



---

**Forschungszentrum Karlsruhe**  
in der Helmholtz-Gemeinschaft

**Wissenschaftliche Berichte**  
FZKA 7020

**Aufbau eines breitbandigen  
Echtzeit-Frequenzmesssystems  
für mm-Wellen Hochleistungs-  
gyrotrons**

**H. O. Prinz**

**Institut für Hochleistungsimpuls- und  
Mikrowellentechnik  
Programm Kernfusion**

**August 2004**

# **Forschungszentrum Karlsruhe**

in der Helmholtz-Gemeinschaft

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 7020

Aufbau eines breitbandigen Echtzeit-Frequenzmesssystems  
für mm-Wellen Hochleistungsgyrotrons

H. O. Prinz

Institut für Hochleistungsimpuls-  
und Mikrowellentechnik  
Programm Kernfusion

Diplomarbeit an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,  
Universität Karlsruhe (TH)

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe  
2004

**Impressum der Print-Ausgabe:**

**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**

**urn:nbn:de:0005-070201**



Universität Karlsruhe (TH)  
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik



Diplomarbeit

# Aufbau eines breitbandigen Echtzeit-Frequenzmesssystems für mm-Wellen Hochleistungsgyrotrons

Hansjörg Oliver Prinz

Betreuer: Dipl.-Ing. Andreas Arnold  
Zeitraum: 1. Oktober 2003 bis 31. März 2004

Karlsruhe, den 31. März 2004

---

Postanschrift: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
Kaiserstraße 12  
D - 76128 Karlsruhe

Gebäude: Engesserstraße 5, Geb. 30.10

Tel.: +49 (0) 721 608 25 22  
Skr.: +49 (0) 721 608 25 23  
Fax.: +49 (0) 721 69 18 65  
Email: [ihe@ihe.uka.de](mailto:ihe@ihe.uka.de)  
WWW: <http://www.ihe.uni-karlsruhe.de>

# **Aufbau eines breitbandigen Echtzeit-Frequenzmesssystems für mm-Wellen Hochleistungsgyrotrons**

## **Kurzfassung**

Der vorliegende Bericht dokumentiert die Entwicklung und den Aufbau eines breitbandigen Echtzeit-Frequenzmesssystems. Dieses kommt bei der Frequenzdiagnose von Gyrotrons im Frequenzbereich zwischen 100 GHz und 175 GHz am Forschungszentrum Karlsruhe zum Einsatz.

Gyrotrons sind Hochleistungsozillatorröhren, die Leistungen bis in den Megawattbereich erzeugen können. Wegen des Pulsbetriebs ist eine Messung der Frequenz in Echtzeit notwendig. Hierzu wird ein Ausschnitt des Frequenzbereichs von 100 GHz bis 175 GHz auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt. In diesem Bereich wird mit einem Filterbank-Spektrometer eine grobauflösende, mit einem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator eine feinauflösende Messung durchgeführt. Durch dieses Verfahren können Frequenzdriften und Modensprünge von Gyrotrons nachgewiesen werden.

Diese Arbeit wurde im Rahmen einer Kooperation zwischen dem Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik am Forschungszentrum Karlsruhe und dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH) als Diplomarbeit durchgeführt.

## **Development of a broadband realtime frequency measurement system for mm-wave high-power gyrotrons**

### **Abstract**

The following report shows the design and development of a broadband realtime frequency measurement system. It is used for frequency diagnostics of gyrotrons in a range of 100 GHz to 175 GHz at the Forschungszentrum Karlsruhe, Germany.

Gyrotrons are high-power oscillator tubes, which generate power levels up to megawatts. As they are pulse modulated it is necessary to measure the frequency in realtime. In this process a frequency band of 36 GHz width is converted to an intermediate frequency. At the low frequency a filterbank-spectrometer executes a coarse frequency measurement and a frequency- and time- intervall-analyser takes measurements with a high frequency resolution. The developed system allows observing frequency drifts and oscillating modes of gyrotrons.

This project was possible through a cooperation between the Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik at the Forschungszentrum Karlsruhe and the Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik at the Universität Karlsruhe (TH), Germany.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Überblick . . . . .	1
1.2. Prinzipielle Funktionsweise von Gyrotrons . . . . .	1
1.2.1. Aufbau . . . . .	2
1.2.2. Funktionsprinzip des Gyrotrons . . . . .	4
1.3. Ziel dieser Arbeit . . . . .	5
<b>2. Frequenzmesssystem</b>	<b>6</b>
2.1. Frequenzmessung von Gyrotrons . . . . .	6
2.2. Anforderungen . . . . .	6
2.3. Konzept des Frequenzmesssystems . . . . .	8
2.3.1. Heterodynempfänger . . . . .	8
2.3.2. Spektralanalysator . . . . .	10
2.3.3. Akusto-optische Spektrometer . . . . .	11
2.3.4. IFM-Empfänger . . . . .	11
2.3.5. Spektralanalyse im Zeitbereich . . . . .	12
2.3.6. Filterbank-Spektrometer . . . . .	12
2.3.7. Digitaler Frequenzzähler . . . . .	13
2.3.8. Totzeitfreier Zähler . . . . .	13
2.4. Auslegung . . . . .	13
2.4.1. Aufbau des existierenden Frequenzmesssystems . . . . .	14
2.4.2. Konzept des neu entwickelten Frequenzmesssystems . . . . .	15
2.5. Frequenzplan . . . . .	18
2.5.1. Spiegelfrequenzen . . . . .	19
2.6. Pegelplan . . . . .	20
<b>3. Frontend</b>	<b>25</b>
3.1. Konzept . . . . .	25
3.2. Abwärtsmischer . . . . .	27
3.2.1. Messungen . . . . .	29
3.3. Mechanischer Aufbau . . . . .	39
<b>4. Lokaloszillatoren</b>	<b>40</b>
4.1. Rohde & Schwarz SMR20 . . . . .	40

<b>5. Verstärker</b>	<b>42</b>
5.1. Zwischenfrequenzverstärker . . . . .	42
5.2. Filterbanktreiber . . . . .	43
5.3. Lokaloszillatortreiber . . . . .	45
5.4. Mechanischer Aufbau . . . . .	47
<b>6. Filterbank-Spektrometer</b>	<b>49</b>
6.1. Konzept . . . . .	49
6.2. Multiplexer . . . . .	51
6.3. Detektoren . . . . .	55
6.4. Verstärker . . . . .	57
6.5. Messungen am Filterbank-Spektrometer . . . . .	59
6.6. Mechanischer Aufbau . . . . .	59
<b>7. Modulationsanalyse</b>	<b>62</b>
7.1. Konzept . . . . .	62
7.2. Mischer . . . . .	63
7.3. Frequenz- und Zeitintervall-Analysator . . . . .	64
7.4. Mechanischer Aufbau . . . . .	67
<b>8. Steuerung</b>	<b>68</b>
8.1. Anforderungen . . . . .	68
8.2. LabWindows/CVI . . . . .	69
8.3. Spiegelfrequenz-Analyse . . . . .	69
8.4. Programmaufbau . . . . .	72
8.4.1. Ansteuerung der GPIB-Geräte . . . . .	72
8.4.2. Bedieneroberfläche . . . . .	74
8.4.3. Berechnungen der Ausgabewerte . . . . .	75
8.4.4. Speichern der Einstellungen . . . . .	77
8.5. Bedienung . . . . .	78
<b>9. Messungen am Frequenzmesssystem</b>	<b>81</b>
9.1. Messungen in der Zwischenfrequenzebene . . . . .	81
9.2. Messung am Gyrotron . . . . .	83
9.3. Mechanischer Aufbau des Frequenzmesssystems . . . . .	83
<b>10. Zusammenfassung</b>	<b>86</b>
10.1. Mögliche Verbesserungen am Frequenzmesssystem . . . . .	87
<b>A. Dokumentation der Bauteile</b>	<b>88</b>
<b>B. Abwärtsmischer im Frontend</b>	<b>91</b>
B.1. Erläuterungen zum Messaufbau . . . . .	91
B.2. Messergebnisse . . . . .	92

<b>C. Konfigurationsdateien</b>	<b>99</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>102</b>

# 1. Einleitung

## 1.1. Überblick

Am Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik (IHM) im Forschungszentrum Karlsruhe (FZK) werden Hochleistungsoszillatordrühen entwickelt. Die Funktionsweise der so genannten Gyrotrons (genauer Gyromonotrons) wird am FZK im oberen Millimeterwellenbereich mit Wellenlängen um 2 mm, entsprechend einem Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz, auch D-Band genannt, erforscht und optimiert. In diesem Frequenzbereich werden aktuell Leistungen über 1 MW in gepulstem Betrieb erreicht [1]. Eingesetzt werden die Hochleistungsmikrowellenquellen zur Aufheizung von Plasmen (Electron Cyclotron Resonance Heating, ECRH), die für die kontrollierte Kernfusion erforderlich sind, und für die Materialprozessstechnik, wie zum Beispiel das Sintern von speziellen Keramiken. Um die Gyrotrons betreiben zu können, sind neben den Einrichtungen zur Energieversorgung auch Einrichtungen zur Diagnostik notwendig. Die Diagnose beinhaltet unter anderem die Leistungs-, Frequenz- und Pulslängenmessung.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Aufbau eines Frequenzmesssystems zur Diagnose an Gyrotronexperimenten. Dieses ermöglicht die Frequenzmessung in Echtzeit, die Auswertung der Pulslänge und die Analyse, ob konkurrierende Moden<sup>1</sup> auftreten. Eine neue Entwicklung ist notwendig geworden, da das bestehende Frequenzmesssystem nur zwischen 130 GHz und 165 GHz einsetzbar ist, nun aber neue Experimente mit frequenz-durchstimmbaren Gyrotrons von 105 GHz bis 145 GHz und mit festfrequenten koaxialen Gyrotrons bei 170 GHz mit erhöhter Ausgangsleistung geplant sind.

Diese Arbeit ist auf folgende Weise strukturiert:

- Heranführen an die Problemstellung durch das Erläutern der prinzipiellen Funktionsweise von Gyrotrons.
- Darstellung der Konzepte für das bis heute eingesetzte und das neu entwickelte Frequenzmesssystem.
- Darstellung der bei der Realisierung aufgetretenen Probleme und deren Lösung.
- Abschließende Charakterisierung des neuen Frequenzmesssystems.

## 1.2. Prinzipielle Funktionsweise von Gyrotrons

Gyrotrons sind Vakuumelektronenröhren, die sehr hohe Leistungen bei Wellenlängen im Millimeterbereich erzeugen. Das Gyrotron gehört zur Familie der Zyklotron-Resonanz-Maser. Sein Name kommt aus dem Griechischen von „Gyros“ (deutsch: Kreis) und

---

<sup>1</sup>Eine Mode ist eine definierte Feldverteilung im Hohlleiter. Wenn sich verschiedene Moden überlagern spricht man von konkurrierenden Moden bzw. Modenkonkurrenz.

„Elektron“. Das Prinzip beruht auf der Wechselwirkung von Elektronenstrahl und elektromagnetischem Feld in einem Resonator [2]. Ausnutzen kann man diesen Effekt sowohl für den Bau von Oszillatoren als auch von Verstärkern. In den vergangenen Jahren wurden am IHM Oszillatoren, speziell Gyromonotrons, die hier kurz mit Gyrotrons bezeichnet werden, entwickelt. Sie lassen sich mit hoher Effizienz für die Plasmaheizung einsetzen. Im folgenden wird der schematische Aufbau und die prinzipielle Wirkungsweise erläutert [3, 4, 5].

### 1.2.1. Aufbau

Der Aufbau eines Gyrotrons hat ebenso wie eine klassische Vakuumelektronenstrahlröhre einen Emitter, an dem die Elektronen ihre Flugbahn beginnen, und eine Anode zu denen die Elektronen beschleunigt werden. Die aus dem geheizten Emitter austretenden Elektronen werden durch einen Potentialunterschied zwischen Kathode und Anode beschleunigt. Durch das axiale Magnetfeld, das im Resonator ein Maximum besitzt, werden die Elektronen auf eine Kreisbahn gezwungen. Die Flugbahn endet am Kollektor. Es werden zwei Gyrotrontypen entsprechend dem Aufbau des Resonators unterschieden: Hohlleiter- und Koaxialgyrotrons. Ein weiteres Merkmal ist die Art der Auskopplung. Sie kann axial am Ende des Kollektor oder radial mit einem quasioptischen Wandler ausgeführt sein. Bild 1.1 zeigt schematisch die wichtigsten Komponenten eines Hohlleitergyrotrons mit radialer Auskopplung, das im folgenden näher erläutert wird.

In Bild 1.1 durchläuft der Elektronenstrahl die Anordnung von unten nach oben. Die Elektronenkanone besteht aus einem geheizten ringförmigen Emitter auf Kathodenpotential und einer ihm gegenüberliegenden Anode. Die aus dem Emitter austretenden Elektronen werden durch den Potentialunterschied zwischen Kathode und Anode in einem ringförmigen Strahl beschleunigt. Oberhalb der Elektronenkanone wird der Elektronenstrahl in der Kompressionszone durch die in Richtung des Resonators ansteigende magnetische Flussdichte komprimiert. Daran schließt sich der Resonator an. Die Geometrie des Resonators ist rotationssymmetrisch. Der Elektronenstrahl fliegt durch den Resonator. Der Resonator ist zur Elektronenkanone und zum Ausgangsfenster hin nicht abgeschlossen. Um die Abstrahlung der elektromagnetischen Welle zur Elektronenkanone zu vermeiden, verjüngt sich der Querschnitt des Resonators in diese Richtung. Die Welle wird in den Resonator zurückreflektiert, da sie im verjüngten Teil nicht ausbreitungsfähig ist (Cut-off<sup>2</sup>). Die Auskopplung wird durch das Aufweiten (Taper) des Resonators nach oben erreicht. Die sich anschließende Hohlleiterantenne, in diesem Zusammenhang auch Launcher genannt, trennt den Elektronenstrahl räumlich von der elektromagnetischen Welle. Die Elektronen fliegen weiter, bis sie auf den Kollektor auftreffen. Die elektromagnetische Welle wird über die quasioptischen Reflektoren zu einer Gauß'schen Freiraummode fokussiert und umgelenkt. Der Hochfrequenzstrahl verlässt das Gyrotron durch das Ausgangsfenster. Dieses Fenster muss den unter Hochvakuum stehenden Bereich dicht abschließen und gleichzeitig die Hochfrequenzleistung mit möglichst geringen Verlusten passieren lassen.

---

<sup>2</sup>Durchmesser, unterhalb derer eine Mode bei einer bestimmten Frequenz im Hohlleiter nicht mehr ausbreitungsfähig ist.

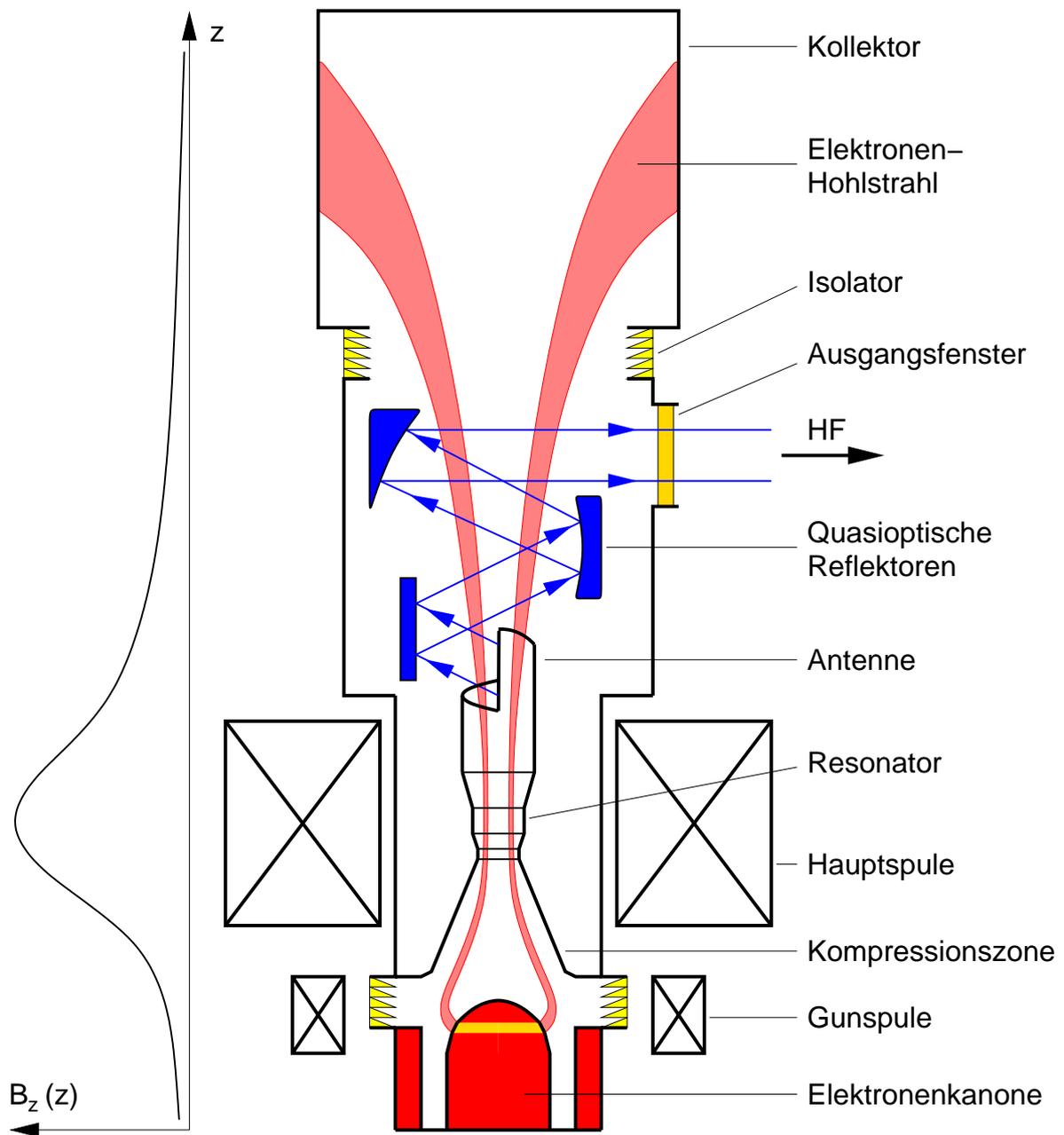


Bild 1.1.: Schematischer Aufbau einer Gyrotronröhre mit zylindrischem Resonator und radialer Auskopplung.

Um die Elektronenkanone ist die Gunspule angeordnet. Sie lässt eine Fokussierung des Elektronenstrahls zu. Den Resonator umschließt eine supraleitende Hauptspule. Das Magnetfeld längs der Gyrotronachse ist an der Elektronenkanone gering, steigt zum Resonator auf ein Maximum an und fällt zum Kollektor wieder ab, wie in Bild 1.1 links dargestellt.

### 1.2.2. Funktionsprinzip des Gyrotrons

Die thermisch angeregten Elektronen werden durch die Elektronenkanone zu einem ringförmigen Elektronenhohlstrahl geformt. Aufgrund des angelegten axialen Magnetfeldes beschreiben die Elektronen während des Fluges Helixbahnen. Wesentlich für die Wechselwirkung ist, dass der Radius der Rotationsbewegung, auch Larmorradius genannt, wesentlich kleiner ist als der Radius des Elektronenhohlstrahls. Der Larmorradius  $r_L$  lässt sich aus der Elektronenruhemasse  $m_e$ , der Elektronenladung  $e$ , der axialen magnetischen Flussdichte  $B$  und der Geschwindigkeit  $v_\perp$  der Elektronen, die senkrecht zu dem Magnetfeld besteht, berechnen.

$$r_L = \frac{m_e v_\perp}{eB}$$

Da die statische Magnetfeldstärke in der Kompressionszone zunimmt, wird die transversale Geschwindigkeitskomponente größer. Die Rotation der Elektronen, in diesem Zusammenhang auch als Gyration bezeichnet, wird schneller. Die Rotationsfrequenz der Elektronen heißt Elektronen-Zyklotronresonanzfrequenz  $\Omega_c$ .

$$\Omega_c = 2\pi f_c = \frac{eB}{m_e \gamma}$$

Die Elektronen bewegen sich bereits schnell, so dass die Elektronenmasse relativistisch betrachtet werden muss. Der relativistische Massenkorrekturfaktor  $\gamma$  ergibt sich aus:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}$$

Aufgrund des Gesetzes über die Energieerhaltung nimmt die Geschwindigkeit in longitudinaler Richtung ab, wenn die transversale Geschwindigkeit zunimmt. Gleichzeitig verkleinert sich der Strahlradius. Dies führt zur Fokussierung des Elektronenhohlstrahls im Resonator. Abhängig von der Geometrie des Resonators und der anzuregenden Mode sind ein bestimmter Strahlradius und eine bestimmte Elektronen-Zyklotronresonanzfrequenz am Ende der Kompressionszone zu erreichen.

Im Resonator findet ein Energieaustausch zwischen der transversalen Geschwindigkeitskomponente der Elektronen und dem transversal elektrischen Hochfrequenzfeld statt. Dem statischen Magnetfeld ist im Resonator das zur Rotation synchrone Hochfrequenzfeld überlagert. Je nach relativer Phasenlage der Elektronen zum sich dynamisch ändernden Hochfrequenzfeld werden diese abgebremst und geben Rotationsenergie an das Hochfrequenzfeld ab, oder sie werden beschleunigt und nehmen Energie

aus dem Hochfrequenzfeld auf. Wenn die relative Phasenlage der Elektronen statistisch verteilt ist, findet kein Netto-Energieaustausch zwischen Elektronenstrahl und Hochfrequenzfeld statt. Durch den Energieaustausch ändert sich aber die Elektronen-Zyklotronresonanzfrequenz wegen der Vergrößerung der Rotationsgeschwindigkeit der Elektronen, was sich auch in der Änderung des relativistischen Massenkorrekturfaktors niederschlägt. Ist die Frequenz des Hochfrequenzfeldes ein klein wenig größer als die Elektronen-Zyklotronresonanzfrequenz, so werden die statistisch verteilten Phasenlagen am Eingang des Resonators durch das Hochfrequenzfeld gerade so fokussiert, dass dem Elektronenstrahl Energie entzogen wird, und es tritt eine Zusammenballung der Phasenlagen der Elektronen ein. Dieser Effekt wird auch als Bunching bezeichnet. Die Resonanzfrequenz ist auch abhängig von der magnetischen Flussdichte im Resonator, dadurch können Resonator und Elektronenstrahl so dimensioniert werden, dass im übermodierten Resonator transversal elektrische Moden angeregt werden.

Das Hochfrequenzfeld wird an der Resonatoröffnung, die zur Elektronenkanone hin zeigt, reflektiert, da der Querschnitt sich hier verjüngt und diese Mode damit nicht mehr ausbreitungsfähig ist (Cut-off). Durch die Vergrößerung (Taper) des Resonatorquerschnitts in der entgegengesetzten Richtung wird ein Teil der Leistung in den Resonator zurückreflektiert. Der größere Teil wird in die Hohlleiterantenne ausgekoppelt. Diese wandelt den Hohlleitermodus in einen Hochfrequenzstrahl um. Gleichzeitig entkoppelt die Antenne den Elektronenstrahl vom Hochfrequenzstrahl und fokussiert die Hochfrequenz auf den ersten von drei quasioptischen Reflektoren. Diese wandeln den Strahl in eine Gauß'sche Freiraummode um, die das Gyrotron über das Ausgangsfenster verlässt. Die Elektronen treffen nach Durchfliegen des Resonators auf die Kollektorwand auf.

### 1.3. Ziel dieser Arbeit

In den vergangenen Jahren standen Entwicklungen von Gyrotrons mit Resonanzfrequenzen um 140 GHz am IHM im Mittelpunkt. Dies hat seinen Ursprung in dem deutschen Fusionsexperiment Stellarator Wendelstein-7X [6], dessen Plasmaheizung mit den am IHM entwickelten Gyrotrons durchgeführt werden wird. In der Zukunft wird an der Mikrowellenheizung des Internationalen Thermonuklearen Experimental Reaktors (ITER) [7] mitgearbeitet. Für dieses Projekt werden Gyrotrons benötigt, die bei 170 GHz schwingen. Ein weiteres Projekt beschäftigt sich mit der Entwicklung eines von 105 GHz bis 145 GHz durchstimmbaren Gyrotrons [8, 9]. In diesem Rahmen sind die Anforderungen an die Messeinrichtungen gestiegen.

