Hohlleiter als Empfangsantenne stehen sich im Abstand von 50 cm gegenüber. Von dieser Anordnung wird nun die Phasenprogression über einige Gigahertz gemessen, daraufhin der Abstand der Antennen um 5 cm vergrößert und erneut die Phasenprogression gemessen. Die Phasenverläufe sind in Abb. 5.11 dargestellt. Die Steigungen der Progressionskurven sind hier positiv, weil offensichtlich das Sendesignal von der Auskopplung bis zum Vektorvoltmeter einen größeren elektrischen Weg zu überbrücken hatte als das Empfangssignal. Man erkennt eine relativ kleine Änderung der Steigung zwischen den beiden Kurven. Die Steigung der längeren Meßstrecke ist kleiner, da sich die Kurve durch die negativeren Phasenwinkel in Richtung negativer Steigungen neigt.

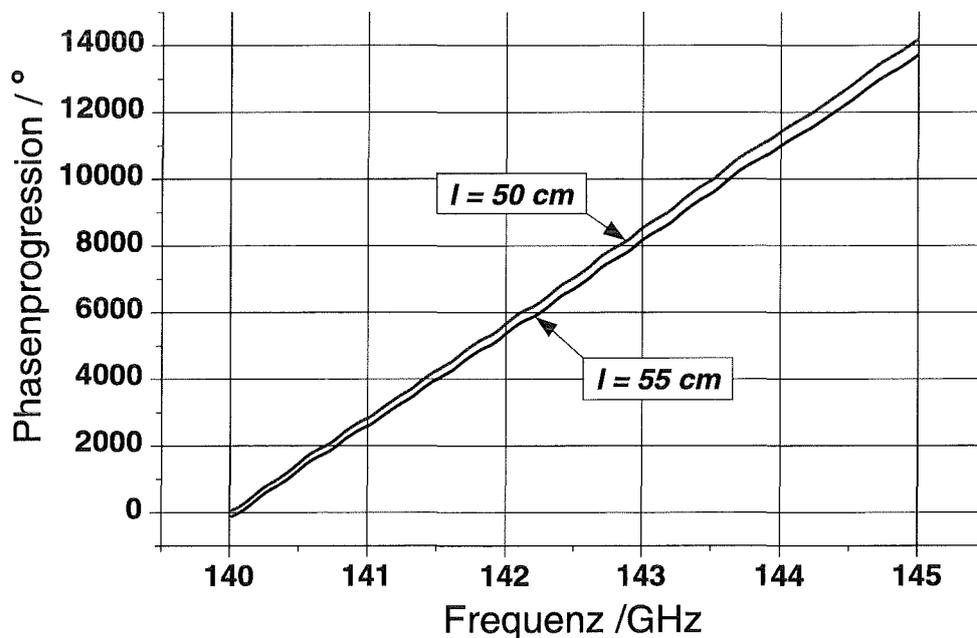


Abbildung 5.11: Steigungsänderung der Phasenprogression bei Längenänderung der Meßstrecke um  $\Delta l = 5\text{ cm}$

Bei der Auswertung des Experiments wird wie folgt vorgegangen. Die Meßpunkte müssen im Mittel linear steigen. Anhand einer Geradennäherung werden die mittleren Steigungen  $m_1$  und  $m_2$  der Kurven bestimmt und voneinander abgezogen. Man erhält so die äquivalente Steigung für eine Streckenlänge von 5 cm, die zu  $\Delta m = (m_2 - m_1) = -60,33638^\circ/\text{GHz}$  bestimmt wurde. Nachdem hier nur Differenzen betrachtet werden, hängt die Längenverschiebung  $\Delta l$  nach Gleichung 5.4 nur noch von der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  der Welle in Luft und nicht mehr von der Frequenz ab:

$$|\Delta l| = \frac{(f_2 - f_1) \cdot |m_2 - m_1|}{360^\circ \cdot \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1}\right)} = \frac{|\Delta m| \cdot c}{360^\circ} \quad (5.4)$$