Zur Bestimmung der Gyrotronfrequenz wurde bisher ein von 130 GHz bis 165 GHz beschränktes Frequenzmesssystem eingesetzt. Um den neuen Anforderungen gerecht zu werden, wurde ein das ganze D-Band abdeckendes Frequenzmesssystem entwickelt. Die Arbeit beschäftigt sich mit der Konzeption, der Realisierung und der Fehleranalyse der neuen breitbandigen Messeinrichtung. Am Ende steht der Frequenzmessplatz, wie er in Zukunft in den Experimenten eingesetzt werden soll.

## 2. Frequenzmesssystem

### 2.1. Frequenzmessung von Gyrotrons

Der Betrieb von Gyrotrons erfordert das Untersuchen ihrer Betriebscharakteristiken. Neben der Bestimmung der Ausgangsleistung ist hier die Frequenzmessung wichtig, da für den Dauerbetrieb einer solchen Röhre die Stabilität der Ausgangsmode entscheidend ist. Im normalen Betrieb eines Gyrotrons schwingt dieses in der Mode, für die der Resonator berechnet wurde, auf der Auslegungsfrequenz. Der Resonator ist entweder ein übermodig betriebener Zylinderhohlleiter oder Koaxialleiter, die nahe des Cut-offs der Designmode betrieben werden. Nichts desto weniger kann der Resonator auch mit einer konkurrierenden Mode, eventuell auch gleichzeitig, auf einer anderen Frequenz schwingen. Die angeregte Mode kann durch die Signalfrequenz bestimmt werden. Damit kann das Auftreten konkurrierender Moden im Resonator durch die Messung der Ausgangsfrequenzen des Gyrotrons identifiziert werden. Die Spektralanalyse des Ausgangssignals ermöglicht die Bestimmung und die Analyse der angeregten Moden. Die bei konkurrierenden Moden zu beobachtenden Frequenzänderungen sind groß. Auch kleine Schwankungen der Ausgangsfrequenz können auftreten: Die Ausgangsfrequenz einer angeregten Mode kann sich durch Veränderungen der Geometrie des Resonators, z.B. die Ausdehnung des Resonators durch Verlustwärme, ändern. Um diese Änderungen in Gegensatz zu konkurrierenden Moden zu erkennen ist eine genaue, feinauflösende Messung der Frequenz nötig. Da Gyrotrons gepulst betrieben werden und Änderungen sich sehr schnell ergeben können, ist es notwendig, alle Messungen in Echtzeit durchzuführen.

### 2.2. Anforderungen

Das hier vorgestellte Frequenzmesssystem ist als breitbandige Messeinrichtung im gesamten D-Band konzipiert. Es stellt den Nachfolger des vor etwa 20 Jahren am Institut entwickelten Frequenzmesssystems dar. Durch aktuelle Gyrotronexperimente haben sich die Anforderungen gesteigert. Hier ist vor allem der erweiterte Frequenzbereich zu nennen.

Um den Betriebszustand des Gyrotrons zu charakterisieren, ergeben sich drei Messaufgaben an das Frequenzmesssystem: feinauflösende, schmalbandige Messung der Gyrotronfrequenz; breitbandige, grobauflösende Messung der Gyrotronfrequenz; Messung der Pulslänge.

Die feinauflösende, schmalbandige Frequenzmessung wird durchgeführt, um die Gyrotronfrequenz exakt bestimmen zu können. Aus früheren Messungen ging hervor, dass die Auflösung besser als 100 kHz sein soll. Gleichzeitig wird die feinauflösende Frequenzmessung zur Messung von Frequenzänderungen über der Zeit, nachfolgend als Modulationsanalyse bezeichnet, herangezogen. Diese ist notwendig, da es aufgrund von

äußeren Einflüssen zu Frequenzänderungen, wie oben beschrieben, kommen kann. Die Frequenzänderungen können bis zu einigen 100 MHz groß sein. Beim Einschwingvorgang, der beim Erreichen einer stabilen Mode endet, sind die Änderungen in kurzer Zeit sehr groß, weshalb eine Mittelung der Frequenz über ein großes Intervall vermieden werden muss. Die Messbandbreite muss einige 100 MHz abdecken, damit der gesamte Frequenzverlauf während eines Pulses sichtbar wird. Ein konventioneller Frequenzzähler kann hier wegen seiner Totzeit und der damit verbundenen Totzeit nicht eingesetzt werden. Es bietet sich der Einsatz eines totzeitfreien Zählers, auch Frequenz- und Zeitintervall-Analysator genannt, an.

Die breitbandige, grobauflösende Messung entspricht der Spektralanalyse eines weiten Frequenzbandes um die Gyrotronfrequenz herum. Ihre Funktion ist es zu erkennen, ob konkurrierende Moden angeregt werden. Durch das bestehende Frequenzmesssystem beeinflusst, wurde eine Bandbreite von 36 GHz festgesetzt. Eine sehr grobe Frequenzauflösung ist ausreichend, da eine detektierte Oszillation durch die feinauflösende Frequenzmessung genau analysiert werden kann. Eine Frequenzauflösung von 2 GHz ist ausreichend, da konkurrierende Moden, die ähnlich angeregt werden können, mindestens diesen Frequenzabstand haben. Wichtig bei dieser Messung ist zu wissen, dass gleichzeitig im Spektrum mehrere Frequenzen mit identischen Pegeln auftreten können, die bei entsprechendem Frequenzabstand aufgelöst werden müssen. Es muss in Echtzeit erkennbar sein, ob eine konkurrierende Mode schwingt. Da auch nachträglich das Verhalten während eines Pulses von Bedeutung ist, muss die Messung aufgezeichnet werden können. Üblicherweise bietet sich für die Erfassung eines Spektrums ein Spektralanalysator nach dem Abtastprinzip an. Da bei diesem die Frequenzanalyse sequentiell erfolgt, kann er nicht alle Frequenzen zur gleichen Zeit erfassen. Damit ist die Echtzeitfähigkeit des Systems nicht gegeben. Abhilfe schafft der Einsatz eines Filterbank-Spektrometers, das Ausschnitte des Frequenzbandes parallel analysiert.

Das Gyrotron wird mit einem gepulsten Ausgangssignal betrieben. Bei Gyrotrons, deren Resonator mit Moden niedriger Ordnung betrieben werden, und Ausgangsleistungen von wenigen hundert Kilowatt erzeugt werden, sind die Verluste im Resonator bereits so hoch, dass sie nur schlecht abgeleitet werden können. Daher ist man dazu übergegangen, Moden höherer Ordnung zu verwenden. Dadurch ist die Geometrie des Resonators bei gleicher Frequenz größer und somit sind die Wandstromdichte und die Wärmeverluste geringer. Gleichzeitig bedient man sich Moden deren Feldmaximum nicht außen, sondern innen liegt. Um eine längere Zeitdauer für das Abführen der Verlustwärme zu erzielen, werden Hochleistungsgyrotrons bis jetzt noch gepulst betrieben. Ein thermisches Gleichgewicht wird angestrebt, um Veränderungen des Resonators, die sich auf die Frequenz des Ausgangssignals auswirken, zu vermeiden. Die Erfassung der Pulslänge eines Ausgangspulses ermöglicht es bei bekannter abgegebener Energie, die Ausgangsleistung zu errechnen. Die Messung der Pulslänge muss nicht frequenzselektiv durchgeführt werden, da im Normalzustand das Ausgangsspektrum nur aus einer Frequenz besteht. Als Messmethode bietet sich der Einsatz einer breitbandigen Detektordiode an. Besondere Anforderungen ergeben sich durch die minimalen zu detektierenden Pulslängen von 100  $\mu\text{s}$ . Um den Messfehler klein zu halten, ist eine kurze Anstiegs- und Abfallzeit des Detektors und der nachfolgenden Signalverarbeitung gefordert.

Die Ausgangssignale der Gyrotrons, welche charakterisiert werden sollen, liegen im Bereich von 105 GHz bis 170 GHz. Daher ist das Frequenzmesssystem für einen Frequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz konzipiert. Eine Bandbreite von 75 GHz stellt eine große Herausforderung dar. Da die oben aufgezeigten Messungen in diesem Frequenzbereich mit heutiger Technik immer noch äußerst aufwendig sind, soll die Gyrotronausgangsfrequenz zunächst auf eine Zwischenfrequenzebene umgesetzt werden, weil hier erprobte Messmethoden eingesetzt werden können. Als Eingangssignal des Frequenzmesssystems wird ein geringer Teil der Leistung des Ausgangsstrahls des Gyrotrons ausgekoppelt. Da sich die Kopplung in Abhängigkeit von Frequenz und Ausgangsleistung ändert, muss der Empfänger einen großen Dynamikbereich haben. Eingangsleistungen von 1 mW müssen sicher detektiert werden. Durch ein variables Dämpfungsglied kann der Eingangspegel festgelegt werden.

Das zu entwickelnde Frequenzmesssystem soll deutlich kompakter aufgebaut sein als sein Vorgänger. Eine flexible Anpassung an die Anforderungen und eine schnelle Fehlerdiagnose sollen durch einen modularen Aufbau gewährleistet werden. Einzelne Funktionsgruppen werden in 19-Zoll-Module integriert, die in einen Schaltschrank eingeschoben werden. Die Spannungsversorgung soll dezentral in jedem Modul vorgenommen werden, weil so ein vielseitiger Einsatz der Module möglich ist. Auf diese Weise fügt sich der Frequenzmessplatz in die aktuell am Experiment eingesetzte Technik ein.

Für die Vereinfachung der Bedienung soll eine ansprechende Bedieneroberfläche auf einem Computer realisiert werden, die zentrale Funktionen übernimmt. Sie ermöglicht es, die weiteren Geräte abgesetzt zu installieren.

## 2.3. Konzept des Frequenzmesssystems

Es wird zunächst der Aufbau des vorhandenen Frequenzmesssystems dargestellt. Daran angelehnt wird das Konzept des neu entwickelten Frequenzmesssystems vorgestellt. Zuvor werden grundsätzliche Messmethoden dargestellt, die nach ihrer Einsatzfähigkeit bei dieser Problemstellung bewertet werden.

### 2.3.1. Heterodynempfänger

Alle Spektrometer, die nachfolgend geschildert werden, enthalten einen Heterodynempfänger. Ein Geradeausempfänger mit den obigen Anforderungen wäre wegen der hohen Eingangsfrequenz nur äußerst schwer zu realisieren. Ein Heterodynempfänger verschiebt die spektrale Leistungsdichte des Eingangssignals auf der Frequenzachse in eine geeignete Zwischenfrequenzlage. In dieser Zwischenfrequenzlage kann meist eine einfachere und effektivere Signalprozessierung als auf der ursprünglichen Frequenz durchgeführt werden. Im Gegensatz hierzu verarbeitet der Geradeausempfänger das Eingangssignal auf der ursprünglichen Frequenz.

Bild 2.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines Heterodynempfängers als Blockschaltbild. Das Eingangssignal ist hierbei das Ausgangssignal des Gyrotrons. Der Heterodynempfänger besteht aus drei Teilen: dem Mischer, dem Lokaloszillator und der

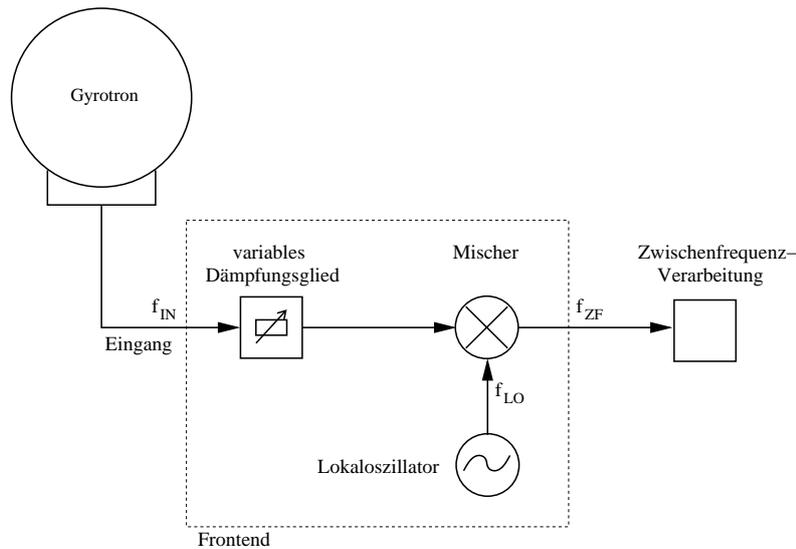


Bild 2.1.: Blockschaltbild des Frequenzmesssystems mit Heterodynempfänger.

Zwischenfrequenz-Verarbeitung. Unter Frontend fasst man den Mischer, den Lokaloszillator und Baugruppen, die vor dem Mischer liegen, wie in diesem Fall das Dämpfungsglied, zusammen. Es hat die Aufgabe das Eingangssignal auf eine Zwischenfrequenzebene umzusetzen.

Der Lokaloszillator erzeugt das Pumpsignal für den Mischer. Die Mischerdioden werden durch das Lokaloszillatorsignal in den nicht-linearen Teil der Kennlinie angesteuert. Dadurch werden prinzipiell alle Kombinationen der Eingangsfrequenz  $f_{IN}$  und der Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  und deren Vielfache am Zwischenfrequenzgang des Mixers generiert. Filter im Zwischenfrequenzteil oder solche, die im Mischer integriert sind, selektieren das gewünschte Mischprodukt. Bei Frequenzen oberhalb von 100 GHz wird der Zwischenfrequenzbereich im Normalfall unterhalb der Eingangsfrequenz gewählt. Man spricht hierbei von Abwärtsmischung. Für die im folgenden dargestellten Spektrometer gilt für die Zwischenfrequenzlage:

$$f_{ZF} = |f_{IN} - n f_{LO}|$$

Dabei ist  $n$  die Ordnung der Vielfachen der Lokaloszillatorfrequenz. Wenn  $n$  größer als eins ist, spricht man von einem Oberwellenmischer (harmonischen Mischer).

Die Leistungen des Mischer-Eingangssignals sowie des Lokaloszillatorsignals müssen mehrere Bedingungen erfüllen, um einen linearen Zusammenhang zwischen Eingangsleistung und Ausgangsleistung des Zwischenfrequenzsignals herzustellen. Die Lokaloszillatorleistung muss deutlich größer als die Eingangsleistung sein. Schwankungen der Lokaloszillatorleistung wirken sich direkt als Pegelschwankungen des Zwischenfrequenzsignals aus. Sobald die Eingangsleistung eine ähnliche Größenordnung wie die Lokaloszillatorleistung erreicht, verschiebt sich der Arbeitspunkt der Dioden merklich, und damit haben Eingangs- und Ausgangssignal keinen linearen Zusammenhang. Sie können bei einer zu hohen Eingangsleistung auch zerstört werden. Aus diesem Grund gibt es für

die Eingangsleistung einen maximal zulässigen Wert. Das Dämpfungsglied in Bild 2.1 muss daher so justiert werden, dass am Mischer die zulässige Leistung nicht überschritten wird. Damit der Mischer nicht in Kompression betrieben wird, wodurch sogenannte Intermodulationsprodukte entstehen, muss die Eingangsleistung weiter zurückgenommen werden. Bei zwei Sinussignalen  $f_1$  und  $f_2$  am Eingang des Mixers und Betrieb in Kompression ergäbe sich, unter anderem,  $|f_1 - 2f_2 - n f_{LO}|$ . Da diese ungewollten Mischprodukte im Zwischenfrequenzbereich liegen, ist es sehr schwierig, sie von dem eigentlichen Zwischenfrequenzsignal zu unterscheiden. Dadurch können große Messfehler verursacht werden.

Nicht nur Phantomfrequenzen verfälschen die Messung, sondern auch Schwankungen der Frequenz des Lokaloszillators, da sie ebenso wie Änderungen der Eingangsfrequenz Änderungen der Zwischenfrequenz nach sich ziehen. Um Messfehler zu vermeiden, muss die Stabilität des Lokaloszillators besser sein als die gewünschte spektrale Auflösung. Bei der Vervielfachung der Lokaloszillatorfrequenz werden Schwankungen ebenso vervielfacht. Dies trifft sowohl für den Einsatz eines externen Verdopplers als auch für einen harmonischen Mischer zu. Der in die Zwischenfrequenz eingehende Messfehler ist bei einer derartigen Anordnung entsprechend größer.

Das Prinzip des Heterodynempfänger, wie er in Bild 2.1 dargestellt ist, wird in jedem der nachfolgend erläuterten Spektrometer verwendet. Der Unterschied zwischen den Spektrometern besteht in der Verarbeitung des Zwischenfrequenzsignals.

### 2.3.2. Spektralanalysator

Analysatoren nach dem Abtastprinzip mit einer maximalen Frequenz von 30 GHz und einer Auflösungsbandbreite von 100 Hz bis 1 MHz sind auf dem gegenwärtigen Stand der Technik. Das Konzept eines Spektralanalysators entspricht in weiten Teilen dem eines Heterodynempfängers. Der Hauptunterschied ist, dass sein Lokaloszillator durch einen Sägezahngenerator, der auch die horizontale Ablenkung des Bildschirms proportional zur Frequenzsteuerung übernimmt, linear durchgestimmt wird. So wird auf dem Bildschirm die spektrale Leistungsdichte über der Frequenz dargestellt. Unterschiedliche Frequenzen werden zu unterschiedlichen Zeiten erfasst. Dies kann zu Fehlern bei sich während der Abtastung ändernden Signalen führen. Die Abtastzeit ist abhängig von der Breite des abzutastenden Bandes, der gewählten Auflösungsbandbreite und dem Aufbau des internen Lokaloszillators. Je nach Aufbau des Lokaloszillators und der gewählten Auflösungsbandbreite sind minimale Abtastzeiten von 0,1 ms bis 1 ms realisierbar.

Ein Spektralanalysator kann durch das Vorschalten eines Mixers im Frequenzbereich erweitert werden. Beim Aufbau nach Bild 2.1 fällt der Spektralanalysator mit der Zwischenfrequenz-Verarbeitung zusammen. Der Lokaloszillator des vorgeschalteten Mixers ist dabei festfrequent. Der Spektralanalysator kann gleichzeitig einen großen Frequenzbereich abdecken und eine hohe spektrale Auflösung erzielen. Durch die sequentielle Verarbeitung ist die Echtzeitfähigkeit nicht gegeben. Daher ist der Einsatz für die Untersuchung von gepulsten Quellen, wie hier den Gyrotrons, nur eingeschränkt möglich. Der Spektralanalysator eignet sich zur Bestimmung der Linienbreite in Systemen mit langen Pulsen. Die Grundlagen der Spektralanalyse sind in [10, 11] hervor-

gend erläutert.

### 2.3.3. Akusto-optische Spektrometer

Akusto-optische Spektrometer arbeiten bei Mittenfrequenzen von 80 MHz bis 2 GHz mit einer Bandbreite von bis zu 2 GHz. Spektrale Auflösungen zwischen 50 kHz und 10 MHz sind erreichbar. Das Prinzip beruht auf der optischen Erfassbarkeit von Strukturänderungen in Kristallen.

Das hochfrequente Eingangssignal wird verstärkt, und nach einer entsprechenden Anpassung löst es akustische Druckwellen in einem Kristall aus. Ergebnis ist eine periodische Änderung des Brechungsindex des Kristalls entsprechend der Frequenz des Eingangssignals und der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kristall. Ein fokussierter Laserstrahl wird beim Durchlaufen des Kristalls gebeugt. Die Beugung des Lasers ist somit abhängig von der Eingangsfrequenz. Sie wird von optischen Sensoren gemessen. Die Messbandbreite und die spektrale Auflösung sind abhängig von den Eigenschaften des Kristalls und der Anzahl der Detektoren.

Der Frequenzbereich eines akusto-optischen Spektrometers kann durch Vorschalten eines Mischers auf der Frequenzachse verschoben werden. Nach Bild 2.1 entspricht es dem Block der Zwischenfrequenz-Verarbeitung. Die Messbandbreite ist, abhängig vom Kristall, sehr hoch. Gleichzeitig wird eine hohe Auflösung erreicht. Die Prozessierungszeit ist maßgeblich von der Auswertung der Detektoren abhängig. Probleme ergeben sich bei der Auflösung von zwei gleichzeitig im Spektrum enthaltenen Frequenzen. Folglich ist ein akusto-optisches Spektrometer, wie in [12] dargestellt, für den Einsatz im Frequenzmesssystem mit oben dargestellten Anforderungen nur bedingt geeignet.

### 2.3.4. IFM-Empfänger

Die augenblickliche Frequenzmessung mit einem „Instantaneous Frequency Measurement“ (IFM) Empfänger deckt einen Frequenzbereich von 0,5 GHz bis 18 GHz bei einer Frequenzauflösung von bis zu 1 MHz ab. Ein IFM-Empfänger besteht aus drei Blöcken: Verzögerungsleitung, Detektor und Signalprozessierung. Ein Teil des Eingangssignals wird durch eine Leitung bekannter Länge verzögert. Der Detektor vergleicht die Phasenlagen des verzögerten Signals mit der des direkten Signals. Aufgrund der bekannten Verzögerung kann die Signalprozessierung aus dem Phasenunterschied die Frequenz des Eingangssignals berechnen. Die Messbandbreite wird durch den Eindeutigkeitsbereich des Phasenunterschiedes begrenzt. Die spektrale Auflösung hängt hauptsächlich von der Güte der Verzögerungsleitung ab. Daher werden mehrere IFM-Empfänger, die aneinandergrenzende Frequenzbereiche abdecken, zur Verbesserung der spektralen Auflösung verwendet.

Diese Messmethode vereinigt eine große Messbandbreite mit einer in Relation dazu hervorragenden Auflösung. Gleichzeitig handelt es sich um eine Echtzeitmessung. Auch hier kann der Frequenzbereich durch das Vorschalten eines Mischers in einen anderen Frequenzbereich verschoben werden. Die Detektion von zwei Eingangssignalen ist nur bei ausreichendem Pegelabstand möglich. Für den Einsatz bedeutet dies, dass

mehrere IFM-Empfänger kaskadiert werden müssten, um verschiedene spektrale Anteile eindeutig trennen zu können. Der Aufwand hierfür ist unverhältnismäßig hoch. Eine Einführung in das Prinzip und einige Anwendungen aus dem militärischen Bereich gibt [13].

### 2.3.5. Spektralanalyse im Zeitbereich

Heute können Messbandbreiten von über 2,5 GHz mit einer Spektralanalyse im Zeitbereich realisiert werden. Das Eingangssignal wird von einem entsprechend hochauflösenden Analog-Digital-Wandler abgetastet. Sobald die Zeitbereichsdaten vorliegen, können sie gewichtet und mit einem Computer mittels des Fourier-Transformations-Algorithmus in den Frequenzbereich zurückgewandelt werden. So erhält man die spektrale Leistungsdichte des Eingangssignals. Dieses muss nach dem Abtasttheorem von Nyquist bandbegrenzt sein. Zur vollständigen Rekonstruktion muss die Abtastfrequenz mindestens doppelt so groß sein wie die höchste Eingangsfrequenz, was hohe Anforderungen an die Hardware stellt.

Wegen der Begrenzung der Messbandbreite der verfügbaren Analog-Digital-Wandler mit entsprechend hoher Abtastrate ist es auch hier notwendig, die Struktur eines Heterodynempfängers einzusetzen. Der Analog-Digital-Wandler ist dann Bestandteil der Zwischenfrequenz-Verarbeitung. Auch bei Einsatz entsprechender Rechenkapazitäten wird die Ausgabe der Messung mit einem deutlichen Zeitversatz erfolgen. Die Spektralanalyse im Zeitbereich eignet sich hervorragend zur Messung der Linienbreite. Ein Fast-Fourier-Transformations-Spektrometer wird in [14] diskutiert.

### 2.3.6. Filterbank-Spektrometer

Dieses Spektrometer benutzt Bandpassfilter, um spektrale Anteile zu trennen. Die Messbandbreite ist nur vom Aufwand und der geforderten Auflösung begrenzt. Die spektrale Auflösung entspricht der Filterbandbreite. Sie ist auf die physikalisch machbare Filterbandbreite nach unten hin beschränkt, die abhängig von der Frequenz ist. Das Eingangssignal wird zu gleichen Anteilen auf Bandpassfilter mit aneinander grenzenden Durchlassbereichen aufgeteilt. Am Ausgang der Filter wird detektiert, in welchem Band ein Signal vorliegt. Das detektierte Signal jedes Bandes wird jeweils auf einem separaten Kanal eines Speicheroszilloskops dargestellt; auf diese Weise kann die gesamte Messbandbreite überwacht werden.

Bei kleineren Frequenzen ist es einfacher, steilflankige Bandpassfilter herzustellen. Daher wird dem Filterbank-Spektrometer ein Mischer vorgeschaltet, um das Spektrum auf höheren Frequenzen zu beurteilen. Ein solcher Aufbau, wie in [15] beschrieben, ist im alten Frequenzmesssystem zur breitbandigen, grobauflösenden Frequenzmessung eingesetzt. Die spektrale Auflösung ist sehr gering, dafür kann aber ein großer Frequenzbereich in Echtzeit überwacht werden.

### 2.3.7. Digitaler Frequenzzähler

Ein konventioneller Frequenzzähler hat eine Messbandbreite von 2 GHz bei einer Auflösung bis in den Millihertz-Bereich. Ein Vorverstärker wandelt das Eingangssignal in eine digital auswertbare Rechteckschwingung um. Ausgezählt werden diese Rechteckschwingungen nur während der Zeit, in der das Tor vor dem Zähler geöffnet ist. Die Toröffnungszeit wird durch eine genaue Zeitbasis gesteuert. Aus der Anzahl der Schwingungen während der bekannten Toröffnungszeit ergibt sich die Frequenz. Da die Toröffnungszeit jedoch nicht mit der Signalfrequenz synchronisiert ist, besteht generell die Zählunsicherheit von plus minus einer Schwingung.

Zur Erweiterung des Frequenzbereiches kann ein Eingangsteiler oder ein Mischer vorgeschaltet werden. Diese Methode bietet die beste Frequenzauflösung unter den hier vorgestellten. Allerdings hat sie den Nachteil, dass nur während einer Torzeit gemessen und über diese Zeit gemittelt wird. Damit entsteht eine Totzeit. Eine Echtzeitmessung ist nicht möglich. Durch die Mittelung eignet sich ein digitaler Frequenzzähler nicht für gepulste Signale. Ein weiterer Nachteil ist, dass ein Frequenzzähler auf die Detektion eines Signals beschränkt ist. Eine detaillierte Beschreibung findet sich in [10].

### 2.3.8. Totzeitfreier Zähler

Der totzeitfreie Zähler, auch Frequenz- und Zeitintervall-Analysator genannt, ist eine Erweiterung des digitalen Frequenzzählers. Er hat eine Messbandbreite von bis zu 2,5 GHz bei einer Auflösung von bis zu 10 mHz. Bei seinem Einsatz werden die Ereignisse kontinuierlich erfasst, d.h. das Erreichen der Triggerbedingung wird in einem Ereignisregister gezählt, wobei jedem Ereignis im Zeitregister ein Eingangszeitpunkt zugeordnet wird. Aus den bekannten Eingangszeitpunkten erschließt sich die momentane Phase bzw. die momentane Frequenz. Zwischen den einzelnen Messungen tritt keine Totzeit auf; somit können viele Messwerte während eines Pulses aufgenommen werden.

Um dieses Gerät zur Detektion eines D-Band-Signals einzusetzen, muss das D-Band-Signal zuvor mit Hilfe des Heterodynempfänger-Prinzips, wie in Bild 2.1 dargestellt, heruntergemischt werden. Die Frequenzauflösung übertrifft dabei die Erfordernisse für die feinauflösende, schmalbandige Messung der Gyrotronausgangsfrequenz. Der totzeitfreie Zähler eignet sich ausgezeichnet zur Erfassung von Frequenzänderungen an gepulsten Quellen, da er, wie sein Name sagt, keinerlei Totzeit aufweist. Die Zeit für die Verarbeitung der Daten ist minimal, so dass man von einer quasi Echtzeitmessung sprechen kann. Die Funktionsweise und einige Messbeispiele sind in [10] dargelegt.

## 2.4. Auslegung

Aus den oben dargelegten Anforderungen wird ein feinauflösendes Frequenzmesssystem mit einer sehr hohen Bandbreite benötigt. Darüber hinaus wird Echtzeitfähigkeit und die gleichzeitige Trennung mehrerer Eingangssignale gefordert. Da keine der oben aufgeführten Messmethoden dies leisten kann, ist die gleichzeitige Anwendung von mindestens zwei Methoden notwendig. Eingesetzt werden das Filterbank-Spektrometer, das für ei-

ne breitbandige grobauflösende Frequenzmessung herangezogen wird, und der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator, der die genaue Frequenzbestimmung übernimmt.

### 2.4.1. Aufbau des existierenden Frequenzmesssystems

Das Frequenzmesssystem, wie es zu Beginn dieser Arbeit am IHM eingesetzt wurde, entstand vor etwa 20 Jahren. Die damaligen Anforderungen unterscheiden sich deutlich von den heutigen. Experimente wurden damals in einem engen Frequenzbereich um 140 GHz durchgeführt. Es sollte die Gyrotronfrequenz gemessen und das Auftreten konkurrierender Moden analysiert werden. Bis heute wurden wegen aktueller Erfordernisse stetig Änderungen vorgenommen. Aufgrund deutlich gesteigerter Anforderungen war eine neue Entwicklung dennoch nicht mehr zu umgehen.

Hier wird kurz der Aufbau des Frequenzmesssystems in der Form, wie es zu Beginn dieser Arbeit bestand, skizziert. In Bild 2.2 ist das Blockschaltbild dargestellt. Der Aufbau in zwei getrennten Zweigen für grob- und feinauflösende Frequenzmessung zeigt die gewachsene Struktur.

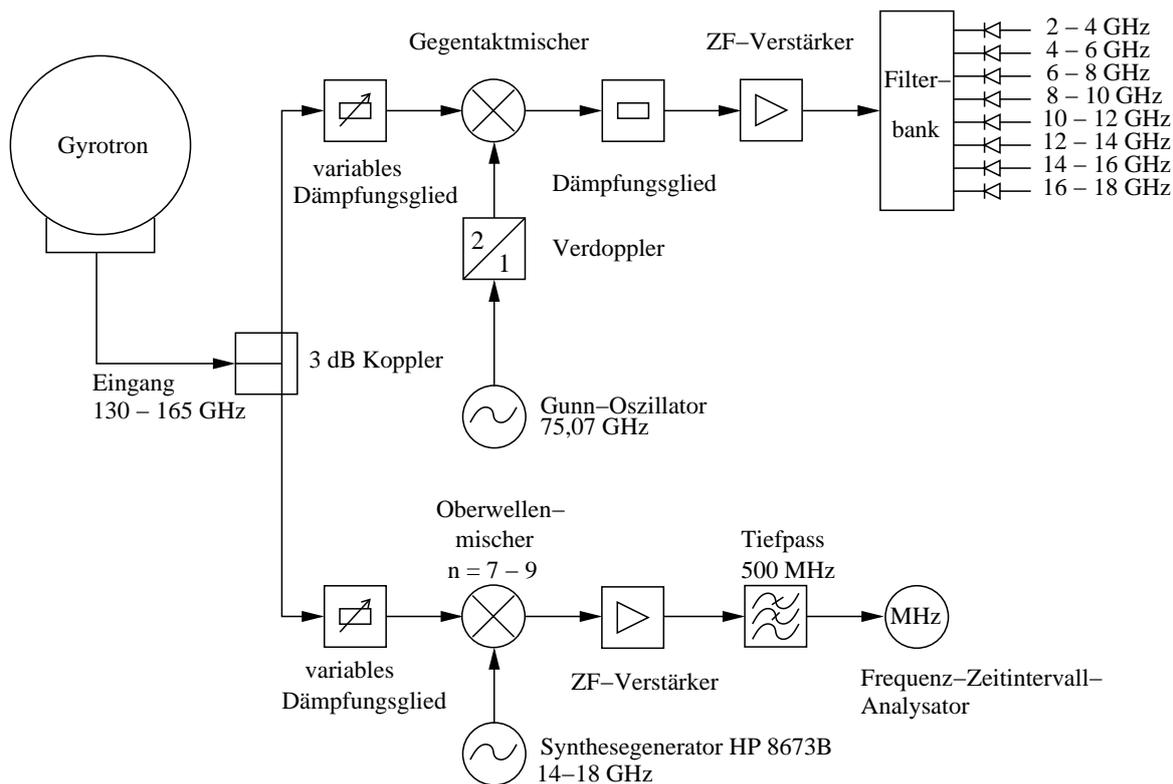


Bild 2.2.: Blockschaltbild des alten Frequenzmesssystems.

Das Eingangssignal wird auf zwei Zweige aufgeteilt. Im oberen Zweig wird die grobauflösende Messung mit einer Filterbank durchgeführt, im unteren Zweig wird durch einen Frequenz- und Zeitintervall-Analysator (FTA) die hochauflösende Messung erbracht. In beiden Zweigen befindet sich nach dem 3 dB-Koppler ein variables Dämpfungsglied.

fungsglied. Je nach Eingangspegel wird es so justiert, dass der Mischer nicht übersteuert wird.

Im oberen Zweig wird das 140 GHz-Signal mit einem Gegentaktmischer in ein Zwischenfrequenzband von 2 GHz bis 18 GHz heruntergemischt. Das Lokaloszillatorsignal stammt von einem temperaturkompensierten Gunn-Oszillator. Es wird durch einen passiven Verdoppler auf 150,14 GHz umgesetzt. Durch Kühlung des Gunn-Oszillators kann eine Drift von maximal 1 MHz/h erreicht werden. Zur besseren Anpassung und damit zur Vermeidung von stehenden Wellen im Messaufbau folgt ein Dämpfungsglied am Mischeraustrag. Nachfolgend wird das Signal verstärkt und speist die Filterbank. Die Filterbank besteht aus insgesamt zwei Multiplexern. Sie teilen den Frequenzbereich von 2 GHz bis 18 GHz in acht Bänder mit je 2 GHz Bandbreite auf. Am Ausgang jedes Bandes wird breitbandig detektiert. Das Diodenausgangssignal wird verstärkt und auf einem Speicheroszilloskop dargestellt. Mit diesem Aufbau kann im Oberen- und Unterseitenband der Abwärtsmischung ein Band von jeweils 16 GHz mit einer Frequenzauflösung von 2 GHz analysiert werden. Die Gyrotronfrequenz von 140 GHz wird mit dieser Anordnung auf eine Zwischenfrequenz von 10,14 GHz abgebildet.

Im unteren Zweig wird das 140 GHz-Signal mit einem Oberwellenmischer auf die Zwischenfrequenz von maximal 500 MHz heruntergemischt. Der Oberwellenmischer mischt das Eingangssignal mit ganzzahligen Vielfachen der Lokaloszillatorfrequenz. Für eine Eingangsfrequenz von 140 GHz wird mit der neunfachen Lokaloszillatorfrequenz gemischt. Als Lokaloszillator wird der Synthesegenerator HP 8673B eingesetzt, der das Ausgangssignal durch Verdreifachung der Frequenz eines niederfrequenten YIG-Oszillators erzeugt. Der Synthesegenerator ist zwischen 14 GHz und 18 GHz abstimmbar. An den Zwischenfrequenzaustrag des Oberwellenmischers schließen sich ein Verstärker und ein Tiefpassfilter an, die das Zwischenfrequenzsignal auf 500 MHz begrenzen. Das bandbegrenzte Zwischenfrequenzsignal, bzw. dessen zeitliche Änderung, wird von dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator HP 5371A graphisch dargestellt. Alternativ hierzu kann auch eine Spektralanalyse im Zeitbereich, wie in Abschnitt 2.3.5 erläutert, vorgenommen werden. In [16] ist die Realisierung der Spektralanalyse im Zeitbereich mit einem Speicheroszilloskop hoher Abtastrate und einer anschließenden numerischen Berechnung der Fourier-Transformation zur Messung der Linienbreite beschrieben.

### 2.4.2. Konzept des neu entwickelten Frequenzmesssystems

Mit dem neu entwickelten Frequenzmesssystem wird konzeptionell ein neuer Weg beschritten. Die Hauptforderung ist ein deutlich erweiterter Frequenzbereich, der von 100 GHz bis 175 GHz reicht. Der neue Aufbau soll kostengünstig und kompakt werden und sich in die bestehende Anlage eingliedert.

Der Hauptunterschied des neuen Konzepts zum existierenden ist, dass das neue Frequenzmesssystem, wie in Bild 2.3 dargestellt ist, nicht mehr zwei, sondern nur noch einen Empfangszweig enthält. Das Eingangssignal gelangt über ein variables Hohlleiterdämpfungsglied, das den Mischer bei richtiger Einstellung vor zu hohen Eingangspegeln schützt, zum harmonischen Mischer. Dieser Mischer hat eine Schlüsselrolle im Aufbau, da erst diese Entwicklung es möglich macht, mit nur einem Mischer den gesamten

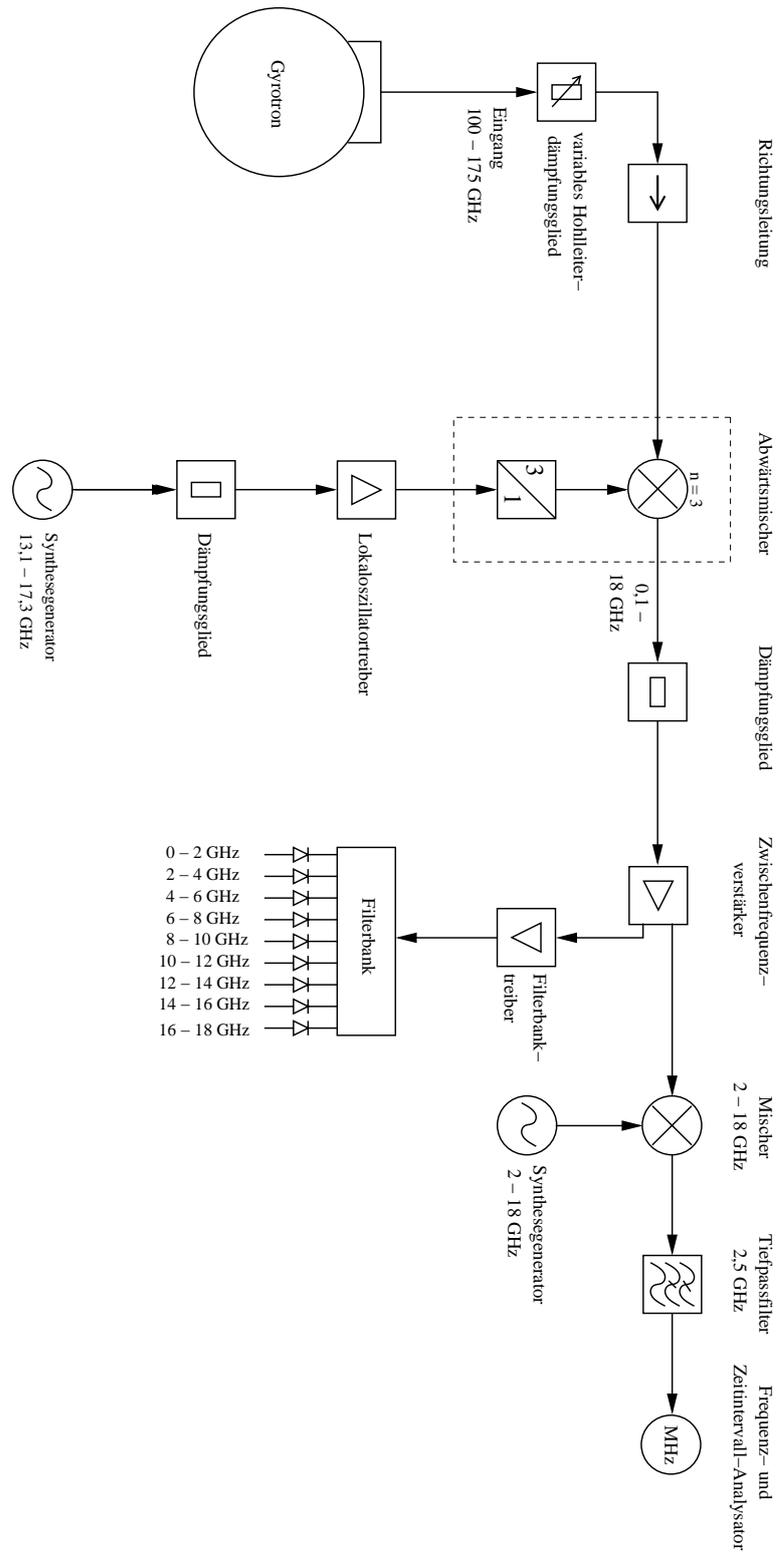


Bild 2.3.: Blockschaltbild des neu entwickelten Frequenzmesssystems.

Frequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz abschnittsweise in eine Zwischenfrequenzebene umzusetzen. In der Vergangenheit wäre es, um den oben genannten Frequenzbereich umzusetzen, notwendig gewesen, mehrere schmalbandigere Mischer einzusetzen, die jeweils nur einen Ausschnitt aus dem Frequenzband hätten umsetzen können. Am Lokaloszillatoreingang des Mixers ist ein Verdreifacher integriert, wie in Kapitel 3 noch genauer ausgeführt wird. Das Lokaloszillatorsignal wird von einem Synthesegenerator erzeugt. Als solcher kommt ein SMR20 von Rohde & Schwarz zum Einsatz. Er liefert das Pumpsignal mit einer Frequenz zwischen 13,1 GHz und 17,3 GHz im Ku-Band. Da der Ausgangspegel des Synthesegenerators nicht ausreicht, um den Verdreifacher auszusteuern, wird ein Treiber zwischengeschaltet. Um die Eingangsanpassung des Treibers zu verbessern, ist dem Verstärker ein Dämpfungsglied vorgeschaltet. Der Treiber hat genügend Leistungsreserven, um den passiven Verdreifacher auszusteuern. Durch die Verdreifachung des Ku-Band-Signals und den Einsatz eines Mixers, der auf der dritten Harmonischen arbeitet, kann ein äußerst frequenzstabiles Pumpsignal erzeugt werden. Durch interne Maßnahmen im Mixer haben alle anderen Harmonischen einen deutlich höheren Konversionsverlust<sup>1</sup>. Am Zwischenfrequenzgang des harmonischen Mixers kann das Zwischenfrequenzsignal, welches von 100 MHz bis 18 GHz reicht, abgenommen werden. Zur besseren breitbandigen Anpassung der folgenden Verstärkerstufe wird das Zwischenfrequenzsignal mit einem Dämpfungsglied abgeschwächt. Der Verstärker beinhaltet drei Funktionen: Er verstärkt, teilt das Signal auf zwei Wege auf und entkoppelt die beiden Ausgangstore. Durch die Integration eines Kopplers in den Verstärker lässt sich ein kompakterer Aufbau erzielen. Gleichzeitig sind die Komponenten besser aufeinander abgestimmt. Der elektrische Vorteil liegt in einer deutlich höheren Isolation der Ausgangstore als bei einem Verstärker mit nachgeschaltetem Zwei-Wege-Leistungsteiler. Dadurch sind die Rückwirkungen der beiden Zweige aufeinander deutlich geringer.

Im feinauflösenden Zweig für den Frequenz- und Zeitintervall-Analysator wird das Zwischenfrequenzsignal ein weiteres Mal abwärts gemischt. Als Pumpsignal dient ein weiterer Synthesegenerator SMR20, der auf Frequenzen zwischen 2 GHz und 18 GHz abgestimmt wird. Am Zwischenfrequenzgang des Mixers wird der Ausgangsfrequenzbereich durch ein Tiefpassfilter auf maximal 2,5 GHz begrenzt. Das bandbegrenzte Signal wird einem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator 53310A von Agilent zugeführt, der eine Modulationsanalyse des Signals vornimmt. Damit kann jede Frequenz der 18 GHz umfassenden Zwischenfrequenz in den Frequenzbereich, den der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator verarbeiten kann, umgesetzt werden. Da die Amplituden- und Frequenzstabilität beider Lokaloszillatoren wesentlich höher ist als diejenige des Gyrotronpulses, kann angenommen werden, dass die spektralen Eigenschaften des Zwischenfrequenzsignals, wie z.B. Linienbreite oder Frequenzschwankungen, denjenigen des Gyrotronsignals weitgehend entsprechen.

Im grobauflösenden Zweig wird das Signal zunächst zur besseren Anpassung gedämpft. Danach folgt ein Verstärker, der den für die Detektoren nötigen Pegel erzeugt. Die sich anschließende Filterbank besteht, wie in Kapitel 6 noch detailliert beschrie-

---

<sup>1</sup>Verluste, die bei der Frequenzumsetzung im Mixer entstehen, angegeben als Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsleistung in Dezibel.

ben wird, aus drei Multiplexern. Der Frequenzbereich von 100 MHz bis 18 GHz wird in neun Bänder aufgeteilt. Jedes Band mit Ausnahme des niedrigsten ist 2 GHz breit. Die Filterbank unterscheidet sich an dieser Stelle von der Filterbank des alten Frequenzmesssystems dadurch, dass ein weiteres Band, das von 100 MHz bis 2 GHz reicht, hinzugekommen ist. Der Vorteil ist, dass die Lücke zwischen dem unteren und dem oberen Seitenband des ersten Mischprozesses von 4 GHz auf 200 MHz verkleinert wird. An jedem der neun Ausgänge der Multiplexer befindet sich eine Detektordiode, die breitbandig die Signale im Durchlassbereich detektiert. Die Diodenspannung wird mit einem Leitungstreiber, der die ungewollten Kabelkapazitäten kompensiert, verstärkt. Jedes Band wird auf einem Kanal eines Speicheroszilloskops dargestellt.

### 2.5. Frequenzplan

Die Lage der Frequenzen ist im oben beschriebenen Konzept für das erweiterte Frequenzmesssystem bereits erwähnt worden. Um den Zusammenhang der einzelnen Mischvorgänge deutlicher zu machen, wird nachfolgend näher auf die Beziehungen der auftretenden Frequenzen zueinander eingegangen.

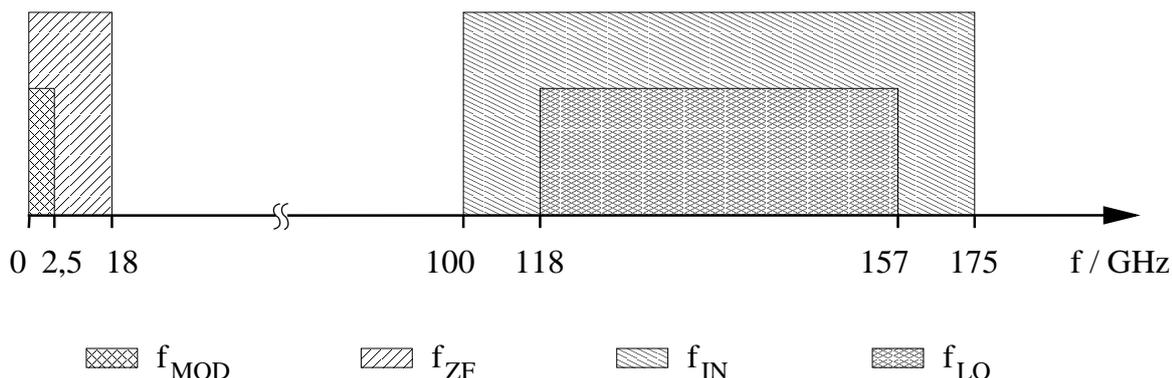


Bild 2.4.: Frequenzplan des erweiterten Frequenzmesssystems.

Die auftretenden Frequenzbereiche sind in Bild 2.4 veranschaulicht. Der Eingangsfrequenzbereich  $f_{IN}$  ist durch die Anforderungen auf den Bereich von 100 GHz bis 175 GHz festgelegt. Mit der Wahl der Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  wird aus dem Eingangsfrequenzbereich ein Ausschnitt mit einer Bandbreite von 18 GHz in den Zwischenfrequenzbereich  $f_{ZF}$  abwärts gemischt. Unter Berücksichtigung der Spiegelfrequenzen wird sogar ein Band von 36 GHz auf die Zwischenfrequenz abgebildet. Dies wird in Abschnitt 8.3 noch detailliert behandelt werden. Der mit  $f_{LO}$  gekennzeichnete Abschnitt entspricht dem Abstimmbereich des Lokaloszillators, dessen Frequenz aus dem Neunfachen der Frequenz des Synthesegenerators erzeugt wird. Es fällt auf, dass der Frequenzbereich des Lokaloszillators zu beiden Grenzen des Eingangsfrequenzbereichs einen Abstand von jeweils 18 GHz hat. Dies bedeutet, dass am unteren Bandende eine Mischung in Kehrlage und am oberen Bandende eine Mischung in Gleichlage durchgeführt werden muss, um den gesamten Eingangsfrequenzbereich abdecken zu können. Bei der Frequenzbe-

stimmung mittels einer bekannten Zwischenfrequenz muss berücksichtigt werden, ob es sich um eine Mischung in Kehr- oder in Gleichlage handelt. Gleichzeitig kann die Signalkette am Lokaloszillatoreingang des harmonischen Mischers schmalbandiger ausgeführt werden.