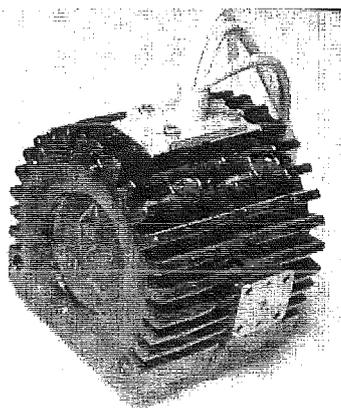
Mit  $c = 2,997092 \cdot 10^8$  m/s erhält man als Ergebnis der Rechnung in hervorragender Übereinstimmung mit der tatsächlichen Verschiebung:  $\Delta l = 5,0232$  cm. Der Wert grenzt an die mechanische Meßgenauigkeit des Meßschiebers zur Abstandsmessung. Eine weitere Messung in einem anderen Frequenzbereich brachte ähnlich gute Ergebnisse. Theoretisch könnte man die mechanische Messung an Genauigkeit noch übertreffen, wenn man die beiden Meßkanäle A und B absichtlich sehr lang macht und so die Empfindlichkeit gegenüber Phasenänderungen steigert. Dennoch ist eine Messung über mehrere Gigahertz nötig, da die unkalibrierte Phase kleinen Linearitätsschwankungen unterliegt. Hier wird demnach keine herkömmliche Kalibration von Meßpunkten im Sinne einer Frequenzgangkorrektur durchgeführt, sondern die Phasendifferenz der Meßkanäle durch die Bildung der Differenzsteigung der Progressionskurven aufgehoben. Die Genauigkeit der Phasenprogression wird zuvor durch eine Geradennäherung erhöht.

# Anhang A

## Datenblätter zum RWO

Es folgen die Datenblätter für die in dieser Arbeit verwendete Rückwärtswellenröhre des Typs BWO2b der Firma ELVA-1.

## Backward Wave Oscillator tubes for 37-180 GHz



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

### Applications

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

### Description

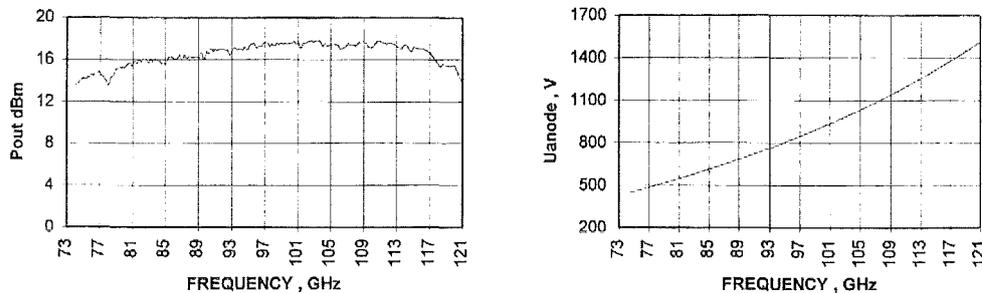
Main advantages of BWO tubes series **BWO-XX** are very smooth dependence of output power versus frequency and high output power. Unique technology applied for producing of tubes allows to obtain oscillations within a full waveguide frequency band without deep points. We supply each tube with a personal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

### Specifications

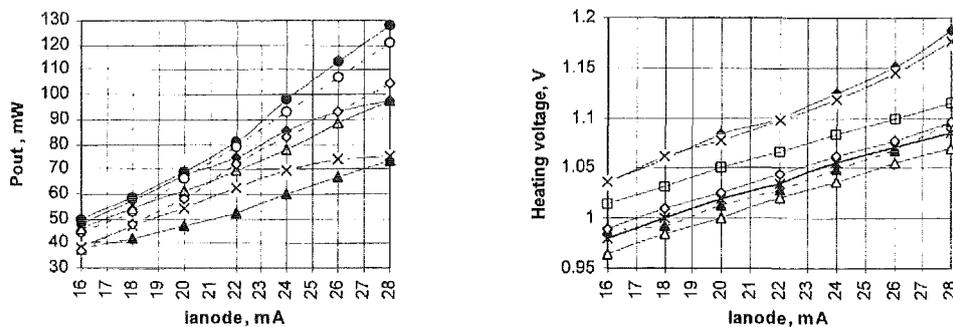
| Model                                  | BWO6     | BWO4     | BWO3     | BWO2a     | BWO2b    |
|--|----------|----------|----------|-----------|----------|
| Operating range, GHz                   | 36-55    | 52-79    | 78.2-119 | 129-143   | 118-178  |
| Output power, min, mW                  |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