Der Zwischenfrequenzbereich bis 18 GHz wird dem Filterbankspektrometer zugeführt. Dieser wird in neun Frequenzbänder mit je 2 GHz Bandbreite aufgeteilt. Gleichzeitig wird ein 2,5 GHz breites Band des Zwischenfrequenzbereichs ein weiteres Mal abwärts gemischt. Daraus ergibt sich der 2,5 GHz breite Frequenzbereich  $f_{MOD}$ , von dem aus die Modulationsanalyse durchgeführt wird. Das Lokaloszillatorsignal für diesen Mischprozess liegt je nach gewähltem Analyseband im Bereich von 2 GHz bis 18 GHz. Dadurch kann ein beliebiger Ausschnitt des Zwischenfrequenzbandes auf dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator dargestellt werden. Da auch vor dem zweiten Mischer nicht gefiltert wird, muss ermittelt werden, ob eine Mischung in Kehr- oder in Gleichlage durchgeführt wird.

### 2.5.1. Spiegelfrequenzen

Beim Mischen mit einem Lokaloszillatorsignal werden zwei Frequenzen auf die gleiche Zwischenfrequenz abgebildet. Daher kann man aus der Kenntnis der Zwischenfrequenz nicht ohne Zusatzinformation auf die Ursprungsfrequenz schließen. Bild 2.5 verdeutlicht diesen Zusammenhang.

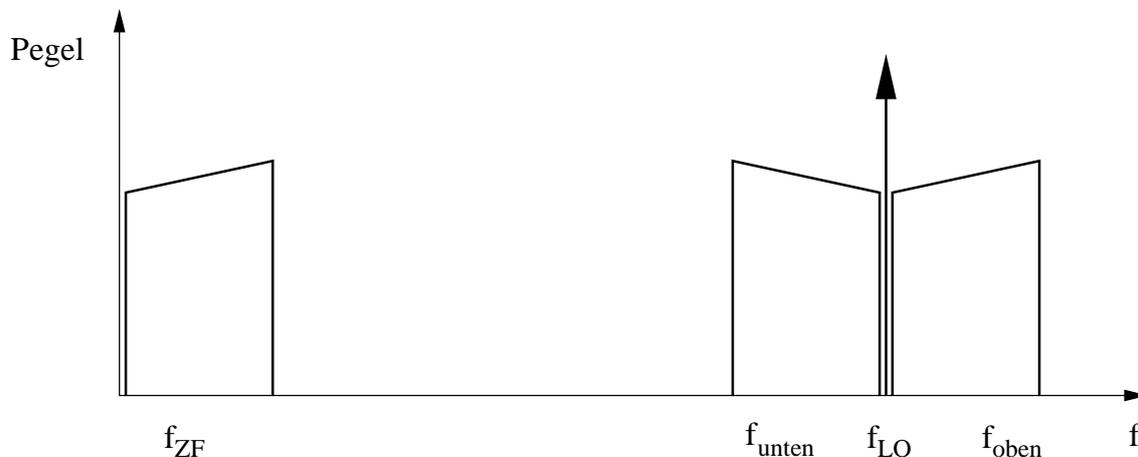


Bild 2.5.: Entstehung von Spiegelfrequenzen.

Dort ist eine Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  mit dem unteren sowie dem oberen Seitenband ( $f_{unten}$  und  $f_{oben}$ ) dargestellt. Beide Seitenbänder werden auf den gleichen Zwischenfrequenzbereich  $f_{ZF}$  abgebildet. Dabei fallen Frequenzen mit dem gleichen Abstand zur Lokaloszillatorfrequenz auf die gleiche Zwischenfrequenz. Um das nicht genutzte Seitenband zu unterdrücken, wird, sofern konzeptionell möglich, ein Filter vor den Mischer geschaltet. Dies ist bei beiden Mixern nicht umgesetzt, da die Lokaloszillatorfrequenzen beider Mischvorgänge breitbandig abstimbar sind und damit auch die Filter entsprechend nachgeführt werden müssten. Da im Ausgangsspektrum eines Gyrotrons im

Idealfall nur eine Frequenz vorhanden ist und bei konkurrierenden Moden zusätzlich nur wenige Spektralanteile, wurde ein anderer Weg beschritten, um die zusätzliche Information zu erhalten, mit der die Eingangsfrequenz bestimmt werden kann. Wie noch in Kapitel 8.3 detailliert zu erläutern, wird die Lokaloszillatorfrequenz um einen festgelegten Betrag verschoben. In der Folge lässt sich durch die Reaktion der Zwischenfrequenz feststellen, ob eine Mischung in Gleich- oder Kehrlage vorliegt, woraus wiederum die Eingangsfrequenz eindeutig hervorgeht.

## 2.6. Pegelplan

Die Pegelverhältnisse bedürfen sorgfältiger Planung, um alle Teile der Empfänger-kette im linearen Bereich zu betreiben. Da alle Komponenten sehr breitbandig ausgelegt sind, besitzen sie einen Frequenzgang. Für die Pegelbetrachtungen wurde jeweils ein mittlerer Wert gewählt.

Nach unten ist der Signalpegel durch das thermische Rauschen beschränkt. Ein Signal ohne Modulation, das im Rauschen liegt, ist nicht mehr als Signal zu erkennen. Die Leistung des thermischen Rauschens in einer definierten Bandbreite wird folgendermaßen berechnet:

$$P_{\text{therm. Rauschen}} = kTB$$

$P_{\text{therm. Rauschen}}$	thermische Rauschleistung in W
$k$	Boltzmann-Konstante ( $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)
$T$	Temperatur in K
$B$	Bandbreite in Hz

Das bedeutet, dass bei kleiner gewählter Bandbreite eines Detektors weniger Rauschleistung erfasst wird. Somit ist die Detektion kleinerer Signale durch Verringerung der Bandbreite möglich, da das Verhältnis Signal zu Rauschen größer wird. Eine Verstärkung des Signals bringt keinen Gewinn, da das Signal-Rauschverhältnis dadurch verschlechtert wird. Verstärker heben nicht nur den Pegel des Signals und des Rauschens an, sondern fügen noch ihr Eigenrauschen hinzu. Bei passiven Bauteilen ist das Rauschen am Ausgang nur thermisches Rauschen, sofern am Eingang nur thermisches Rauschen anliegt. Wenn das Rauschen zuvor durch einen Verstärker angehoben wurde, dann wird dieses wie ein Signal gedämpft. Die Untergrenze ist nach wie vor das thermische Rauschen. Nach oben hin wird der Pegel durch die Aussteuerbarkeit des Bauteils begrenzt. Bei höheren Pegeln verhält sich die Kennlinie nicht mehr linear, was meist unerwünscht ist.

Für das Frequenzmesssystem wurde jeweils ein Pegelplan für das Filterbank-Spektrometer und die Modulationsanalyse erstellt. Die in den Bildern 2.7 und 2.6 abgebildeten Pegelpläne stellen die ganze Kette vom Abwärtsmischer bis zur Detektion dar. Da sich die Zweige erst nach dem ersten Zwischenfrequenzverstärker, der zwei Ausgänge besitzt, trennen, sind die ersten drei Baugruppen, und somit die angegebenen Parameter, gleich. In der oberen Hälfte sind die Kenngrößen Verstärkung und Rauschzahl der einzelnen Baugruppen tabellarisch aufgeführt. Daraus resultiert die Rauschzahl der Empfänger-kette

mit allen Vorgängerstufen. Diese berechnet sich nach [17] wie folgt:

$$NF = 10 \log \left( F_1 + \sum_N^{l=2} \frac{F_l - 1}{\prod_{N-1}^{l=1} G_l} \right)$$

$NF$	Rauschzahl in dB
$F_l$	Rauschzahl der l-ten Baugruppe, linear
$G_l$	Verstärkung der l-ten Baugruppe, linear

In der vierten Zeile des Pegelplans ist der relative Pegel bezogen auf den Eingang dargestellt. Dieser berechnet sich aus der Addition der Verstärkungen der Vorgängerstufen. Der maximale Pegel in der nächsten Zeile resultiert aus dem 1 dB-Kompressionspunkt des Abwärtsmischers bei 100  $\mu$ W. Die Verstärker sind so ausgelegt, dass sie weit von der Aussteuerungsgrenze betrieben werden. Der minimale Pegel wird durch die jeweilige Detektionsschwelle des Detektors bestimmt. Daraus ergibt sich für die Modulationsanalyse ein minimaler Pegel von  $-30$  dBm und für das Filterbank-Spektrometer 4 dB weniger. Die einzelnen Pegelangaben errechnen sich mit Hilfe der relativen Pegel, wodurch auf die Vorgängerstufen geschlossen werden kann. In der untersten Zeile ist die Rauschleistung dargestellt. Diese berechnet sich aus dem relativen Pegel und der Rauschzahl der Vorgängerstufen nach der entsprechenden Baugruppe.

$$P_{Rauschen} = 10 \log \left( \frac{kTB}{1 \text{ mW}} \right) + G + NF$$

$P_{Rauschen}$	Rauschleistung in dBm
$k$	Boltzmann-Konstante ( $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)
$T$	Temperatur in K
$B$	Detektorbandbreite in Hz
$G$	Verstärkung der Vorgängerstufen in dB
$NF$	Gesamt-Rauschzahl der Vorgängerstufen in dB

Für die Berechnung wird  $T$  als Raumtemperatur von 290 K angenommen. Die Bandbreite entspricht der Detektorbandbreite. Beim Filterbank-Spektrometer entspricht dies 2 GHz, bei der Modulationsanalyse 2,5 GHz. Dies ist als Bezugsgröße sinnvoll, da es dem Verschieben des Detektors mit Filter nach der entsprechenden Baugruppe gleichkommt.

In der unteren Hälfte der Bilder 2.7 und 2.6 sind die absoluten Pegel sowie der Rauschpegel über den einzelnen Baugruppen aufgetragen. Der relative Verlauf von Minimum und Maximum sind identisch. Das Eingangssignal wird durch den Abwärtsmischer um 20 dB gedämpft, anschließend durch das Dämpfungsglied, das zur Verbesserung der Anpassung dient, um 6 dB abgesenkt. Der Zwischenfrequenzverstärker mit zwei Ausgängen hebt den Pegel um 34 dB an.

Der eine Ausgang des Verstärkers speist das Filterbank-Spektrometer. Der Pegelplan hierzu ist in Bild 2.7 dargestellt. Das Signal wird nach dem Zwischenfrequenzverstärker durch den Filterbanktreiber um weitere 14 dB verstärkt und durchläuft die Filterbank, die eine durchschnittliche Dämpfung von 2 dB hat. Am Ausgang jedes Kanals wird mit

einer Diode das Signal detektiert. Durch das Signal-zu-Rauschverhältnis von mehr als 15 dB am Detektor wird eine sichere Detektion sichergestellt.

Das Signal aus dem zweiten Ausgang des Zwischenfrequenzverstärkers geht in die Modulationsanalyse. Wie aus dem Pegelplan in Bild 2.6 hervorgeht, folgt ein Dämpfungsglied von 4 dB zur Verbesserung der Anpassung auf den Zwischenfrequenzverstärker. Der nachfolgende Mischer, der das Signal in den bis 2,5 GHz beschränkten Frequenzbereich des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators umsetzt, besitzt einen Konversionsverlust von 8 dB. Das Tiefpassfilter vor dem Analysator bedämpft das Signal um ein weiteres Dezibel im Durchlassbereich.

Aus dem Abstand der Kurven des minimalen und maximalen Pegels wird der Dynamikbereich des Systems deutlich. Beim Filterbank-Spektrometer beträgt dieser 24 dB, bei der Modulationsanalyse 20 dB. Dies sind bereits große Werte. Erweitert wird der Dynamikbereich um 25 dB durch das hier nicht berücksichtigte variable Dämpfungsglied am Eingang des Abwärtsmischers.

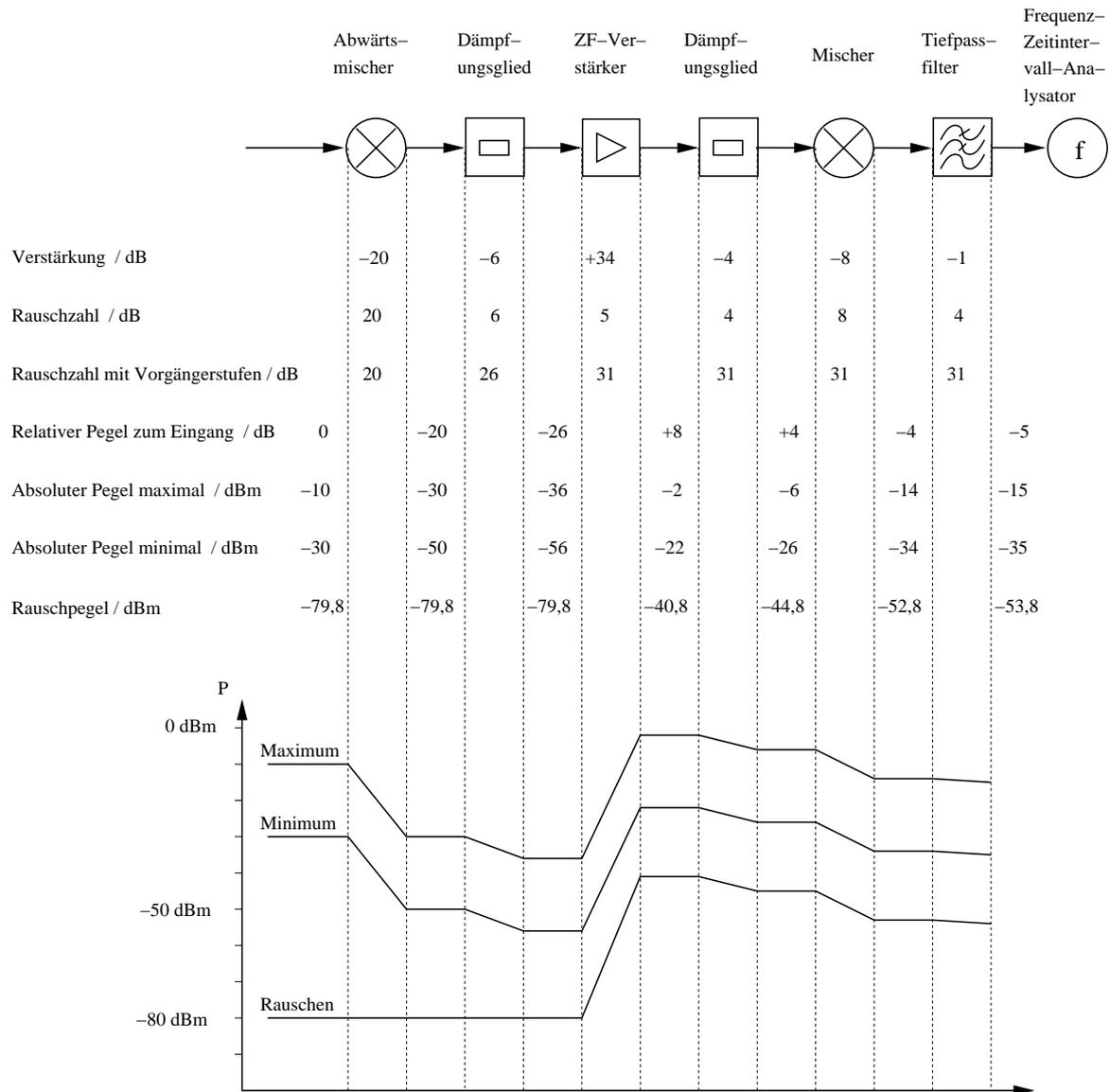


Bild 2.6.: Pegelplan des Zweiges der Modulationsanalyse.

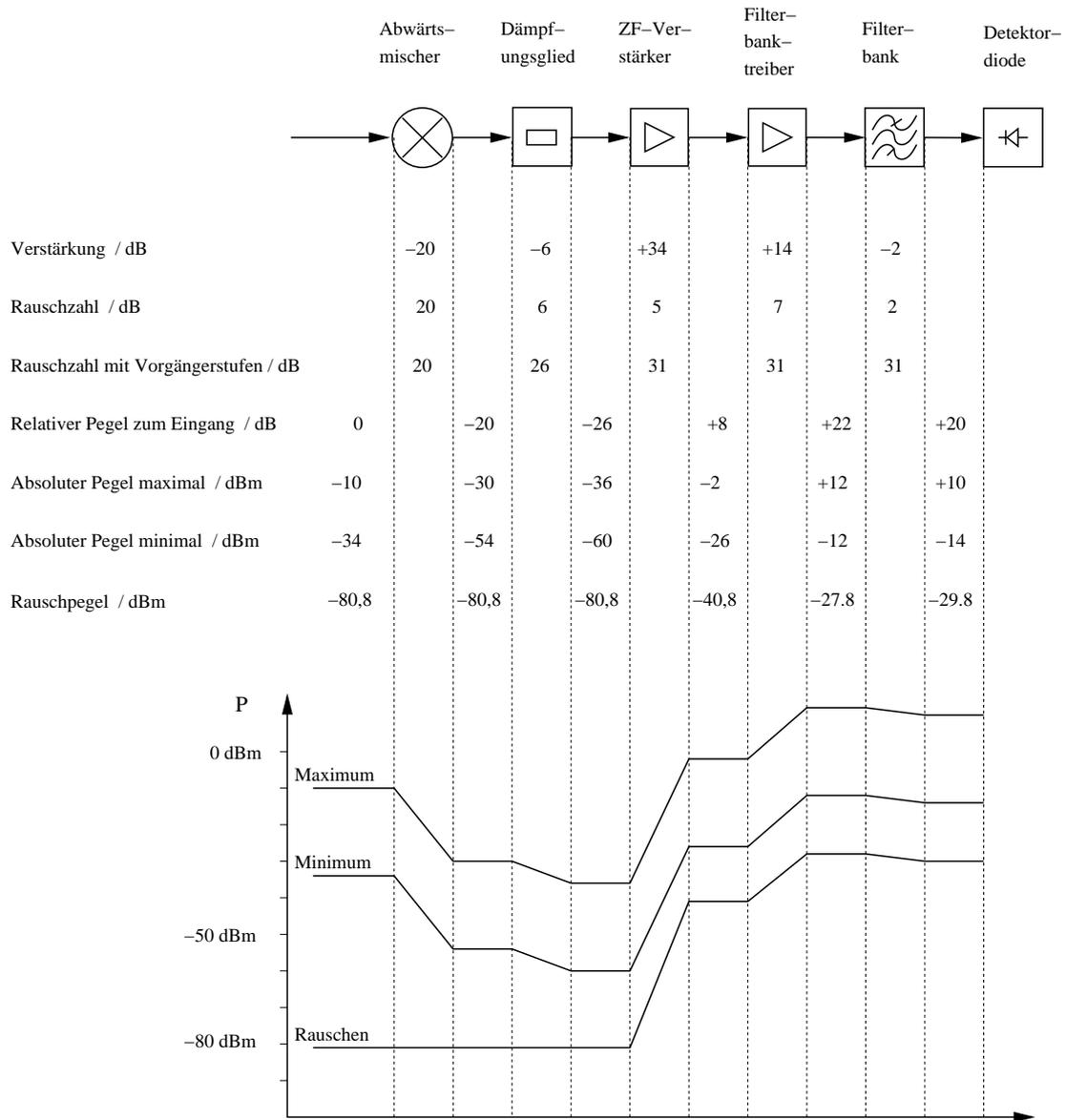


Bild 2.7.: Pegelplan des Zweiges des Filterbank-Spektrometers.

## 3. Frontend

Als Frontend werden die ersten Blöcke eines Empfängers einschließlich der ersten Mischstufe bezeichnet. Die Anforderungen an diese Baugruppen sind extrem hoch, da sie die Empfindlichkeit des Empfängers maßgeblich bestimmen. Das Frontend verarbeitet die höchsten Frequenzen im Empfänger, sofern keine Aufwärtsmischung, wie z.B. in einem Spektralanalysator, vorgenommen wird. Um diese Anforderungen zu erfüllen, wird Technologie der aktuellen Generation eingesetzt.

### 3.1. Konzept

Die Konzepte der Frontends in den meisten heute entwickelten Empfängern unterscheiden sich nur unwesentlich. Priorität haben Selektion und Empfindlichkeit. Je nach Anwendung steht das eine oder das andere Kriterium weiter im Vordergrund. Zu erkennen ist dies in der Regel daran, ob auf den Eingang zuerst ein Filter oder ein Verstärker folgt. Klar trennen lassen sich diese Komponenten jedoch nicht, da durch entsprechende Anpassnetzwerke des Verstärkers ausreichend Selektion für die jeweilige Anwendung erreicht werden kann.

Bei der hier vorgestellten Anwendung ist man jedoch mit anderen Anforderungen konfrontiert. Weder Empfindlichkeit noch Selektion stehen im Vordergrund, sondern die Breitbandigkeit des Systems. Dies resultiert aus dem Einsatzgebiet. Zusätzliche Maßnahmen zur Unterdrückung von Signalen außerhalb des Empfangsfrequenzbereiches sind nicht notwendig, da bei Frequenzen oberhalb von 50 GHz nur Hohlleiter als Wellenleiter zum Empfänger in Frage kommen. Durch die begrenzte Ausbreitungsfähigkeit von Wellen in metallisch berandeten Geometrien wirken Hohlleiter bereits als Hochpassfilter. Somit werden Frequenzen unterhalb des Empfangsbandes bedämpft (Cut-off). Bei Frequenzen oberhalb des Empfangsfrequenzbereichs ist nicht mit spektralen Anteilen am Empfängereingang zu rechnen; so müssen auch keine Gegenmaßnahmen getroffen werden. Die Empfindlichkeit des Frequenzmesssystems wird durch die zu erwartenden Eingangsleistungen bestimmt. Einem Diagnosesystem für Hochleistungsgyrotrons steht im Prinzip genug Leistung zur Verfügung, aber die Auskopplung ist in hohem Maße frequenz- und leistungsabhängig. Um einen großen Dynamikbereich zu erhalten wird ein variables Dämpfungsglied vorgeschaltet. Des Weiteren kann aufgrund der hohen Eingangsfrequenz mit der heutigen Technologie nur mit hohem Aufwand ein Verstärker realisiert werden, daher wird hier darauf verzichtet.

Die wesentliche Forderung, die die Entwicklung eines neuen Frequenzmesssystems notwendig gemacht hat, ist der sehr große Eingangsfrequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz. In der Vergangenheit waren alle Empfangssysteme im D-Band auf wenige Gigahertz Bandbreite bei vertretbaren Empfindlichkeiten beschränkt. Hinzu kommt die Forderung des äußerst großen Zwischenfrequenzbereichs. Um ein kostengünstiges System

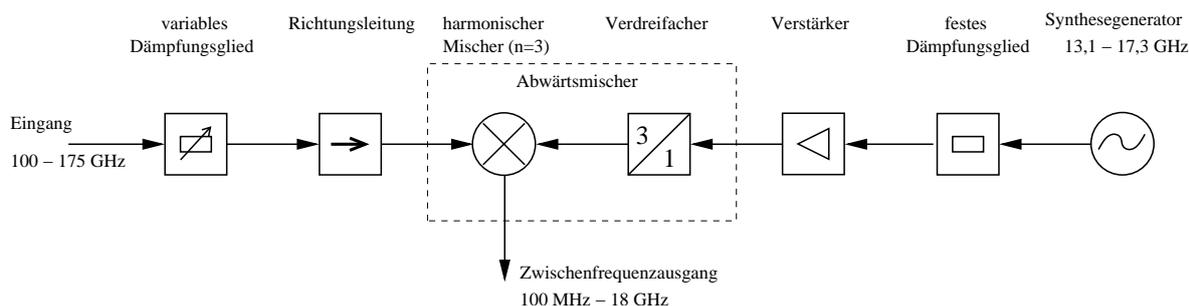


Bild 3.1.: Blockschaltbild des Frontends.

zu entwickeln, war ein neues Konzept notwendig. Kernstück ist die Neuentwicklung des breitbandigen Mixers mit der Aufbereitung des Pumpsignals.