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

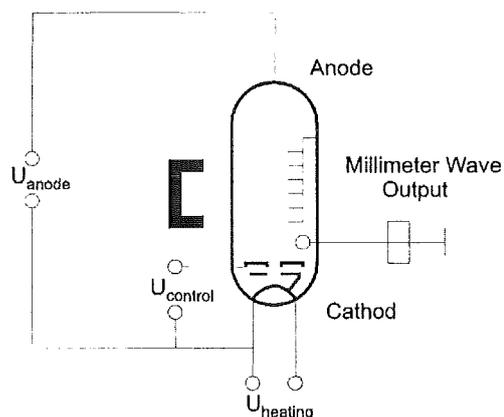
The typical power/frequency and frequency versus high voltage applied to deceleration system dependencies are shown on the plots below for BWO3 model:



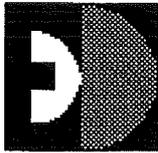
The dependencies of output power versus anode current are presented for 7 tubes on left plot below. The power measured on 100 GHz frequency. On the right plot the dependencies of anode current versus heating voltage are shown.



Typical electrical scheme of BWO using:



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



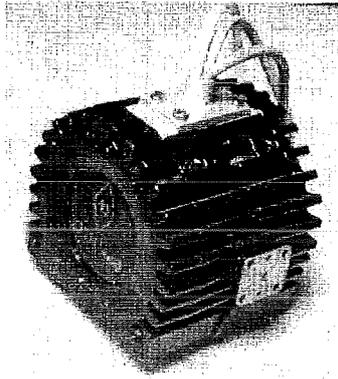
**ELVA-T**

Mm-wave Department In St.Petersburg, Russia

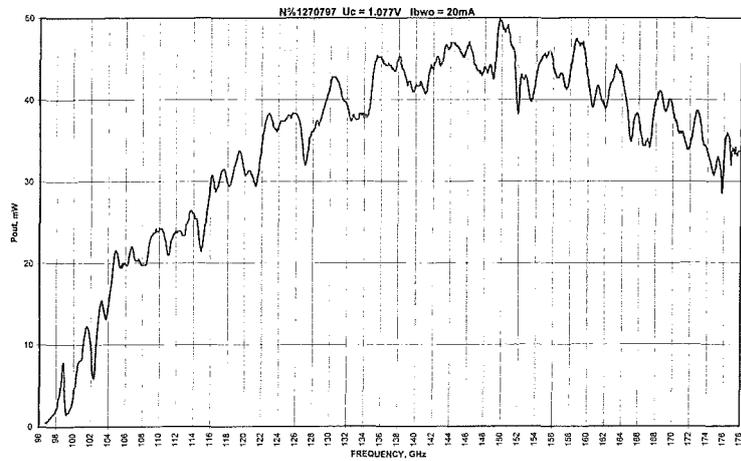
TEL: +7-812-588-19-01

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

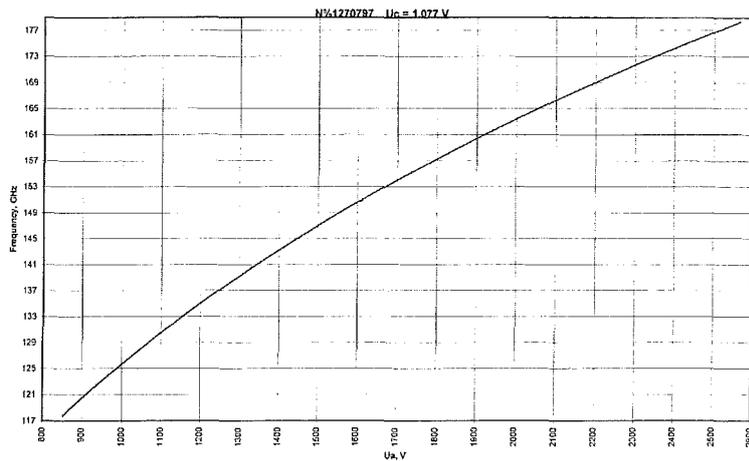
Att. D.Korneev



**BWO2b Tube  
Operation Instructions**

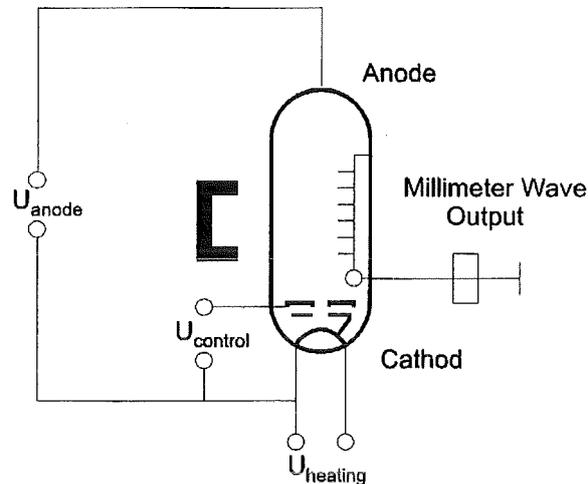


Страница 1



Страница 1

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



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

The following voltages should be applied:

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

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

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

The tube has three wires:

Brown wire - ground of the power supply;

Yellow wire - positive contact of heating voltage power supply;

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

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

#### **ATTENTION!**

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

# Anhang B

## Funktionen des Meßprogrammes „VNWA“

Für Erweiterungen oder Korrekturen des Meßprogrammes „VNWA“ sind im Anschluß die darin verwendeten Funktionen aufgelistet. Sie gliedern sich grob in drei verschiedene Typen. Auf der untersten Ebene sind dies reine GPIB-Funktionen zur Steuerung der Geräte. Diese werden von übergeordneten Funktionen verwendet, die Prozeduren, Algorithmen und sonstige Verarbeitung von Größen enthalten. Schließlich werden auch noch Funktionen zur Steuerung der graphischen Oberfläche benötigt.

Die Spalten und Abkürzungen bedeuten:

|               |   |
|---------------|---|
| function name | Funktionsname ohne Argument   |
| return val    | Rückgabewert, mit vd: void, int: integer, etc.  |
| CVICB         | CVI-callback-function, Funktionsaufruf, der mit Befehlen zur grafischen Oberfläche verknüpft ist  |
| CVIMC         | CVI-menu-control, Funktionsaufruf aus einer Menüleiste  |
| input values  | Argument/Eingangswert(e) einer Funktion   |
| GPIB          | Verwendung von GPIB-Befehlen, gegebenenfalls sind die entsprechenden device-Adressen eingetragen. |
| (device) 1    | FUG Netzteil HCN 140-6500   |
| (device) 2    | Rohde & Schwarz Vector Analyzer ZPV   |
| (device) 3    | HP Synthesized Sweeper 8341A  |
| (device) 4    | Keithley Multimeter 2000  |
| GUI           | graphic user interface, Verwendung von Befehlen zur Steuerung der grafischen Benutzeroberfläche   |
| C             | comport, Verwendung von Befehlen zur Ansteuerung der seriellen Schnittstelle (COM)                |

Abbildung B.1: Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 1/3

| function name        | return val | input values                   | description  | GPIB    | GUI  | C |
|----------------------|------------|--------------------------------|--|---------|------|---|
| about_project        | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to load the aboutpanel and show some information about the project   | no      | only |   |
| acquire              | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to acquire and display the actual ampl. and phase values   | no      | yes  |   |
| acquire_mean         | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to acquire and display the mean of 10 amplitude and phase values   | no      | yes  |   |
| AcquireData          | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | function acquires the graph of the actual f(u_fug) fit   | no      | yes  |   |
| check_comport        | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to check the serial port function i.e. locked and unlocked status check  | no      | yes  | X |
| clear_graph          | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to clear the graph of sweeppanel/a measurement   | no      | only |   |
| command_connect      | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to connect, check and preset all devices at startup (recommended!), then loads sweeppanel  | no      | yes  |   |
| confirm_cancel       | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to quit a measurement configuration and return to the sweeppanel   | no      | only |   |
| confirm_sweep        | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to confirm a measurement configuration and actually start to measure   | no      | yes  |   |
| connectall           | int        | (int *connection)              | init function to CONNECT and VERIFY all instruments + also OPEN them as devices  | 1,2,3,4 | yes  | X |
| do_sweep_measurement | int        | (double,double,int, char[100]) | function that does the entire sweep measurement with "nop" Points from "f_start" to "f_stop" and saves the measured values to "File_Name" during the measurement   | no      | yes  |   |
| drift_correct        | int        | (double fug_voltage)           | function to correct the drift of the PLL output voltage in order to set it to an optimum value   | no      | yes  |   |
| drift_correction     | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to do an automatic correction for the FUG voltage in case the PLL voltage tends to drift: It recalculates the FUG_voltage for an optimum lock voltage value of the PLL   | no      | only |   |
| drift_timer          | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | function is set by "drift_correction". It periodically runs "drift_correct" if activated   | no      | yes  |   |
| exit_project         | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to shut down the UIR -> EXIT the program   | 1,2,3,4 | yes  | X |
| filter               | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to de-/activate the FILTER function of ZPV   | no      | yes  |   |
| fit_voltage          | double     | (double x)                     | function that returns a fit-calculated voltage value for FUG for a given frequency f. The returned value is NOT the entire BWO-voltage: It is modified by u_opt_lock which is the optimum pll lock voltage so that "fit_voltage" returns the value for the FUG power supply! | no      | no   |   |
| FuG_Set_Vol          | int        | (double,double)                | function to set the voltage of the FUG power supply  | 1       | no   |   |
| get_f_start          | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to enter the Start Frequency for a sweep measurement   | no      | yes  |   |
| get_f_stop           | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to enter the Stop Frequency for a sweep measurement  | no      | yes  |   |
| get_lock_state       | int        | (void)                         | function that returns 1 if PLL state is locked   | no      | no   | X |
| get_Nop              | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to enter the NUMBER OF POINTS (nop) for a sweep measurement  | no      | yes  |   |
| har_lower_f2         | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to set the frequency range for mixer harmonic 1,2  | no      | only |   |
| har_middle_f2        | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)    | control to set the frequency range for mixer harmonic 2,3  | no      | only |   |
| load_connect         | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to reload the connection panel and see the actual device names and GPIB-addresses. Note: A device address or serial portnumber could not be changed while VNWA runs!   | no      | only |   |
| load_file            | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to load a measurement file (*.dat) into sweeppanel and show it on the graph  | no      | yes  |   |
| load_fitpanel        | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)            | control to load the fitpanel=graphpanel and calculate the f(U_fug) function fit  | no      | only |   |