In Bild 3.1 sind die Bestandteile des Frontends in Blöcken dargestellt. Das Signal des Gyrotrons wird dem Eingang des Frontends über Hohlleiter zugeführt. Der Eingang des Frontends besteht aus einem Hohlleiterflansch, an den sich ein WR6-Hohlleiter anschließt. Der Hohlleiter ist für einen Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz ausgelegt. Da die Cut-Off-Frequenz bei 90,786 GHz liegt, werden Frequenzen zwischen 100 GHz und 110 GHz noch nicht wesentlich gedämpft. Eine Verwendung in diesem Frequenzbereich, also außerhalb der Spezifikationen, kann somit vertreten werden. Beim variablen Dämpfungsglied und der Richtungsleitung handelt es sich um Hohlleiterkomponenten. Das Dämpfungsglied ist über einen  $90^\circ$ -Bogen mit dem Eingang verbunden. Durch Verändern der Mikrometerschraube lässt sich die Dämpfung bis auf 25 dB erhöhen. Die minimale Einfügedämpfung ist laut Hersteller 1,2 dB. Zu Beginn einer Messung soll die Dämpfung maximal sein, um sie langsam soweit zu verringern, bis ein Signal zur Auswertung im Zwischenfrequenzbereich detektiert werden kann. Dies dient dem Schutz des Abwärtsmischers gegen eine zu große Eingangsleistung und erhöht damit den nutzbaren Dynamikbereich. Das Dämpfungsglied ist über einen weiteren  $90^\circ$ -Bogen mit der Richtungsleitung von der Firma Hughes verbunden. Sie dämpft rücklaufende Wellen im Hohlleiter, um der Verfälschung des Messergebnisses durch Mehrfachreflexion vorzubeugen. Die Richtungsleitung ist direkt an den Eingang des harmonischen Mixers geflanscht. Der Mischer setzt einen Ausschnitt des Frequenzbereiches von 100 GHz bis 175 GHz in eine Zwischenfrequenzlage von 100 MHz bis 18 GHz um. Der Zwischenfrequenzbereich wird zur weiteren Verarbeitung außerhalb des Frontends dem Filterbank-Spektrometer und der Modulationsanalyse zugeführt. Das Pumpsignal für den harmonischen Mischer wird, wie aus Bild 3.1 ersichtlich, durch Verdreifachung des Ku-Band-Signals erzeugt. Harmonischer Mischer und Verdreifacher bilden eine Einheit, die nachfolgend als Abwärtsmischer bezeichnet ist. Sie wird im Abschnitt 3.2 näher erläutert. Das Lokaloszillatorsignal wird von einem Synthesegenerator SMR20 von Rohde & Schwarz erzeugt. Dieser Generator bietet bei hervorragenden Signaleigenschaften, wie in Kapitel 4 ausführlich dargelegt, und die Möglichkeit der Fernbedienung über eine GPIB<sup>1</sup>- oder RS-232<sup>2</sup>-Schnittstelle. So kann das Frontend zwecks geringerer Dämpfung im Wellenleiter näher am Gyro-

<sup>1</sup>General Purpose Interface Bus

<sup>2</sup>standardisierte serielle Schnittstelle

tron angeordnet werden. Die Ausgangsleistung des Synthesegenerators ist auf 10 mW beschränkt, der Verdreifacher benötigt jedoch eine Eingangsleistung von 150 mW, weshalb eine Verstärkung notwendig ist. Als Lokoszillatortreiber wird ein breitbandiger Verstärker mit einem Frequenzbereich von 12 GHz bis 18 GHz und eine Eingangsreflexion von  $-12$  dB oder besser eingesetzt, wie aus den Messungen in Abschnitt 5.3 hervorgeht. Da der Synthesegenerator eine Schutzschaltung hat, die den Ausgang bei einer Reflexion von weniger als  $-10$  dB leistungslos schaltet, ist es geboten, die Eingangsanpassung des Lokoszillatortreibers vorbeugend zu verbessern. Dies wird durch das Vorschalten eines 3 dB-Dämpfungsgliedes erreicht, das die Eingangsreflexion um den doppelten Betrag der Dämpfung verbessert.

Durch das Konzept des Verneunfachens des Lokoszillatorsignals kann mit einem breitbandig abstimmbaren Lokoszillator, dessen Frequenzauflösung und Frequenzstabilität sehr gut sind, ein Frequenzbereich zwischen 118 GHz und 157 GHz erzeugt werden. Mit diesem Signal wird das Eingangssignal wahlweise in Kehr- oder Gleichlage auf eine Zwischenfrequenzebene von 100 MHz bis 18 GHz heruntergemischt. Hieraus ergibt sich der Eingangsfrequenzbereich des Mischers von 100 GHz bis 175 GHz, was dem Frequenzbereich des Frequenzmesssystems entspricht. Voraussetzung hierfür ist eine sehr breitbandige Auslegung des Abwärtsmischers.

### 3.2. Abwärtsmischer

Für das oben erläuterte Konzept nehmen der harmonische Mischer und der Verdreifacher die Schlüsselstellung ein. Erst durch die Sonderentwicklung des russischen Mikrowellenkomponentenherstellers Elva-1 wurde gezeigt, dass mit der aktuell verfügbaren Technologie die Umsetzung dieses Konzepts möglich ist. Elva-1 beschritt neue Wege und entwickelte einen Abwärtsmischer, der auf einem Verdreifacher und einem Mischer, der auf der dritten Harmonischen arbeitet, basiert. Das Datenblatt [18] macht folgende Aussagen über den Abwärtsmischer mit der Bezeichnung DC-THM/9-06-N:

- Eingangsfrequenzbereich: 100 GHz bis 175 GHz.
- Lokoszillatorfrequenzbereich: 13,1 GHz bis 17,3 GHz.
- Erforderliche Lokoszillatorleistung: 150 mW.
- Ausgangsfrequenzbereich: 100 MHz bis 18 GHz.
- Konversionsverluste: typisch 20 dB.
- Frequenzabhängigkeit der Konversionsverluste:  $\pm 3$  dB.
- 1 dB-Kompressionspunkt: 100  $\mu$ W.
- Maximale Eingangsleistung: ca. 10 mW
- Betriebstemperaturbereich: 20 °C bis 50 °C.
- Bias-Spannung im Betrieb: 6 V.
- Bias-Spannung maximal: 8 V.

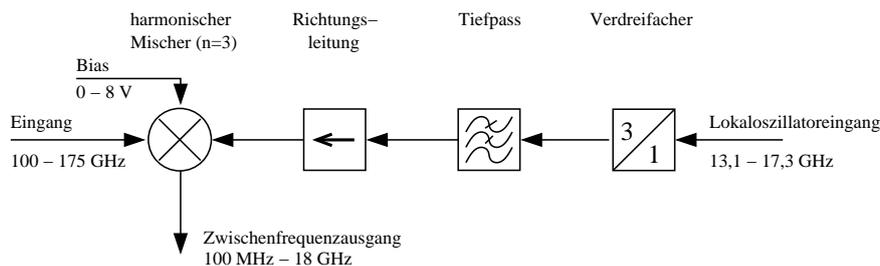


Bild 3.2.: Blockschaltbild des Abwärtsmischers DC-THM/9-06-N.

- Anschlüsse des Lokaloszillator- und Zwischenfrequenztors: SMA.
- Eingangsflansch / Hohlleiter: UG-387/U-M / WR-06.

Aus dem Prinzipschaltbild des Abwärtsmischers, das in Bild 3.2 dargestellt ist, geht hervor, dass weitere Komponenten neben Mischer und Verdreifacher notwendig sind, um das gewünschte Resultat zu erhalten. Der Verdreifacher ist ein Bauteil, das eine nicht-lineare Kennlinie ausnutzt. Dadurch entsteht an seinem Ausgang nicht nur die zweite Oberwelle des Eingangssignals, sondern auch Harmonische höherer Ordnung. Die Pegel der Harmonischen mit ungeraden Ordnungszahlen liegen deutlich höher, als die mit geraden Ordnungszahlen. Für den Mischvorgang wird jedoch nur die dritte Harmonische gewünscht, deshalb wird dem Verdreifacher ein Tiefpassfilter nachgeschaltet, das Harmonische höherer Ordnung bestmöglich unterdrückt und sie zurück in den Verdreifacher reflektiert. Hieraus ergeben sich bei einem so breitbandigen System jedoch Probleme, da nebeneinander liegende Harmonische nur einen geringen Frequenzversatz haben. Die Eingangsfrequenz in den Verdreifacher von 13,1 GHz verdreifacht ergibt 39,3 GHz. Gleichzeitig entsteht jedoch auch ein spektraler Anteil bei der Vierfachen der Grundfrequenz, was 52,4 GHz ergibt. Die höchste Eingangsfrequenz in den Verdreifacher ist laut Datenblatt 17,3 GHz, verdreifacht ergeben sich 52,4 GHz. Die vierte Harmonische von 13,1 GHz und die dritte Harmonische von 17,3 GHz ergeben also die gleiche Frequenz, d.h. das Tiefpassfilter kann die ungewollte vierte Harmonische nicht unterdrücken. Die Folge davon ist, dass es bei kleinen Lokaloszillatorfrequenzen zu mehreren Mischprodukten am Zwischenfrequenz Ausgang des Mischers kommt. Eine weitere Rolle für diesen Sachverhalt spielt die Steilheit des Filters, die nicht beliebig hoch sein kann. Durch die Optimierung des Verdreifachers auf die dritte Harmonische sind Unterschiede des Pegels zwischen der dritten und der vierten Harmonischen von über 20 dB erreichbar; somit können die nicht erwünschten Mischprodukte am Ausgang des Mischers in der gleichen Größenordnung gedämpft werden. Das nächste Glied in der Kette vor dem Mischer ist eine Richtungsleitung. Sie soll das häufig auftretende Problem der Reflexionen an Unstetigkeitsstellen in einem Wellenleiter vermeiden. Die Anpassung des Eingangs für das Lokaloszillatorsignal des Mischers ist durch die benötigte Bandbreite von 13,1 GHz nicht optimal realisierbar. Die dadurch entstehenden reflektierten Wellen würden ohne die Richtungsleitung in das Tiefpassfilter gelangen. Je nach Eigenschaft des Filters könnten sie wieder zurück in den Mischer reflektiert werden. So käme es zu mehrfachen Reflexionen, die den Frequenzgang des Abwärtsmischers negativ beeinflussen könnten.

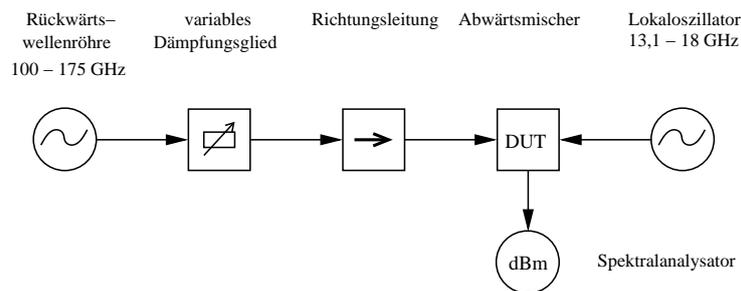


Bild 3.3.: Messaufbau zur Bestimmung der Konversionsverluste des Abwärtsmischers.

Die Richtungsleitung hat den Vorteil, dass sie das vom Tiefpassfilter kommende Signal kaum bedämpft, hingegen die vom Mischer rücklaufende Welle um mindestens 20 dB abschwächt. Die Entkopplung um den Faktor 100 ist für diese Anwendung ausreichend. Der sich an die Richtungsleitung anschließende harmonische Mischer ist für das Mischen mit der dritten Harmonischen optimiert. Dies wurde durch interne Maßnahmen wie Filter für höhere Harmonische und eine externe Biasspannung durchgeführt. Es handelt sich um einen balancierten Mischer.

### 3.2.1. Messungen

Um die Aussagen des Datenblattes des Abwärtsmischers [18] zu verifizieren, wurden Messungen an diesem durchgeführt. Die Messergebnisse in diesem Kapitel beziehen sich auf den Abwärtsmischer DC-THM/9-06-N mit der Seriennummer HDC01-02. Der Parameter, auf den es ankommt, ist der Konversionsverlust des Mischers. Je höher die zu messenden Frequenzen sind, desto schwieriger gestalten sich Messungen. Dies kann zu größeren Messfehlern führen. Erschwerend kommt die Notwendigkeit einer äußerst breitbandigen Messung hinzu. Durchgeführt wurden die Messungen am Netzwerkanalysator für das D-Band, der am IHM entwickelt wurde. Der Aufbau musste dafür leicht modifiziert werden, da der Netzwerkanalysator nicht für Messungen mit frequenzumsetzenden Komponenten konzipiert ist. Der Aufbau des Messplatzes wurde nach Bild 3.3 umgesetzt und ist im Anhang ausführlich beschrieben.

Als Signalquelle dient eine Rückwärtswellenröhre. Die mit einer Phasenregelschleife (PLL) stabilisierte Rückwärtswellenröhre ist zwischen 100 GHz und 175 GHz abstimmbare. Da die Ausgangsleistung bis zu 10 mW betragen kann, der Mischer jedoch einen 1 dB-Kompressionspunkt von 100  $\mu$ W hat, wird der Pegel durch ein Dämpfungsglied abgeschwächt. Die folgende Richtungsleitung verhindert mögliche Mehrfachreflexionen am Mischereingang. Zur Kalibration der Messung wurde statt dem DUT<sup>3</sup> ein Kalorimeter angeschlossen, um die Ausgangsleistung der Röhre zu bestimmen. Gewählt wurden 151 Frequenzen zwischen 100 GHz und 175 GHz mit einem Abstand von jeweils 500 MHz. Im zweiten Schritt wurde der Abwärtsmischer anstelle des Kalorimeters eingesetzt. An den Lokaloszillatoreingang wurde ein Signalgenerator angeschlossen, der eine Signalfrequenz zwischen 13,1 GHz und 18 GHz mit einem Pegel von 22 dBm bereitstellt. Zur Detektion

<sup>3</sup>Device Under Test

des Zwischenfrequenzsignals wurde der Spektralanalysator FSP von Rohde & Schwarz verwendet.

Für jede Messreihe wurde eine Lokaloszillatorfrequenz fest eingestellt. Die Eingangsfrequenz wurde auf dem oben beschriebenen 500 MHz-Raster verändert, um bei Mischung in Gleich- und Kehrlage einen Zwischenfrequenzbereich bis 18 GHz abzudecken, z.B. für die Lokaloszillatorfrequenz von 13,1 GHz muss der Frequenzbereich von 100 GHz bis 136 GHz gewobbelt werden. Mit der durch das Kalorimeter gemessenen Leistung im D-Band und der auf der Zwischenfrequenzebene bestimmten Leistung kann der Konversionsverlust für jede einzelne Frequenz errechnet werden. Dieser wurde für jede Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  getrennt in einen Graphen über der Eingangsfrequenz  $f_{HF}$  aufgetragen. Die Zwischenfrequenzlage  $f_{ZF}$  des Signals lässt sich aus diesen Angaben zurückrechnen:

$$f_{ZF} = |f_{HF} - 9f_{LO}|$$

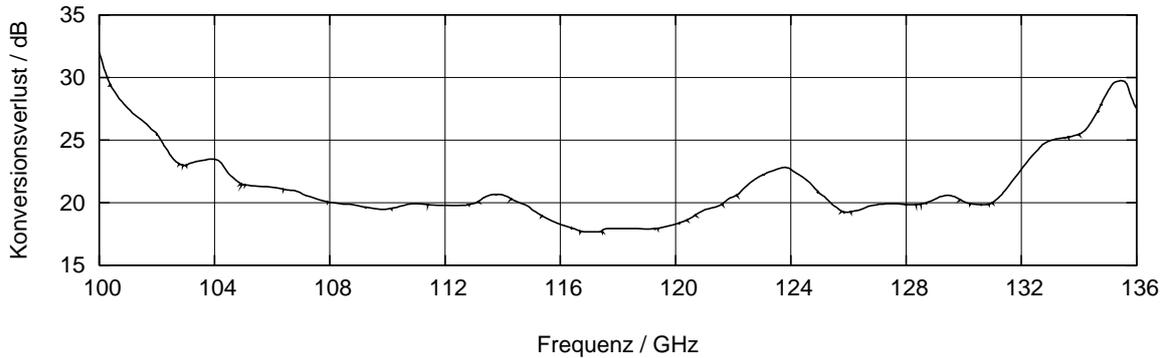
Um einen Vergleich zum Datenblatt zu schaffen, wurden zunächst Messungen mit den Lokaloszillatorfrequenzen 13,1 GHz, 15,4 GHz und 17,3 GHz durchgeführt.

Bild 3.4 zeigt den Konversionsverlust des Abwärtsmischers für die Lokaloszillatorfrequenz von 13,1 GHz. In Bild 3.4(a) ist der Graph aus dem Datenblatt, in Bild 3.4(b) ist die gemessene Kurve dargestellt. Ein Vergleich der beiden Kurven zeigt, dass die charakteristischen Merkmale gleich sind. Das Minimum liegt mit etwa 16 dB bei 117 GHz. Zu den Rändern des Frequenzausschnitts hin wächst der Konversionsverlust auf 30 dB an. Auch die lokalen Maxima bei 114 GHz und 124 GHz mit 21 dB bzw. 24 dB sind nahezu identisch. Der zu großen Zwischenfrequenzen deutlich größere Konversionsverlust verschlechtert die Empfindlichkeit des Frequenzmesssystems zu den Bandgrenzen hin deutlich. Dies ist beim Einsatz des Frequenzmesssystems zu berücksichtigen.

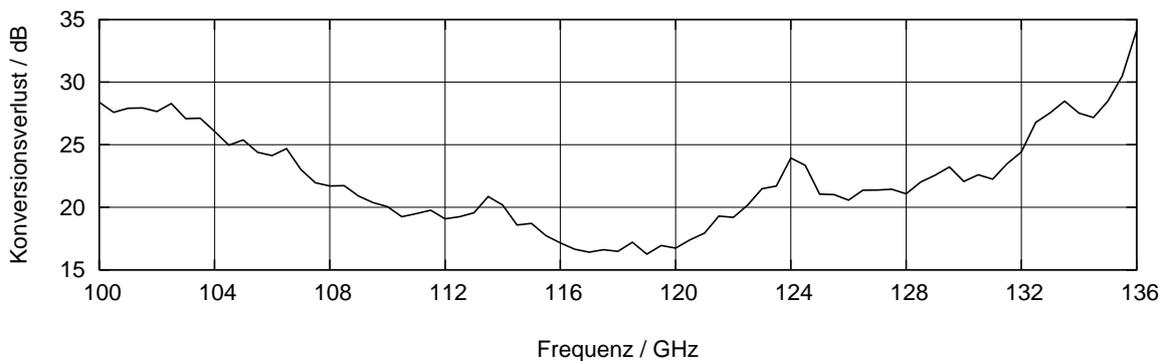
Bild 3.5 zeigt den Konversionsverlust des Abwärtsmischers bei einer Lokaloszillatorfrequenz von 15,4 GHz. In Bild 3.5(a) ist wiederum eine Kopie des Graphen aus dem Datenblatt und in Bild 3.5(b) die gemessene Kurve dargestellt. Beim Vergleich fällt schnell auf, dass die gemessene Kurve über den ganzen Bereich einen deutlich höheren Konversionsverlust wiedergibt. Das gemessene Minimum liegt bei 19 dB, hingegen gibt die Kurve aus dem Datenblatt 16,5 dB wieder. Die Maxima bei 137 GHz und 142 GHz sind in beiden Graphen deutlich zu erkennen. Auch der tendenzielle Verlauf ist in beiden Fällen identisch. Die aufgetretenen zusätzlichen Verluste können aus der Messungenauigkeit, sowohl bei den hier durchgeführten Messungen, als auch bei denen vom Hersteller durchgeführten Messungen, resultieren.

Bild 3.6 zeigt den dritten Vergleich zwischen Datenblatt und Messung. Für die Lokaloszillatorfrequenz von 17,3 GHz ist in Bild 3.6(a) der Graph aus dem Datenblatt, in Bild 3.6(b) der gemessene zu sehen. Wie schon in den beiden zuvor diskutierten Graphen wird auch hier deutlich, dass der Konversionsverlust zu größeren Zwischenfrequenzen hin stark ansteigt. Die Lokaloszillatorfrequenz von 17,3 GHz bietet einen sehr großen Frequenzbereich mit einer geringen, sich nur wenig ändernden Dämpfung. Die gemessene Kurve gibt einen kleineren minimalen Konversionsverlust wieder, während die lokalen Maxima bei 150 GHz und 166 GHz weitaus stärker ausgeprägt sind.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Abwärtsmischer den Angaben des Da-



(a) aus dem Datenblatt.



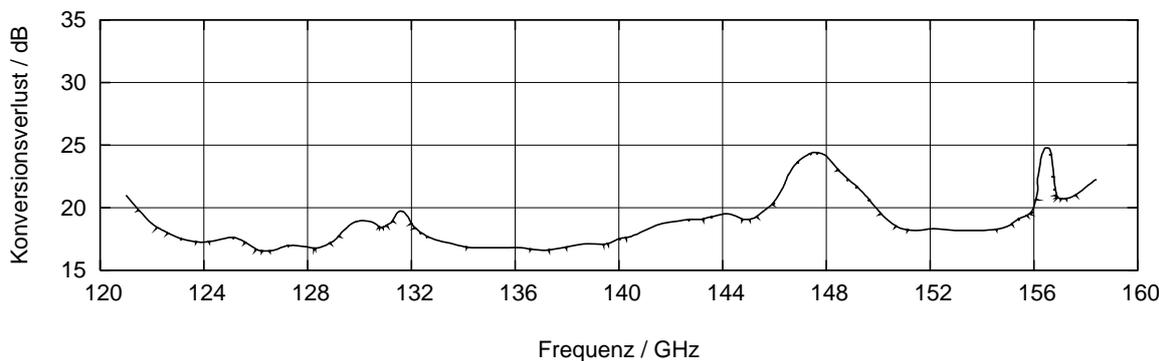
(b) gemessen.

Bild 3.4.: Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 13,1$  GHz.

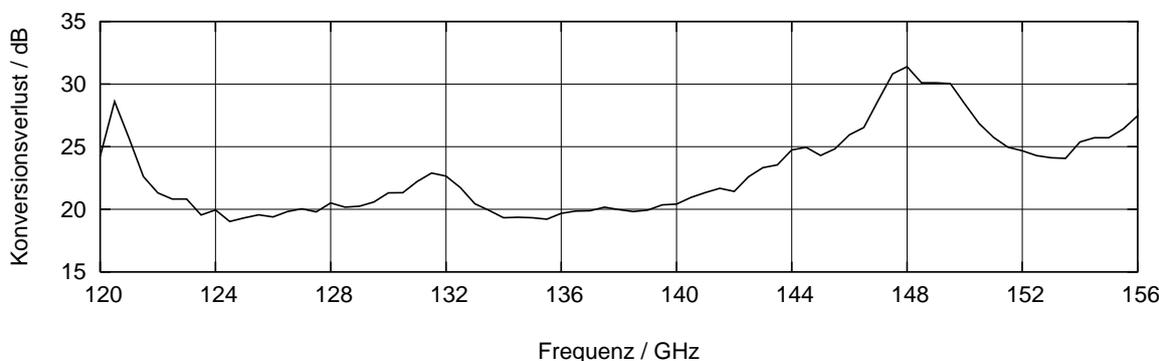
tenblattes entspricht und diese teilweise noch übertrifft. Da im Datenblatt für alle Messungen eine Biasspannung von 6 V angegeben ist, wurde untersucht, ob diese bereits das Optimum darstellt. Dazu wurden weitere Messungen mit den Biasspannungen 0 V, 3 V, 6 V und 8 V durchgeführt. Für die drei schon zuvor herangezogenen Lokaloszillatorfrequenzen von 13,1 GHz, 15,4 GHz und 17,3 GHz sind die Kurven zum Vergleich in Bild 3.7 dargestellt.

In Bild 3.7(a), bei einer Lokaloszillatorfrequenz von 13,1 GHz, ist der Konversionsverlust ohne Biasspannung von 100 GHz bis 103 GHz am geringsten. Bis etwa 117 GHz sind die Werte der Biasspannungen 0 V und 3 V sehr dicht nebeneinander. Ab 117 GHz übernimmt die Spannung von 6 V die optimalen Bedingungen. Auch im unteren Bereich sind die Konversionsverluste mit 6 V nur wenig größer als die optimalen Werte. Weiterhin fällt auf, dass für 8 V bei kleinen Frequenzen sehr hohe Dämpfungen auftreten.

Bild 3.7(b) zeigt die Konversionsverluste für die vier Biasspannungen bei einer Lokaloszillatorfrequenz von 15,4 GHz. Alle vier Kurven unterscheiden sich deutlich weniger voneinander als diejenigen des vorhergehenden Graphen. Die Biasspannung von 6 V



(a) aus dem Datenblatt.