| function name       | return val | input values                | description   | GPIB    | GUI  | C |
|---------------------|------------|-----------------------------|---|---------|------|---|
| main                | int        | (int argc, char *argv[ ])   | MAIN PROGRAM: only runs GUI + starts up connection panel  | no      | yes  |   |
| make_u_f            | int        | (int length)                | function to initialize coefficient values to calculate FUG-voltage out of frequency   | no      | yes  |   |
| mean_checkbox       | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to acquire mean ZPV-values  | no      | only |   |
| mix_harmonic_1,2,3  | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to set the mixer harmonic 1,2,3 in the config panel   | no      | only |   |
| newmeasure          | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control to start a new sweep measurement. A new filename is always requested because the measurement points are already saved during the measurement  | no      | yes  |   |
| phaseprog           | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control + algorithm to show the phase as a function of frequency NOT limited to an angle of $-180^\circ \leq \phi \leq +180^\circ$ -> continuous phase progression  | no      | yes  |   |
| pll_voltage         | double     | (int device4)               | function that returns the actual PLL-voltage value  | 4       | no   |   |
| plot_current_file   | int        | (int nop)                   | function to plot a graph from the measurement file in memory  | no      | yes  |   |
| plot_enable         | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | menu bar control to dis-/enable plotting during the measurement ->plotting points makes the procedure slower!   | no      | yes  |   |
| presetsweep         | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control to open the config -"mainpanel" and so configure/preset all important scan/sweep/lock values. It is absolutely necessary to try an lock some frequencies before starting a new sweep  | no      | only |   |
| printgraph          | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control to print the actual graph on a printer that is chosen through a print-option-panel  | no      | yes  |   |
| quit_aboutpanel     | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to unload the aboutpanel  | no      | only |   |
| quit_graphpanel     | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to quit the graphpanel and return to sweeppanel   | no      | only |   |
| read_init           | int        | (char infile[40])           | function that reads the .ini file and sets the recent values to the GUI   | no      | yes  |   |
| reset               | void       | (int)                       | function to turn off FILTER, set DIMENSION to LOG, set ZPV to B/A, set TUNER to f=10 MHz + reset voltmeter to DC-range and LO-Synthesizer RF-OFF  | 1,2,3,4 | no   |   |
| reset_all           | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to reset all instruments (reset for the GUI)  | no      | yes  |   |
| reset_all1          | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control to reset all instruments to a non-active preset status from the config/mainpanel  | no      | yes  |   |
| save_file           | vd CVIMC   | (int,int,void*,int)         | control to save the actually measured points to a file or to a new file. It is not necessary to save a measurement that is currently in memory because it was already saved during the measurement itself. Therefore "save file" only makes sense if you want to save the points as a NEW FILE! | no      | yes  |   |
| set_frequency       | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to set and lock a BWO-RF operating frequency manually   | 3       | yes  |   |
| set_harmonic        | int        | (double f)                  | function to get and set a frequency dependent mixer harmonic out of the configuration panel settings; the harmonic value is written to the global har variable  | no      | yes  |   |
| set_hp_lo_frequency | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to set LO-Frequency manually without BWO-RF   | 3       | no   |   |
| set_hp_lo_power     | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to turn off the LO power = RF of HP-Synthesizer   | 3       | yes  |   |
| set_lo_frequency    | int        | (int,double)                | function to set LO frequency to Synthesized Sweeper HP 8341A har=mixer harmonic   | 3       | no   |   |
| Set_Voltage         | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int) | control to set actually displayed/entered voltage value manually to FUG power supply  | no      | yes  |   |

Abbildung B.2: Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 2/3

Abbildung B.3: Funktionen des Meßprogramms, Tabelle 3/3

| function name     | return val | input values                            | description   | GPIB | GUI  | C |
|-------------------|------------|---|---|------|------|---|
| shutdown          | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to shut down the connection panel -> EXIT the program   | no   | only |   |
| skip_connect      | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to skip the device connection (no measurements possible in this mode)   | no   | only |   |
| start_sweep       | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to start a sweep measurement via the confirmation panel   | no   | yes  |   |
| stop_sweep        | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to stop a running measurement; the measurement will be aborted, but the already measured data can be used   | no   | no   |   |
| sweep_measurement | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to go back to the sweeppanel  | no   | only |   |
| sweep_voltage     | double     | (double, int *abort)                    | function to try (sweep) 2*n+1 voltage values for FUG power supply to get the PLL locked. It returns the offset-voltage between fug_voltage and the found lock_voltage. Also the PLL-voltage optimum is automatically reached if a lock status was found | no   | yes  | X |
| t_init            | struct     | (double 11x, int 1x, unsigned short 4x) | struct to initialize last measurement values from vnwa.ini^ - file  | no   | no   |   |
| test_lock_keith   | int        | int,double, double*                     | function that reads PLL-voltage and returns 1 if PLL is locked around its optimum voltage value   | no   | no   |   |
| valuetype         | int CVICB  | (int,int,int,void*,int,int)             | control to choose the ZPV-read value whether A, B or B/A  | no   | only |   |
| write_init        | int        | (char inifile[40])                      | function that writes the actual GUI settings/values to a .ini file to store them for the next startup   | no   | yes  |   |
| ZPV_filter_off    | void       | (int device)                            | function to turn off FILTER of ZPV  | 2    | no   |   |
| ZPV_filter_on     | void       | (int device)                            | function to activate FILTER of ZPV  | 2    | no   |   |
| ZPV_mean          | int        | (int, double, double[2])                | function to build meanvalue from 10 phase and amplitude points with timestep t_step   | no   | no   |   |
| ZPV_read          | int        | (int, double polar[2])                  | function to read actual amplitude and phase values from ZPV   | 2    | no   |   |
| ZPV_switch_A      | int        | (int device)                            | function (GPIB) to switch ZPV to A power channel  | 2    | no   |   |
| ZPV_switch_B      | int        | (int device)                            | function (GPIB) to switch ZPV to B power channel  | 2    | no   |   |
| ZPV_switch_BA     | int        | (int device)                            | function (GPIB) to switch ZPV to B/A power difference   | 2    | no   |   |

# Literaturverzeichnis

- [1] Thumm, M., 1999, *State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers Update 1998*, Institut für Technische Physik, Wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe (FZKA 6224).
- [2] Arnold, A., 1997, *Erweiterung eines Mikrowellennetzwerkanalysators mit einer frequenzstabilisierten Rückwärtswellenröhre zur Erzielung einer hohen Meßdynamik*, Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH). Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5901).
- [3] Braz, O., 1998, *Meßtechnische Untersuchungen zur Hochfrequenzauskopplung an Millimeterwellengyrotrons hoher Leistung*, Von der Fakultät für Elektrotechnik der Universität Karlsruhe (TH) genehmigte Dissertation. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 6164).
- [4] Arnold, A., 1997, *Entwicklung eines vektoriellen mm-Wellen-Netzwerkanalysators mit hoher Meßdynamik und Messungen an überdimensionierten Wellenleiterkomponenten*, Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH). Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 6108).
- [5] Kasperek, W., Müller, G. A., 1988, *The wavenumber spectrometer*, International Journal of Electronics, 1988, Volume 64, No. 1, 5–20.
- [6] Sivan, L., 1994, *Microwave Tube Transmitters*, London, u. a.: Chapman & Hall, Kap. 4 und 5.
- [7] Fantom, A., 1990, *Radio frequency and microwave power measurement*, London: Peter Peregrinus.
- [8] Michel, H.-J., 1981, *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*, Stuttgart: Teubner Studienbücher.