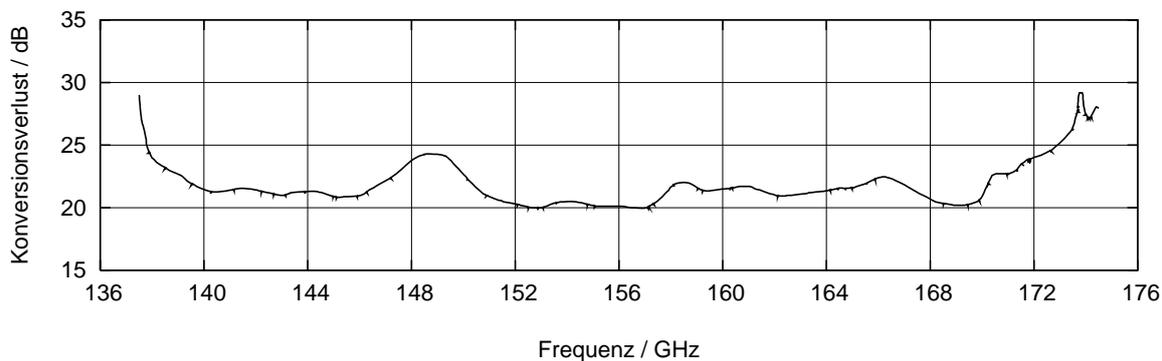
(b) gemessen.

Bild 3.5.: Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15,4$  GHz.

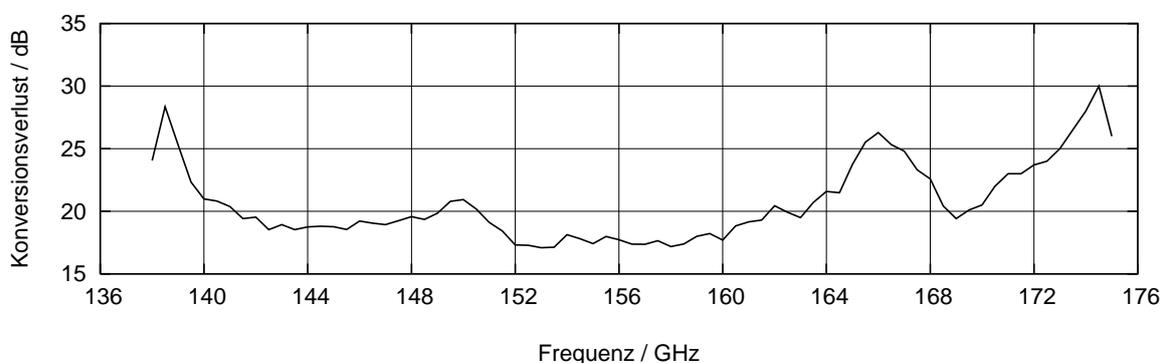
erzeugt fast über den gesamten Frequenzbereich den minimalen Konversionsverlust. Bemerkenswert ist, dass sich die lokalen Maxima bei etwa 130 GHz und 148 GHz durch das Ändern der Biasspannung deutlich reduzieren lassen. Hingegen sind die Änderungen des Konversionsverlustes im übrigen Frequenzbereich deutlich geringer, wenn die Biasspannung verändert wird.

Bild 3.7(c) macht eine Aussage über die von der Biasspannung abhängigen Konversionsverluste bei einer Lokaloszillatorfrequenz von 17,3 GHz. Der Verlauf des Konversionsverlustes ohne Biasspannung hebt sich deutlich von dem um durchschnittlich 5 dB größeren sonstigen Werten ab. Auch hier ergibt die Wahl von 6 V über einen weiten Frequenzbereich den optimalen Wert. Lediglich um 150 GHz und 164 GHz herum wird er von einer anderen Spannung um wenige Dezibel unterboten.

Es besteht Einigkeit darüber, dass die vom Hersteller gewählte Biasspannung von 6 V für die meisten Frequenzen das Optimum darstellt. Wenn ein anderer Wert günstiger sein könnte, weicht die Kurve mit der Biasspannung von 6 V nur gering davon ab. Daher ist eine Änderung der Biasspannung, abhängig von der Lokaloszillatorfrequenz,



(a) aus dem Datenblatt.



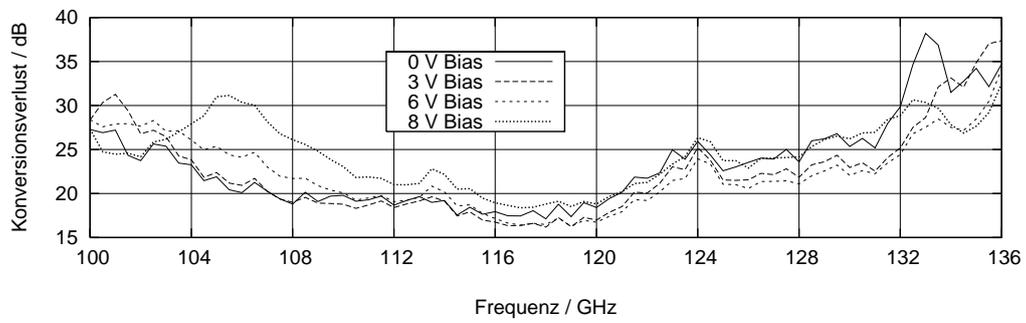
(b) gemessen.

Bild 3.6.: Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17,3$  GHz.

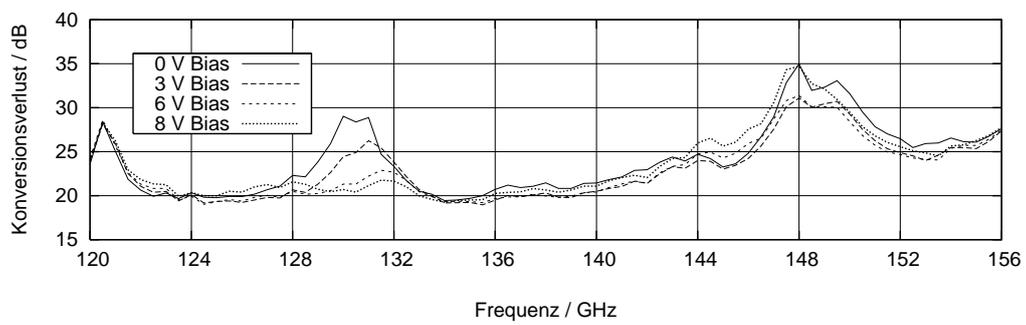
nicht notwendig. Für alle weiteren Messungen wurde der Wert von 6 V fest eingestellt.

Zur weiteren Charakterisierung des Abwärtsmischers wurde der Konversionsverlust durch weitere Messungen mit verschiedenen Lokaloszillatorfrequenzen näher bestimmt. Neben den im Datenblatt dokumentierten Lokaloszillatorfrequenzen wurden weitere so gewählt, dass sie nach Angabe des Datenblattes minimalen Konversionsverlust haben. In Tabelle 3.1 sind die Lokaloszillatorfrequenz, das Neunfache der Lokaloszillatorfrequenz und der zugehörige Eingangsfrequenzbereich jeder durchgeführten Messung aufgelistet. In den Bildern 3.8 bis 3.16 sind die gemessenen Konversionsverluste graphisch dargestellt.

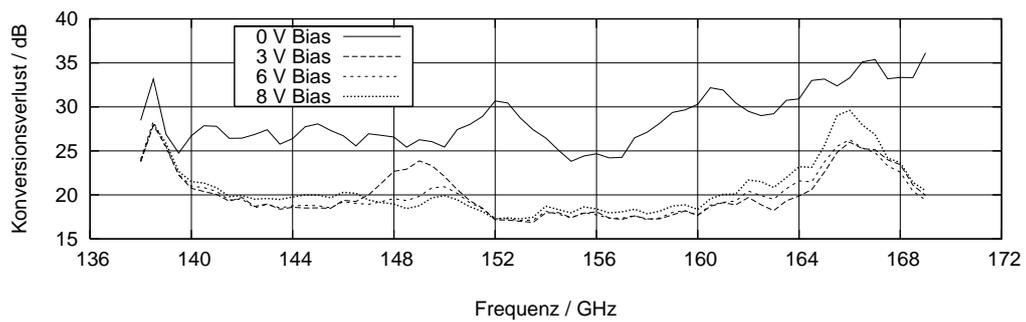
Die Lokaloszillatorfrequenzen der Messungen wurden so gewählt, dass der gesamte Frequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz mehrfach abgedeckt wird. Damit ist es möglich, den Betrieb des Frequenzmesssystems insoweit zu optimieren, dass bei einer vorgegebenen Eingangsfrequenz die Lokaloszillatorfrequenz so gewählt wird, dass ein möglichst geringer Konversionsverlust erzielt wird. Die Verläufe der Konversionsverluste der Lokaloszillatorfrequenzen bis 16,6 GHz haben die optische Ähnlichkeit mit einer



(a) Lokaloszillatorfrequenz 13,1 GHz.



(b) Lokaloszillatorfrequenz 15,4 GHz.

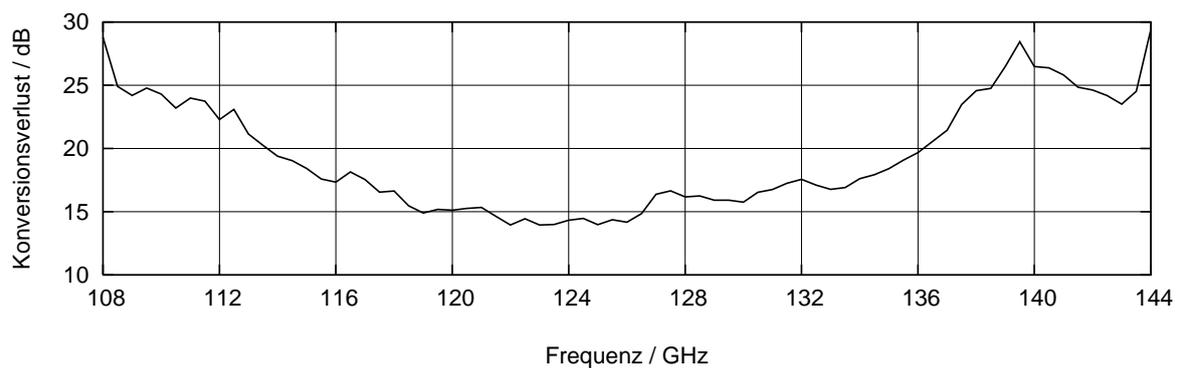
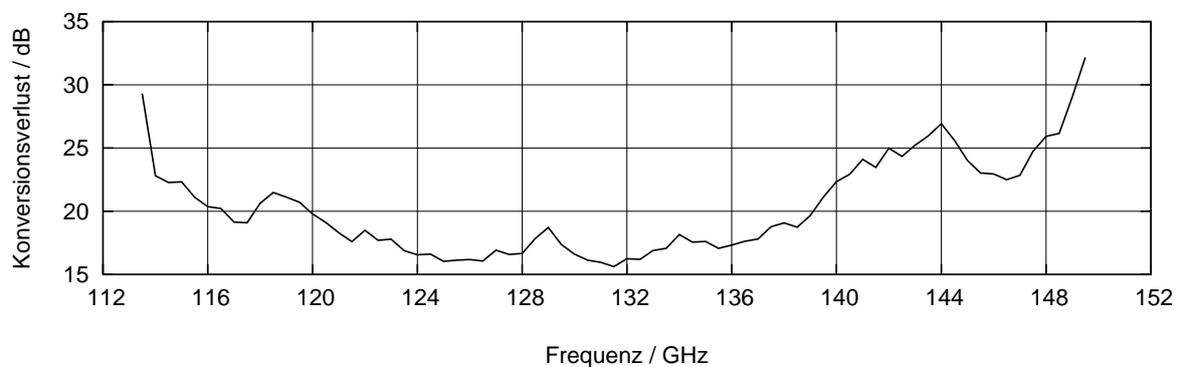


(c) Lokaloszillatorfrequenz 17,3 GHz.

Bild 3.7.: Konversionsverluste des Abwärtsmischers bei verschiedenen Biasspannungen.

$f_{LO}$	$9 f_{LO}$	$f_{HF}$
13,1 GHz	117,9 GHz	100,0 GHz – 136,0 GHz
14,0 GHz	126,0 GHz	108,0 GHz – 144,0 GHz
14,6 GHz	131,4 GHz	113,5 GHz – 149,5 GHz
15,0 GHz	135,0 GHz	117,0 GHz – 153,0 GHz
15,3 GHz	137,7 GHz	119,5 GHz – 156,0 GHz
15,4 GHz	138,6 GHz	120,0 GHz – 156,0 GHz
16,0 GHz	144,0 GHz	126,0 GHz – 162,0 GHz
16,6 GHz	149,4 GHz	131,5 GHz – 167,5 GHz
17,0 GHz	153,0 GHz	135,0 GHz – 171,0 GHz
17,3 GHz	155,7 GHz	138,0 GHz – 175,0 GHz
17,6 GHz	158,4 GHz	140,0 GHz – 172,0 GHz
18,0 GHz	162,0 GHz	144,0 GHz – 175,0 GHz

Tabelle 3.1.: Überblick über die durchgeführten Messungen.

Bild 3.8.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 14$  GHz.Bild 3.9.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 14,6$  GHz.

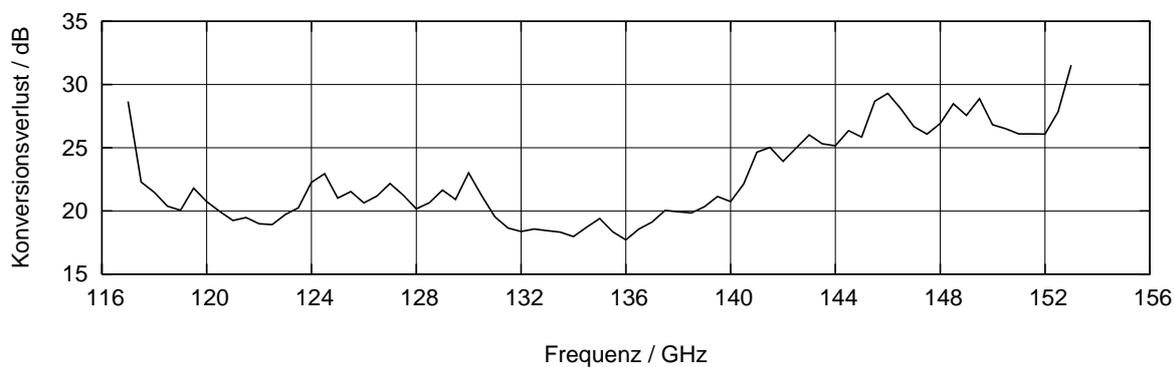


Bild 3.10.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15$  GHz.

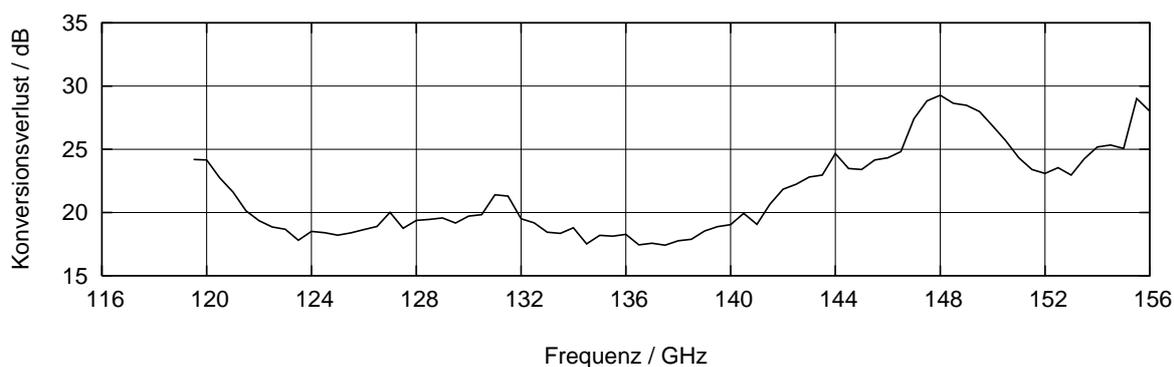


Bild 3.11.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15,3$  GHz.

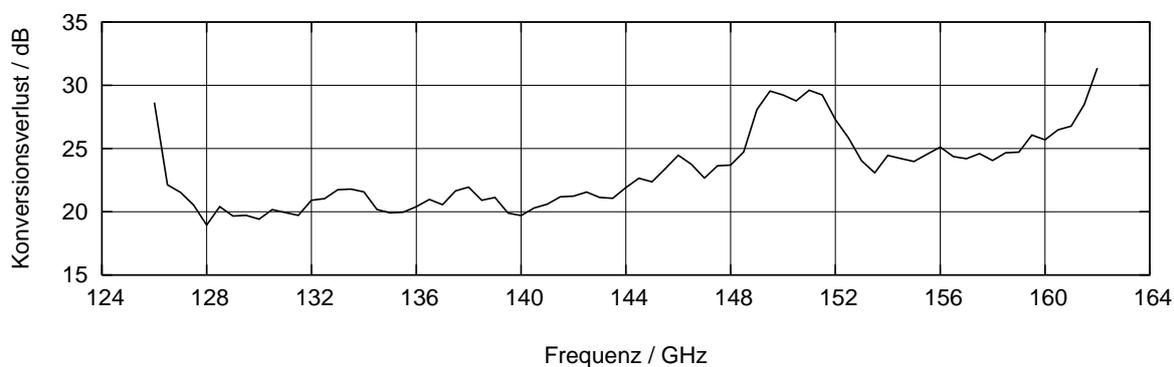
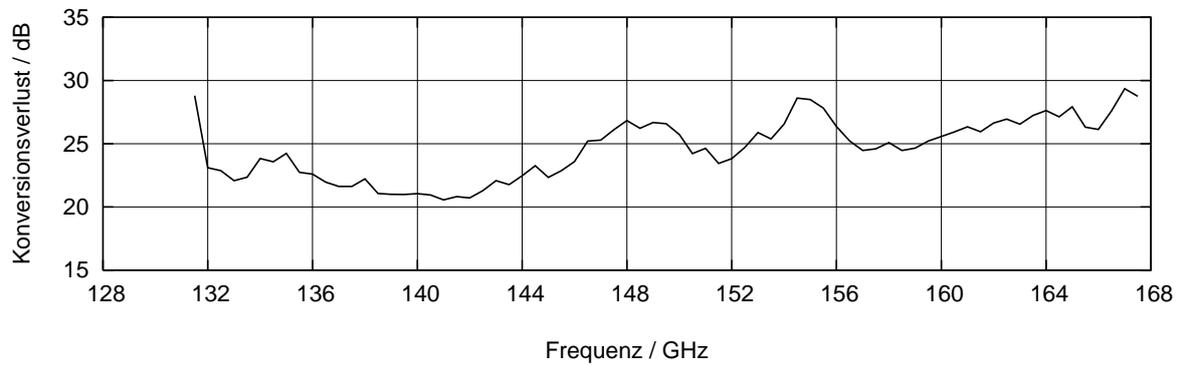
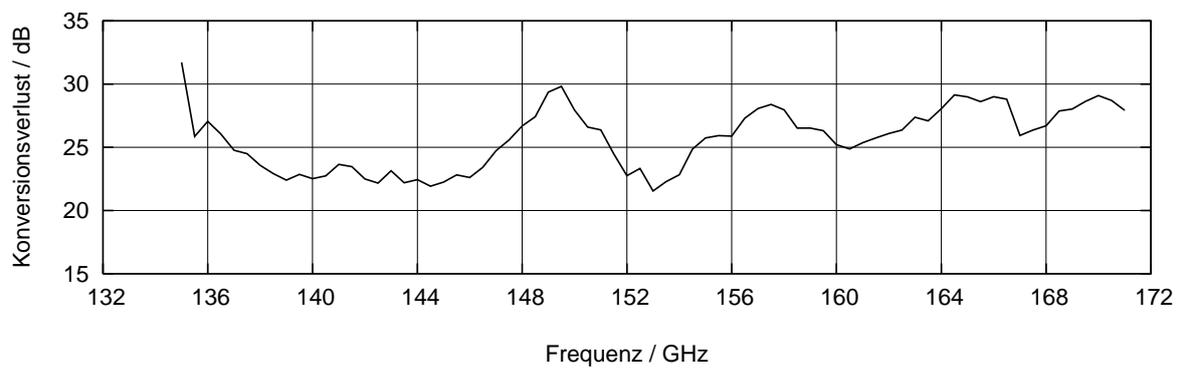
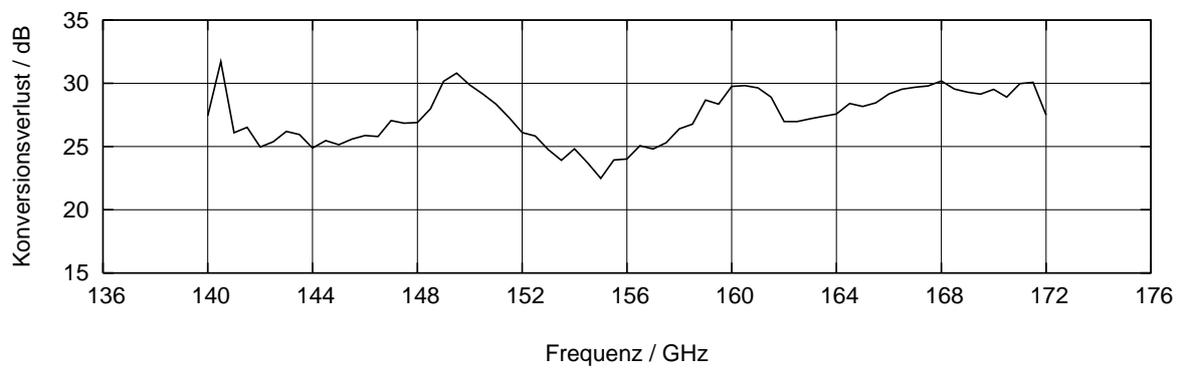


Bild 3.12.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 16$  GHz.

Bild 3.13.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 16,6$  GHz.Bild 3.14.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17$  GHz.Bild 3.15.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17,6$  GHz.

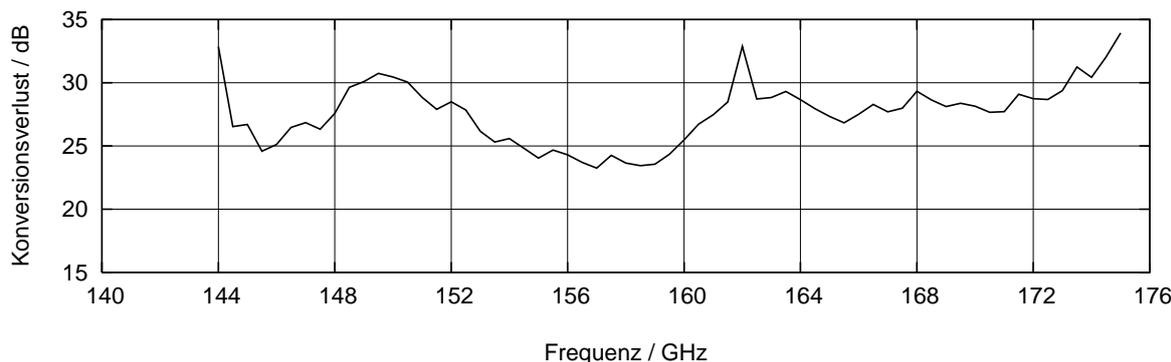


Bild 3.16.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 18$  GHz.

Wanne. Der Konversionsverlust bei großen Zwischenfrequenzen ist sehr hoch, bei kleinen Zwischenfrequenzen hat er ein Minimum. Bei Lokaloszillatorfrequenzen bis 15,4 GHz, die in den Bildern 3.4(b), 3.5(b), 3.8, 3.9, 3.10 und 3.11 dargestellt sind, ist der minimale Konversionsverlust deutlich unterhalb von 20 dB. Die Maxima erreichen aber durchaus 30 dB. Ein Frequenzgang, der über den gesamten Zwischenfrequenzbereich von zweimal 18 GHz Schwankungen von bis zu 15 dB hat, kann durch kompensierende Maßnahmen nur schwer ausgeglichen werden. Da der Frequenzgang sich auch noch je nach Lokaloszillatorfrequenz ändert, müsste für jede Lokaloszillatorfrequenz getrennt eine Kompensation erfolgen. Da man die Empfindlichkeit des Systems, die hauptsächlich durch den Konversionsverlust des Mischers bestimmt ist, durch nachgeschaltete Maßnahmen nicht verbessern kann, bliebe nur die Alternative, das System über den ganzen Frequenzbereich ähnlich unempfindlich auszulegen. Da dies nicht gewünscht ist, bietet sich als Kompromiss an, dass man bei der Messung den Frequenzgang durch die Wahl der Lokaloszillatorfrequenz mit dem geringsten Konversionsverlust für die Eingangsfrequenz berücksichtigt. Bei Lokaloszillatorfrequenzen von 16 GHz, 16,6 GHz, 17 GHz und 17,3 GHz, deren Konversionsverluste in den Bildern 3.12, 3.13, 3.14, 3.6(b) visualisiert sind, lässt sich erkennen, dass die Konversionsverluste für die Mischung in Gleichlage deutlich größer sind als diejenigen für die Mischung in Kehrlage. Wünschenswert wäre deshalb eine Mischung in Kehrlage auch für Frequenzen oberhalb von 156 GHz. Für diese ist allerdings laut Datenblatt keine Mischung in Kehrlage möglich, da die Lokaloszillatorfrequenz auf 17,3 GHz beschränkt ist. Um dies zu verifizieren, wurden zwei weitere Messungen mit Lokaloszillatorfrequenzen oberhalb des spezifizierten Bereiches durchgeführt. Der Verlauf des Konversionsverlustes für die Lokaloszillatorfrequenzen von 17,6 GHz und 18 GHz ist in den Bildern 3.15 und 3.16 zu sehen. Es wird deutlich, dass die Konversionsverluste mit diesen Parametern deutlich oberhalb derer mit der Lokaloszillatorfrequenz von 17,3 GHz liegen. Somit ist für Frequenzen oberhalb von 156 GHz eine Lokaloszillatorfrequenz von 17,3 GHz und, daraus folgend, eine Mischung in Gleichlage zu wählen.

Die Messungen der Konversionsverluste des Abwärtsmischers haben ergeben, dass die Angaben im Datenblatt sehr gut mit den tatsächlichen übereinstimmen. Eine Umschaltung der Biasspannung ist nicht notwendig, da der Wert 6 V bereits über große

Bereiche ein Optimum darstellt. Durch die Kenntnis des Konversionsverlustes bei weiteren Lokaloszillatorfrequenzen ist es möglich, den minimalen Konversionsverlust für eine Eingangsfrequenz zu bestimmen und die Lokaloszillatorfrequenz dementsprechend zu wählen. Messungen haben gezeigt, dass bei der Wahl von Parametern außerhalb des spezifizierten Bereichs keine Vorteile zu erzielen sind.

### **3.3. Mechanischer Aufbau**

Die Komponenten des Frontends haben einen solchen Umfang, dass sie nicht alle in eine Einheit integriert wurden. Der Abwärtsmischer wurde zusammen mit den vorgeschalteten Hohlleiterkomponenten und der Biasspannungserzeugung in eine Kassette integriert, die in einen 19-Zoll-Baugruppenträger passt. Der Eingang ist ein rechteckiger D-Band-Hohlleiter. Als Zwischenfrequenz Ausgang und als Eingang für das Lokaloszillatorsignal wurde eine SMA-Buchse gewählt. Der Synthesegenerator SMR20 von Rohde & Schwarz ist bereits ein 19-Zoll-Gerät, so dass dieser direkt in einen 19-Zoll-Schrank gestellt werden kann. Der Verstärker, der den nötigen Pegel für den Verdreifacher zur Verfügung stellt, wurde samt Spannungsversorgung in einer eigenen Kassette aufgebaut (siehe auch Abschnitt 5.3).

## 4. Lokaloszillatoren

Im Frequenzmesssystem werden nach dem Konzept aus Abschnitt 2.4.2 zwei Frequenzumsetzungen durchgeführt. Der erste Mischvorgang dient der Konvertierung des Eingangssignals, das zwischen 100 GHz und 175 GHz liegt, in den Zwischenfrequenzbereich von 100 MHz bis 18 GHz. Der zweite Mischvorgang wird für die Modulationsanalyse notwendig, da der Frequenz-Zeitintervall-Analysator nur einen Ausschnitt aus dem Zwischenfrequenzbereich abdeckt. Hier wird ein Ausschnitt des Zwischenfrequenzbandes bis 18 GHz auf eine zweite Zwischenfrequenzebene herabgesetzt, die eine maximale Frequenz von 2,5 GHz hat. In beiden Fällen werden Synthesegeneratoren von Rohde & Schwarz mit einem Frequenzbereich von 1 GHz bis 20 GHz als Lokaloszillatoren eingesetzt.

### 4.1. Rohde & Schwarz SMR20

Der Synthesegenerator SMR20 von Rohde & Schwarz eignet sich hervorragend als Lokaloszillator, da er den notwendigen Frequenzbereich abdeckt und für die zweite Mischung bereits ausreichend Pegel zur Verfügung stellt. Ein stabiles und in weiten Grenzen abstimmbares Ausgangssignal wird durch die Anbindung des Ausgangssignals mittels einer Phasenregelschleife an einen hochstabilen Referenzoszillator<sup>1</sup> erreicht. In der Grundausstattung ist der SMR20 ein pulsmodulierbarer CW-Generator. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 1 GHz bis 20 GHz. Durch eine Option ist der Frequenzbereich nach unten hin bis 10 MHz erweiterbar. Durch weitere Optionen kann er zum kompletten AM-/FM-Signalgenerator sowie zum Synthesized-Sweep-Generator ausgebaut werden. Das Ausgangssignal des SMR20 besitzt eine hervorragende spektrale Reinheit, das bedeutet niedriges Einseitenband-Phasenrauschen und hohen Nebenwellenabstand. Die frequenzgangkorrigierte Pegelregelung sorgt für einen exakten und stabilen Ausgangspegel, der mit hoher Auflösung einstellbar ist. Die Frequenzauflösung ist 1 kHz, optional 0,1 Hz, im gesamten Frequenzbereich. Die Steuerung über GPIB oder RS-232 ermöglicht den ferngesteuerten Betrieb. Nachfolgend sind die wichtigsten Fakten aus dem Datenblatt der beiden eingesetzten Modelle aufgelistet:

- Frequenzbereich: 1 GHz bis 20 GHz.
- Referenzfrequenz: 10 MHz, Alterung  $< 10^{-9}$ /Tag.
- Spektrale Reinheit: Harmonische  $< -55$  dBc, Subharmonische  $< -65$  dBc.
- Einseitenband-Phasenrauschen:  $< -83$  dBc ( $f = 10$  GHz, Trägerabstand 10 kHz).
- Maximaler Ausgangspegel:  $> 10$  dBm.

---

<sup>1</sup>Ein temperaturgesteuerter Quarzoszillator kommt hier zum Einsatz (oven controlled crystal oscillator, OCXO).

- Minimaler Ausgangspegel:  $-20$  dBm.
- Ausgangsimpedanz:  $50 \Omega$ .
- Frequenzraster:  $1$  kHz.

Für den ersten Mischprozess, der im Frontend stattfindet, wird ein Eingangssignal in den Verdreifacher des Abwärtsmischers von  $13,1$  GHz bis  $17,3$  GHz mit einem Pegel von  $21,7$  dBm benötigt. Dieser Frequenzbereich ist lediglich ein Ausschnitt dessen, was der Synthesegenerator liefern kann. Hingegen ist die Ausgangsleistung des SMR20 nicht ausreichend. Daher wird ein breitbandiger Verstärker (siehe Abschnitt 5.3) zwischengeschaltet, der den nötigen Pegel zur Verfügung stellt.

Der zweite Mischprozess ist für die Modulationsanalyse notwendig. Der hier eingesetzte SMR20 wird direkt mit dem Lokaloszillatoreingang des Mischers verbunden. Die Lokaloszillatorfrequenz des Mischers kann zwischen  $2$  GHz und  $20$  GHz liegen. Der Pegel ist auf  $10$  dBm festgelegt. Dies liegt innerhalb der Spezifikationsgrenzen des Gerätes.

Die Einstellungen werden über die Steuerungssoftware vorgenommen. Dazu sind beide Synthesegeneratoren über den GPIB-Bus mit einem Computer verbunden. Dies wird in Kapitel 8 detailliert beschrieben.

Eine detaillierte Beschreibung der Spezifikationen, Bedienungsanleitung und Dokumentation der GPIB-Befehle findet sich in [19].

## 5. Verstärker

In diesem Kapitel werden die Verstärker beschrieben, die im Blockschaltbild des Frequenzmesssystems (Bild 2.3) enthalten sind. Zwei der drei Verstärker sind mit einem Frequenzbereich von 100 MHz bis 18 GHz äußerst breitbandig. Sie verstärken beide das Ausgangssignal des Frontends, das als Zwischenfrequenzband bezeichnet wird. Der dritte Verstärker dient zur Verstärkung des Signals, das vom Synthesegenerator kommt und dem Frontend als Lokaloszillatorsignal eingespeist wird.

### 5.1. Zwischenfrequenzverstärker

Als Zwischenfrequenzverstärker wird der Verstärker bezeichnet, der in der Signalkette unmittelbar auf das Frontend folgt. Er hat die Besonderheit, dass er zwei Ausgänge besitzt. Der eine Ausgang versorgt das Filterbank-Spektrometer, der andere die Modulationsanalyse. Neben den zwei Ausgängen zeichnet sich der Verstärker durch seine Breitbandigkeit und hohe Verstärkung mit kleinem Frequenzgang aus. Dieser Verstärker ist von Miteq und trägt die Bezeichnung AFPD44-00102000-50. Im Datenblatt sind folgende Angaben gemacht:

- Frequenzbereich: 100 MHz bis 20 GHz.
- Verstärkung: 32 dB.
- Frequenzabhängigkeit der Verstärkung:  $\pm 3$  dB.
- Maximale Rauschzahl: 5 dB.
- Maximales Stehwellenverhältnis: 2,5 : 1.
- Ausgangsleistung bei 1 dB Kompression: 10 dBm.
- Nominale Stromaufnahme bei 15 V: 400 mA.

Die Messung der Anpassung deutet, wie Bild 5.1 zeigt, bereits auf einen äußerst breitbandigen Verstärker hin. Über die gesamte Messbandbreite bis 22 GHz ist die Reflexion am Eingang kleiner als  $-10$  dB. In großen Bereichen ist die Reflexion allerdings nicht wesentlich besser als besagte 10 dB, die einem Stehwellenverhältnis von 2:1 entsprechen. Daraus ergibt sich die Problematik, dass das vom Eingang reflektierte Signal nicht vernachlässigt werden kann, da die Amplitude noch immer relativ groß ist. Um dem entgegen zu wirken, ist die Anpassung zu verbessern. Im Idealfall realisiert man ein Anpassungsnetzwerk verlustfrei, d.h. mit Kapazitäten, Induktivitäten und Leitungen, jedoch nicht mit Widerständen. Bei einer breitbandigen Schaltung wie diesem Verstärker ist dies jedoch sehr komplex oder kaum realisierbar, deshalb wurde von Seiten des Herstellers darauf verzichtet. Eine einfach zu realisierende Maßnahme, um die Anpassung

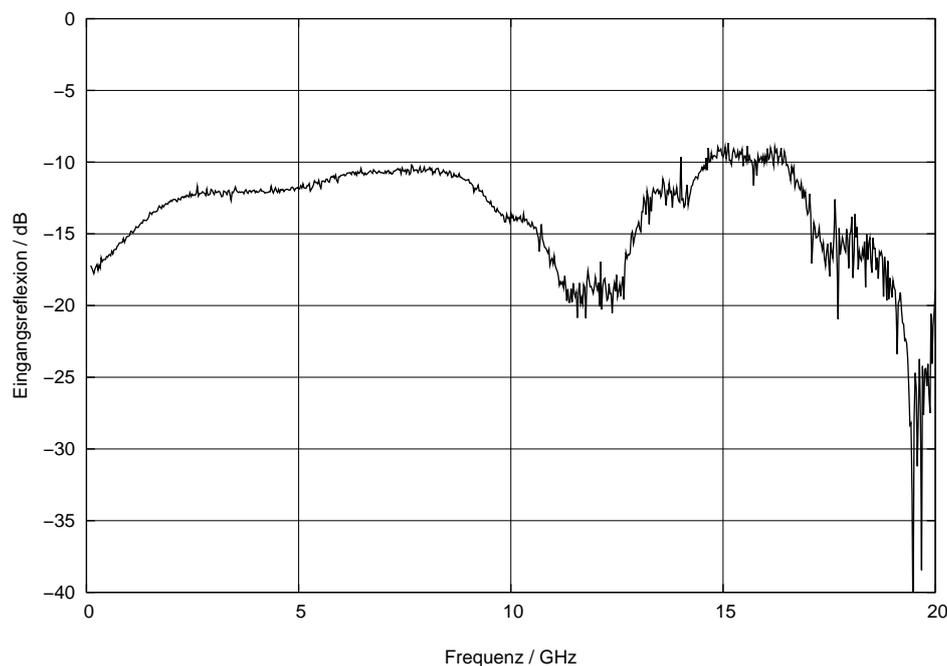


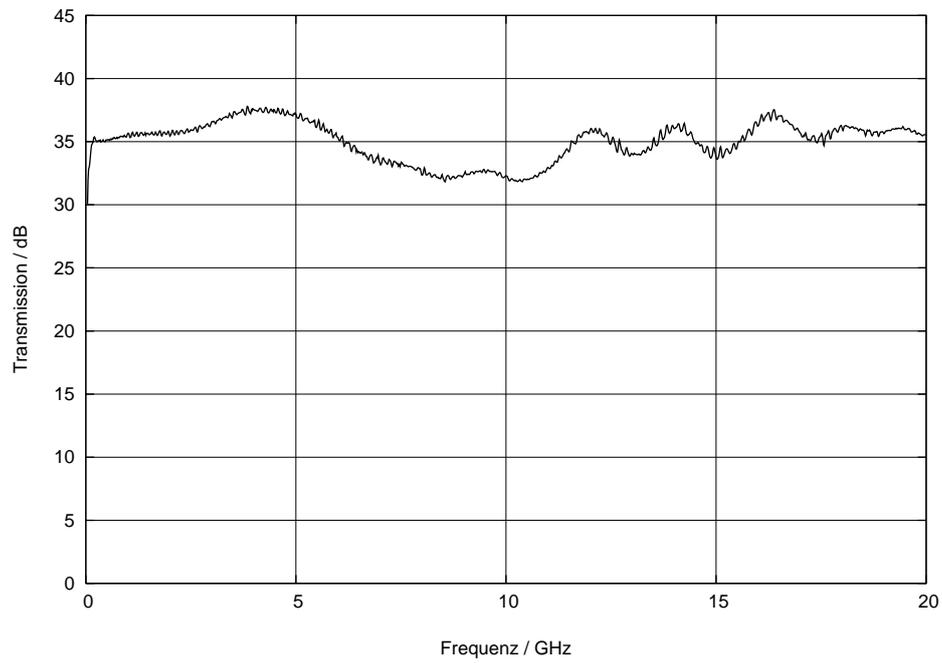
Bild 5.1.: Gemessene Eingangsreflexion des Zwischenfrequenzverstärkers Miteq AFPD44-00102000-50.

zu verbessern, ist das Vorschalten eines Dämpfungsgliedes. Dieses dämpft das Eingangssignal wie auch das reflektierte. Da das reflektierte Signal das Dämpfungsglied doppelt durchläuft, verdoppelt sich seine Dämpfung. Die Anpassung verbessert sich dadurch um den doppelten Betrag der Dämpfung. Nachteil ist die Dämpfung des Eingangssignals. Das ergibt nicht nur eine Verstärkungsabnahme, sondern auch die Abnahme der Empfindlichkeit. Die Rauschzahl der Serienschaltung aus Dämpfungsglied und Verstärker nimmt um die Größen der Dämpfung zu. Im Frequenzmesssystem steht die Empfindlichkeit nicht im Vordergrund, da vom Gyrotron genügend Leistung zur Verfügung steht; somit kann ein Dämpfungsglied, sogar vor der ersten Verstärkerstufe, eingesetzt werden, sofern das Signal zu Rauschverhältnis noch eine weitere Verarbeitung erlaubt.

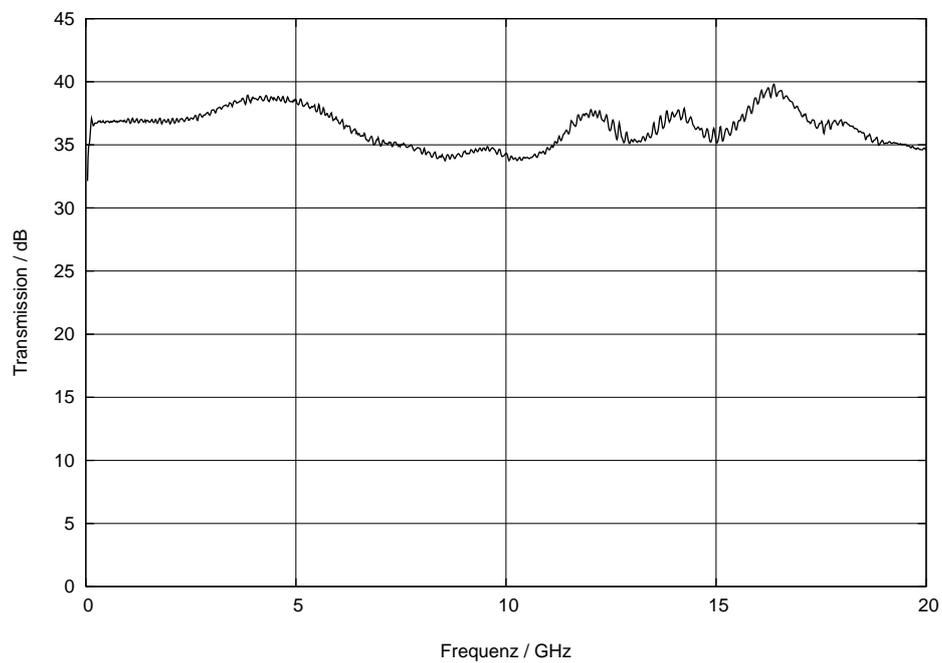
Die gemessene Transmission des Verstärkers ist für beide Ausgangstore getrennt in Bild 5.2 dargestellt. Die zwei Messungen wurden jeweils aufgenommen, während das andere Tor mit  $50\ \Omega$  abgeschlossen war. Die Frequenzgänge der beiden Ausgangstore unterscheiden sich nur geringfügig voneinander. Die Verstärkung liegt bis über 20 GHz oberhalb der im Datenblatt angegebenen 32 dB. Der Verstärker erreicht eine maximale Verstärkung von 39 dB und liegt damit oberhalb des 6 dB breiten Toleranzbandes. Trotz der höheren Verstärkung erfüllt er die Anforderungen an das Frequenzmesssystem.

## 5.2. Filterbanktreiber

Der Verstärker, der das Signal direkt vor der Filterbank anhebt, wird hier als Filterbanktreiber bezeichnet. Seine Aufgabe ist es, einen ausreichenden Eingangspegel für das



(a) Ausgangstor 1.



(b) Ausgangstor 2.

Bild 5.2.: Gemessene Transmission des Zwischenfrequenzverstärkers Miteq AFPD44-00102000-50.

Filterbank-Spektrometer zur Verfügung zu stellen. Die Anforderung ist, dass die Detektordioden entsprechend angesteuert werden können. Ausgewählt wurde wiederum ein Verstärker von Miteq. Das Datenblatt des AMF-3D-001180-70-20P gibt folgende Auskunft:

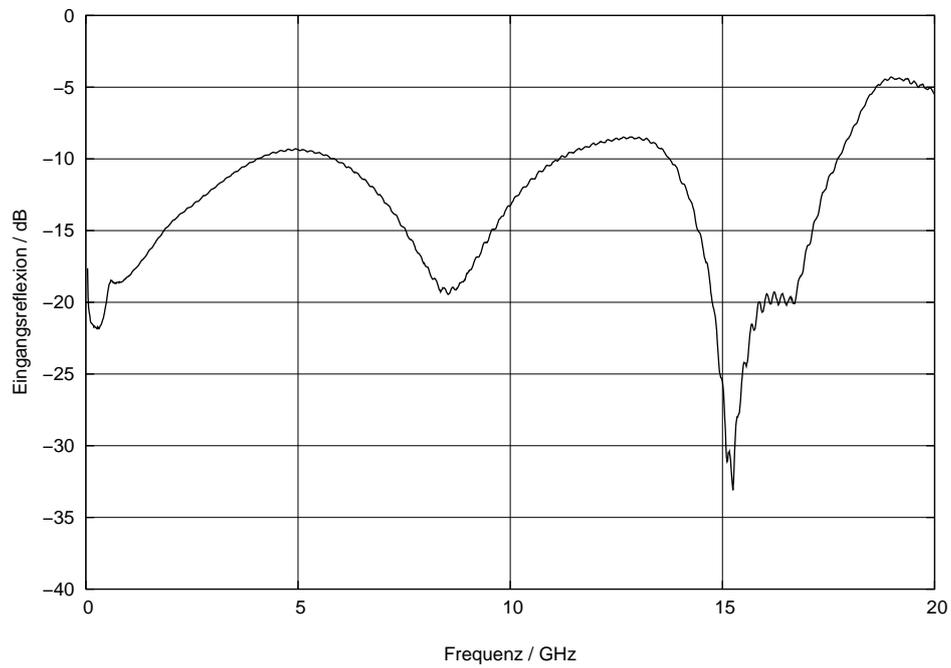
- Frequenzbereich: 100 MHz bis 18 GHz.
- Verstärkung: 14 dB.
- Frequenzabhängigkeit der Verstärkung:  $\pm 2$  dB.
- Maximale Rauschzahl: 7 dB.
- Maximales Stehwellenverhältnis: 2,5 : 1.
- Minimale Ausgangsleistung: 20 dBm.
- Nominale Stromaufnahme bei 12 V: 295 mA.

Bild 5.3 gibt die Messung von Reflexion und Transmission wieder. Die Anpassung des Eingangs des Filterbanktreibers ist, verglichen mit dem Zwischenfrequenzverstärker, schlechter. Mit einem Minimum von 9 dB Rückflussdämpfung hält er die Spezifikation ein. Die Welligkeit ist deutlich größer. Auch hier ist es unerlässlich, ein Dämpfungsglied zur Verbesserung der Anpassung am Eingang vorzuschalten. Die gemessene Transmission, die in Bild 5.3(b) dargestellt ist, hat eine deutlich geringere Schwankung als die des Zwischenfrequenzverstärkers. Mit einer Verstärkung von 21 dB am Anfang des Bandes und 19 dB bei 18 GHz ist diese deutlich höher als im Datenblatt angegeben.

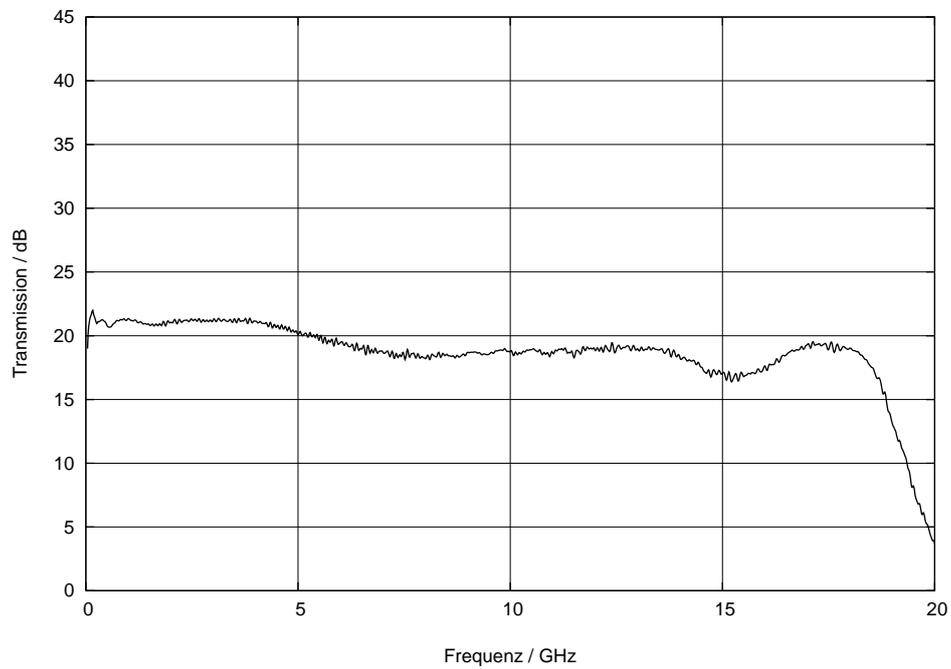
### 5.3. Lokaloszillatortreiber

Der Verdreifacher im Frontend benötigt einen Pegel von 21,7 dBm; hingegen ist der als Lokaloszillator genutzte Synthesegenerator nur bis 10 dBm spezifiziert. Somit muss das Ausgangssignal des Synthesegenerators noch um mindestens 12 dB verstärkt werden. Dies übernimmt der Lokaloszillatortreiber, der den Verstärker mit der Bezeichnung AMF-3B-120180-50-25P von Miteq enthält. Folgende Daten sind im Datenblatt aufgeführt:

- Frequenzbereich: 12 GHz bis 18 GHz.
- Verstärkung: 15 dB.
- Frequenzabhängigkeit der Verstärkung:  $\pm 1$  dB.
- Maximale Rauschzahl: 5 dB.
- Maximales Stehwellenverhältnis: 2 : 1.
- Minimale Ausgangsleistung: 25 dBm.
- Nominale Stromaufnahme bei 15 V: 580 mA.