- [9] Thumm, M., Wiesbeck, W., Kern, S., 1997, *Hochfrequenzmeßtechnik, Verfahren und Systeme*, Stuttgart: Teubner.
- [10] Schiek, B., 1984, *Hochfrequenzmeßtechnik*, Skriptum zur Vorlesung, Fernuniversität-Gesamthochschule Hagen.
- [11] Schleifer, W. D., 1981 *Hochfrequenz- und Mikrowellen- Meßtechnik in der Praxis*, Heidelberg: Hüthig-Verlag
- [12] Nickel, H.-U., 1994, *Hochfrequenztechnische Aspekte zur Entwicklung rückwirkungsarmer Ausgangsfenster für Millimeterwellengyrotrons hoher Leistung*, Von der Fakultät für Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH) genehmigte Dissertation. Auch als wissenschaftlicher Bericht des Forschungszentrums Karlsruhe erschienen (FZKA 5513).
- [13] Voges, E., 1991, *Hochfrequenztechnik Band 1*, 2. Auflage, Kap. 7.3, Heidelberg: Hüthig-Verlag.
- [14] Schmidt, L.-P., Menzel, W., 1987, *Planar Integrated Harmonic Mixers for Use up to 150 GHz*, Wiesbaden: MIOP 1987.
- [15] Maas, S. A., 1993, *Microwave Mixers, 2nd edition*, Boston, u. a.: Artech House, Inc.
- [16] Best, R., 1993, *Theorie und Anwendungen des Phase-Locked-Loops*, 5. Auflage, Aarau (CH): AT Verlag.
- [17] Gardner, F. M., 1967, *Phaselock Techniques, 2nd printing*, New York, u. a.: John Wiley & Sons, Inc.
- [18] Eichmeier, J., 1981, *Moderne Vakuumelektronik, Grundlagen Bauelemente, Technologie*, Berlin, u. a.: Springer.
- [19] Zinke, O., Brunswig, H., 1993, *Hochfrequenztechnik Band 2*, Berlin, u. a.: Springer Verlag, Kap. 10.3.3.
- [20] Preller, H.-G., 1981, *Beiträge zur geschlossenen Behandlung des digitalen Phase Locked Loop unter besonderer Berücksichtigung von Quantisierungseffekten*, Von der Technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg genehmigte Dissertation.
- [21] Collin, R. E., 1985, *Antennas and Radiowave Propagation*, New York, u. a.: McGraw-Hill.
- [22] Thomas, B., 1978, *Design of corrugated conical horns*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, no. 26, 367–372.

- [23] Musil, J., Žáček, F., 1986, *Microwave Measurements of Complex Permittivity by Free Space Methods and Their Applications*, Institute of Plasma Physics of the Czechoslovak Academy of Sciences, Prague, Czechoslovakia, Amsterdam, u. a.: Elsevier, Kap. 2.1.2, 3.1, 3.2.
- [24] Wiesbeck, W., 1992, *Hochfrequenztechnik II*, Skriptum zur Vorlesung, 4. Auflage, SS93, Universität Karlsruhe (TH), Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik.
- [25] Glass, E., 1980, *Ein Rückwärtswellenoszillator von 110 bis 170 GHz*, NTG-Fachberichte, Band 71, 29–33.
- [26] Tietze, U., Schenk, Ch., 1993, *Halbleiterschaltungstechnik*, 10. Auflage, Berlin, u. a.: Springer, 682–700, 954–966.
- [27] Fairchild Semiconductor, 1999, *General description of CMOS 4046 Phase Lock Loop*, Datasheet MM74HC4046, Fairchild Semiconductor Corporation.
- [28] Siemens AG, Bereich Bauelemente, 1985, *Backward Wave Oscillators*, Ordering No. B5-B3331-X-X-7600.