(a) Eingangsreflexion.



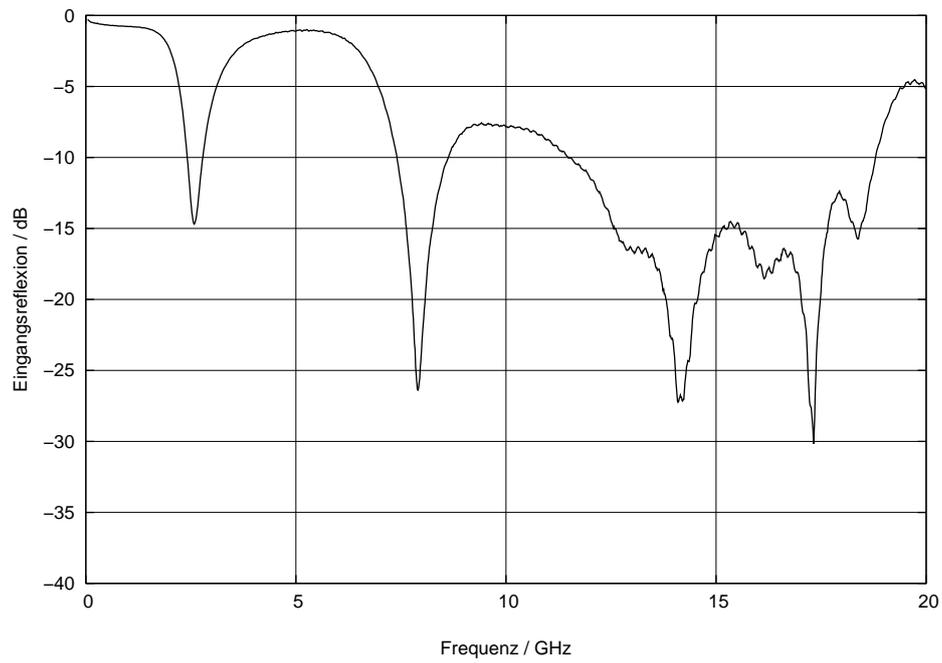
(b) Transmission.

Bild 5.3.: Gemessene Kennlinien des Filterbanktreibers Miteq AMF-3D-001180-70-20P.

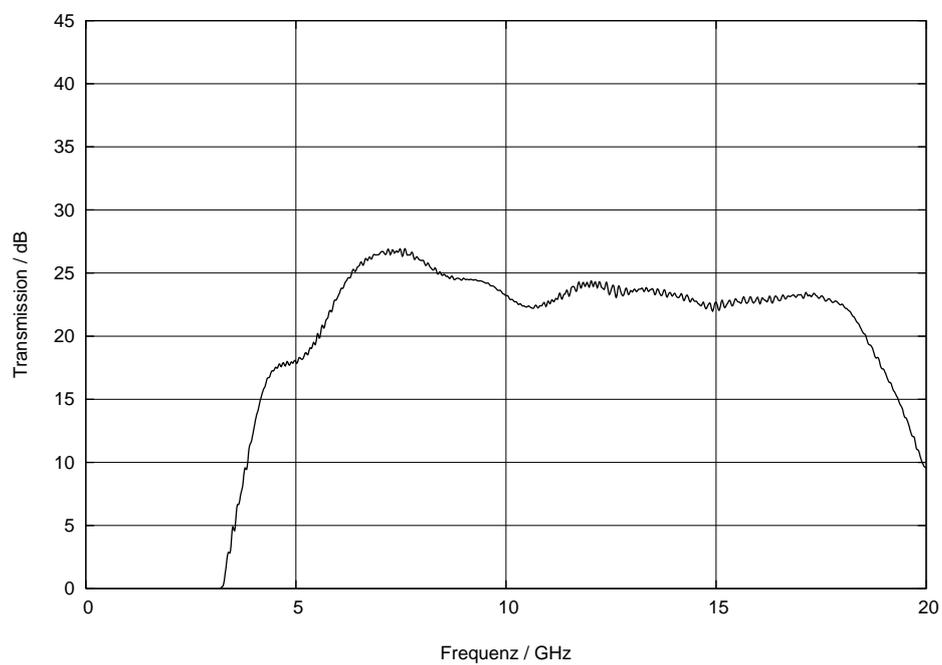
Da der Lokaloszillator für den Mischer im Frontend nur im Ku-Band abgestimmt werden muss, kann ein Verstärker mit einer wesentlich geringeren Bandbreite als die beiden oben dargestellten verwendet werden. Die in Bild 5.4(a) dargestellte Eingangsreflexion hat eine starke Frequenzabhängigkeit. Im Frequenzbereich zwischen 12 GHz und 18 GHz ist die Rückflussdämpfung besser als 12 dB. Da der Signalgenerator, der diesen Verstärker speist, eine schnell ansprechende Abschaltautomatik hat, sobald eine große Fehlanpassung vorliegt, ist auch hier zur Verbesserung der Anpassung ein Dämpfungsglied vorzuschalten. Die Transmissionskurve in Bild 5.4(b) zeigt einen weiten Bereich, in dem der Verstärker mehr als 20 dB Verstärkung hat. Im Spezifikationsbereich beträgt die Verstärkung 24 dB in einem Toleranzband von 3 dB.

## 5.4. Mechanischer Aufbau

Die Verstärker sind alle drei gleichartig als Module aufgebaut. Die Kassette enthält neben dem Verstärker ein Netzteil. Dieses ist konventionell mit Ringkerntransformator, Gleichrichtung und einer Spannungsregelung aufgebaut. Da die Verstärker selbst nur über eine geringe Fläche verfügen und im Betrieb trotz der Montage auf einem Kühlblech über 40 °C heiß werden, ist eine aktive Kühlung mittels Lüfter auf der Gehäuserückseite notwendig. An der Frontplatte befinden sich SMA-Buchsen für den Ein- und Ausgang des Verstärkers. Diese sind intern mit dem Verstärker durch RG-402-Koaxialkabel verbunden.



(a) Eingang Reflexion.



(b) Transmission.

Bild 5.4.: Gemessene Kennlinien des Lokaloszillatortreiber Miteq AMF-3B-120180-50-25P.

## 6. Filterbank-Spektrometer

Zur grobauflösenden, breitbandigen Frequenzmessung wird ein Filterbank-Spektrometer eingesetzt. Nach der prinzipiellen Beschreibung in Abschnitt 2.3.6 werden in diesem Kapitel der Entwurf und der Aufbau des neuen Moduls dargelegt. Es besteht aus drei Multiplexern, die die Bänder selektieren, Detektordioden, die breitbandig an den Ausgängen der Multiplexer das Signal detektieren, und Verstärkern, die die Diodenausgangsspannung verstärken, damit diese anschließend auf einem Speicheroszilloskop dargestellt werden können.

### 6.1. Konzept

Das Filterbank-Spektrometer wird hier eingesetzt, da es eine Messung der gesamten Messbandbreite in Echtzeit ermöglicht. Das Eingangssignal wird in aneinander angrenzende Bänder aufgeteilt. Dies kann mit Bandpassfiltern realisiert werden, wie es in Bild 6.1 für vier Bandpässe darstellt ist.

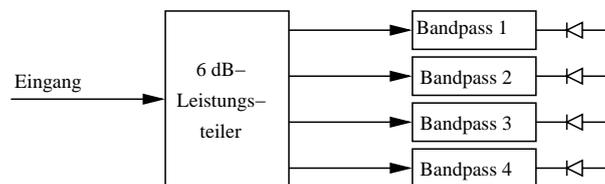


Bild 6.1.: Filterbank mit Bandpassfiltern.

Dazu muss das Eingangssignal durch Leistungsteiler aufgeteilt werden. Je mehr Filter die Filterbank enthält, desto geringer ist die Leistung, die am einzelnen Filter ankommt, da bei jeder Verzweigung die Leistung zu gleichen Teilen auf die Zweige aufgeteilt wird. Ein weiteres Problem ergibt sich durch die Anpassung der Bandpassfilter. Im Durchlassbereich haben sie eine Anpassung von besser als 10 dB Rückflussdämpfung, im Sperrbereich reflektieren sie jedes Signal. Wenn nun ein Signal am Eingang der Filterbank anliegt, wird es durch den Leistungsteiler aufgeteilt und trifft an jedem Ausgangstor des Leistungsteilers auf ein Bandpassfilter. Das Filter, welches für die Eingangsfrequenz im Durchlassbereich ist, reicht das Signal an den Ausgang weiter. Alle anderen Filter reflektieren das Signal zurück zum Leistungsteiler. Dieses teilt sich auf die anderen Zweige des Leistungsteilers auf und wird an den Filtern, die im Sperrbereich liegen, wieder reflektiert. Dies wiederholt sich, bis die Leitungsdämpfung das Signal vernichtet hat. Wenn das Signal nach Reflexionen zu dem Filter kommt, das im Durchlassbereich ist, wird es dort — bezogen auf das nicht an einem Filter reflektierte Signal — verzögert detektiert werden. Bei der Detektion von Pulsen können durch die Laufzeitverlängerung des

mehrfach reflektierten Signals Phantomsignale entstehen. Ist die Pulszeit kleiner als die Laufzeit, trifft der mehrfach reflektierte Anteil erst am Detektor ein, wenn bereits kein Eingangssignal mehr anliegt. Die Nachteile dieser Anordnung sind die sich ausbildenden stehenden Wellen und die hohe Dämpfung der Pfade, die zu einer Unempfindlichkeit des Systems führt. Um dies zu umgehen, werden hier Multiplexer eingesetzt. Sie kombinieren die Leistungsteilung mit der Filterung. Anschaulich lassen Multiplexer sich als Weichen für Frequenzen vorstellen. Je nach anliegender Frequenz wird das Signal an den entsprechenden Ausgang durchgereicht. Die Dämpfung unterscheidet sich nicht wesentlich von der eines Bandpassfilters und ist somit deutlich geringer als die Dämpfung von Leistungsteiler und Bandpassfilter zusammen. Der für dieses Spektrometer gewählte Aufbau besteht aus zwei Triplexern und einem Quintuplexer, wie in Bild 6.2 dargestellt.

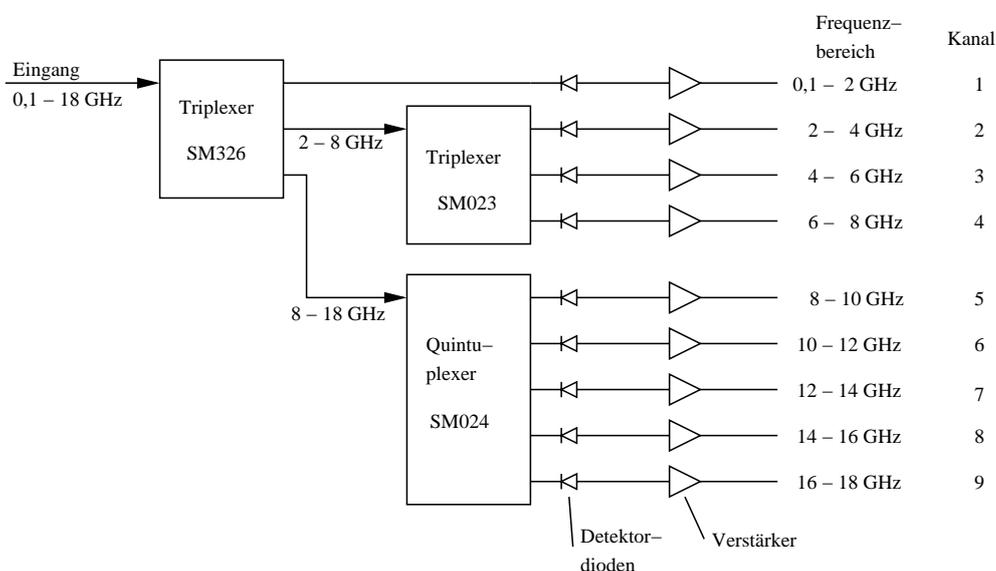


Bild 6.2.: Aufbau des Filterbank-Spektrometers mit Multiplexern.

Der erste Triplexer hat einen Eingangsfrequenzbereich von 100 MHz bis 18 GHz, der in folgende drei Frequenzbereiche aufgeteilt wird:

- 100 MHz bis 2 GHz,
- 2 GHz bis 8 GHz und
- 8 GHz bis 18 GHz.

Das erste Band stellt direkt das erste Ausgangsband dar. Das zweite Band wird durch den zweiten Triplexer ein weiteres Mal gedrittelt. Es ergeben sich folgende Frequenzbereiche:

- 2 GHz bis 4 GHz,
- 4 GHz bis 6 GHz und
- 6 GHz bis 8 GHz.

Das dritte Band des ersten Triplexers wird durch den Quintuplexer in fünf Bänder unterteilt. Die Frequenzbereiche am Ausgang sind:

- 8 GHz bis 10 GHz,
- 10 GHz bis 12 GHz,
- 12 GHz bis 14 GHz,
- 14 GHz bis 16 GHz und
- 16 GHz bis 18 GHz.

Dieses Konzept bietet neun Bänder, von denen acht eine Bandbreite von 2 GHz und das unterste eine Bandbreite von 1,9 GHz hat. Für das Filterbank-Spektrometer ist eine Auflösungsbandbreite von 2 GHz ausreichend, da das Spektrum eines Bandes durch die Modulationsanalyse genau ausgewertet werden kann.

An jedem Ausgang der Multiplexer ist eine breitbandige Detektordiode angeschlossen. Wenn ein hochfrequentes Signal anliegt, erscheint am Diodenausgang eine Gleichspannung. Jedes an die Diode angeschlossene Kabel wirkt als kapazitive Last, das wie jede Kapazität geladen und wieder entladen wird. Dies führt zu Verschleifungen der Anstiegs- und Abfallflanken eines jeden Pulses, die sich mit größeren Kabellängen wegen der höheren Kapazität stärker auswirken. Daher wird das Kabel möglichst kurz gehalten. Um dennoch das Diodensignal an einem anderen Ort dazustellen, ist der Einsatz eines Leitungstreibers notwendig. Es handelt sich hierbei um einen Operationsverstärker, der speziell für das Ansteuern von kapazitiven Lasten konzipiert ist. Die Funktion besteht nicht nur im schnellen Laden der Leitungskapazität, sondern auch im ebenso schnellen Entladen dieser Kapazität. Ein solcher Verstärker ist am Ausgang jeder Diode notwendig, da sich die Speicheroszilloskope, die jeden Kanal des Filterbank-Spektrometers anzeigen, einige Meter von den Dioden entfernt befinden. Dieser Abstand wird durch Koaxialkabel überbrückt.

## 6.2. Multiplexer

Die Multiplexer sind jeweils als eigenes Modul mit SMA-Buchsen ausgeführt. Es handelt sich hierbei um eine Sonderanfertigung der Firma Filtronic. Gewählt wurde die Suspended-Substrate-Technologie<sup>1</sup>, um sehr steiflankige Filter auf kleinem Raum zu realisieren.

Im Folgenden werden die Messungen der einzelnen Multiplexer und der nach Bild 6.2 kaskadierten Multiplexer diskutiert. Die Messungen wurden alle mit einem Dynamikumfang von über 60 dB durchgeführt, um die hohe Selektivität der Multiplexer herauszustellen.

Bild 6.3 zeigt die Transmission des ersten Triplexers (SM326). Die Filterkurven zeigen eine sehr geringe Dämpfung im Durchlassbereich. Der Bereich bis 2 GHz ist als Tiefpassfilter ausgeführt. Der Frequenzbereich von 2 GHz bis 8 GHz ist der sich anschließende

---

<sup>1</sup>Streifenleitung auf einem Substrat, die voll geschirmt ist.

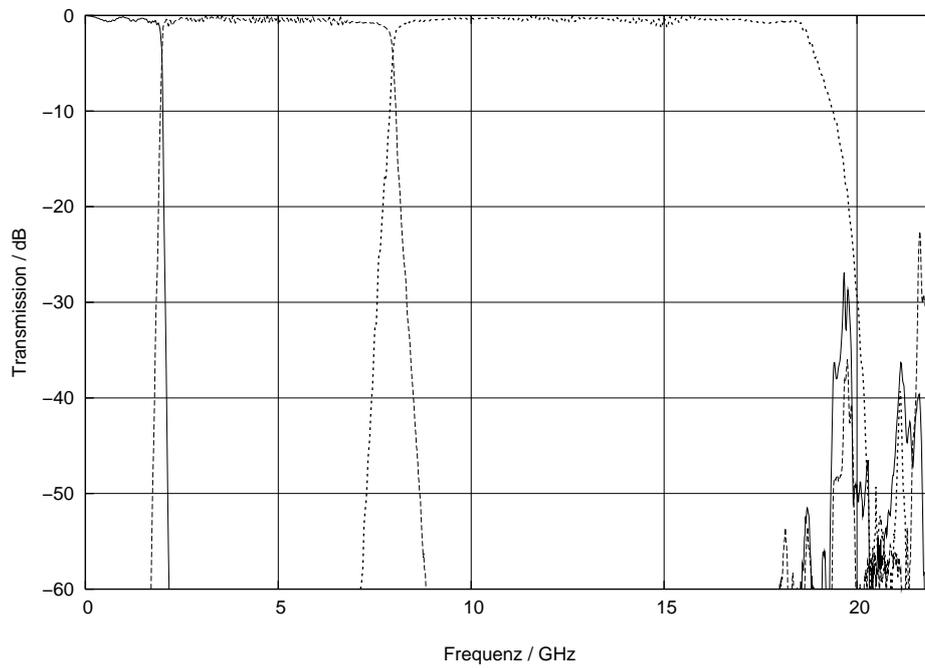


Bild 6.3.: Messung der Durchlassbereiche des Triplexers SM326.

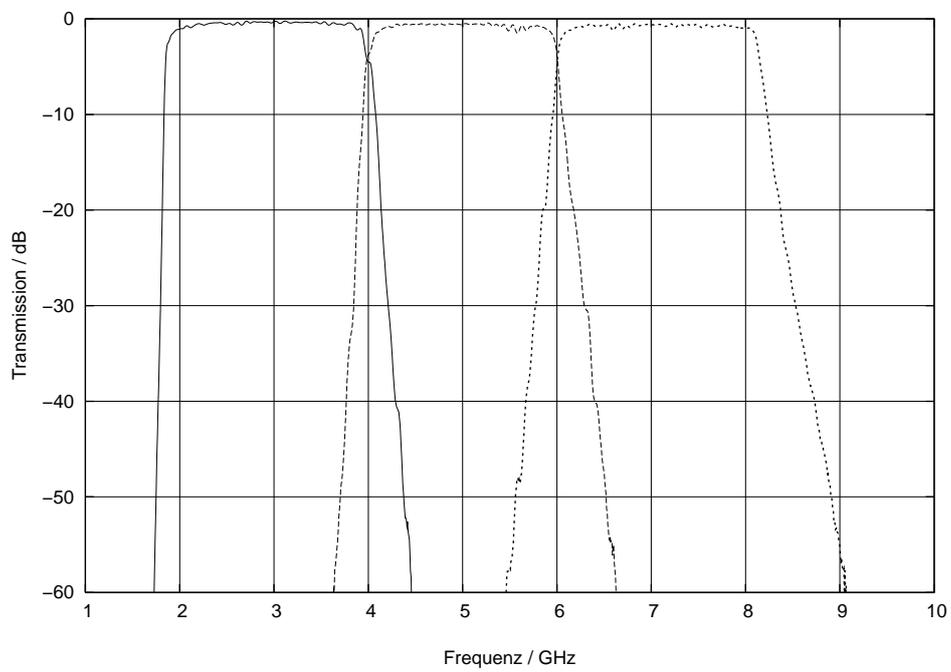


Bild 6.4.: Messung der Durchlassbereiche des Triplexers SM023.

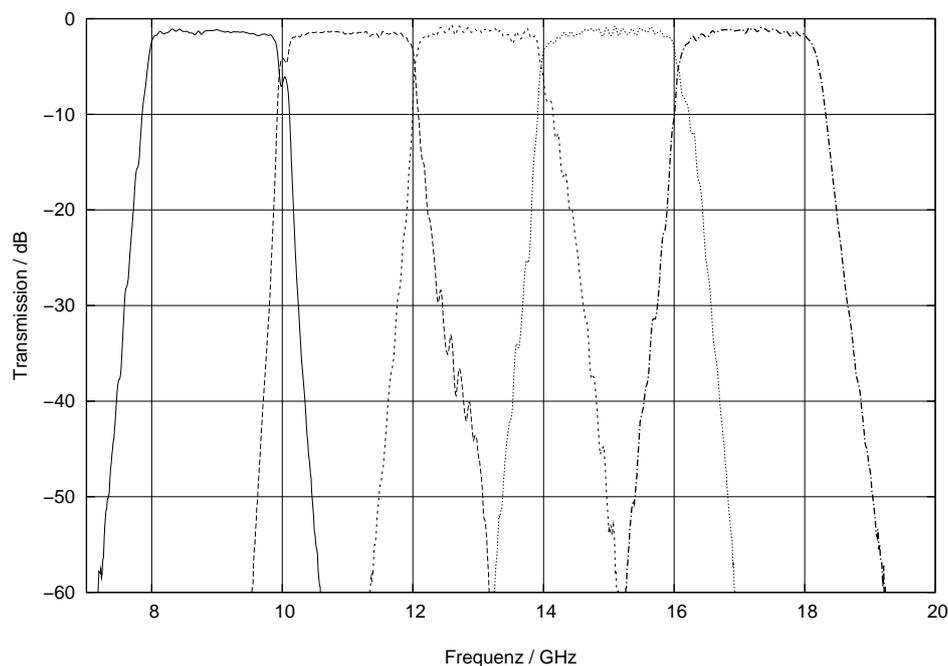


Bild 6.5.: Messung der Durchlassbereiche des Quintuplexers SM024.

Bandpassbereich. Der größte Bereich ist zwischen 8 GHz und 18 GHz. Hier fällt eine deutliche Welligkeit gegenüber den anderen Bändern auf. Weiter fällt auf, dass Frequenzen oberhalb von 17,5 GHz auf den Ausgangstoren der beiden ersten Frequenzbänder eine Isolation von teilweise nur 25 dB haben. Das führt zum verrundeten Verlauf der Filterflanke des dritten Frequenzbereichs.

Die Transmissionsmessung des zweiten Triplexers (SM023) ist in Bild 6.4 dargestellt. Alle drei Bandpassbereiche haben ähnlich wie bei erstgenanntem Triplexer nur eine geringe Dämpfung. Es fällt auf, dass die Filterkurve des Bereichs von 6 GHz bis 8 GHz zu höheren Frequenzen nicht so steil abfällt wie die Kurven der anderen Filter. Dies wirkt sich jedoch nicht auf die Filterkurve der kaskadierten Multiplexer aus, da sich diese Kurve mit der Filterkurve des ersten Triplexers (SM326) überlappt und damit dominiert.

Bild 6.5 repräsentiert die Transmissionsmessung des Quintuplexers (SM024). Alle Frequenzbereiche haben eine deutlich höhere Durchgangsdämpfung als diejenigen der Triplexer, da die Frequenz deutlich höher ist. Auch ist der Durchlassbereich nicht ganz so eben. Dies führt zu einem Frequenzgang, der sich an der Detektorspannung allerdings nur unwesentlich auswirkt.

In Bild 6.6 ist die Durchlasskurve der nach Bild 6.2 aufgebauten Multiplexerbank dargestellt. Die Filterkurven der Einzelfilter unterscheiden sich nur durch die Durchgangsdämpfung von denen der kaskadierten Multiplexer. Daran läßt sich zeigen, dass die Eckfrequenzen des ersten Triplexers sehr gut auf die Eckfrequenzen der nachfolgenden abgestimmt sind. Des Weiteren fällt auf, dass das erste Band eine deutlich geringere Dämpfung als die übrigen besitzt. Dies rührt daher, dass dieser Frequenzbereich nur den

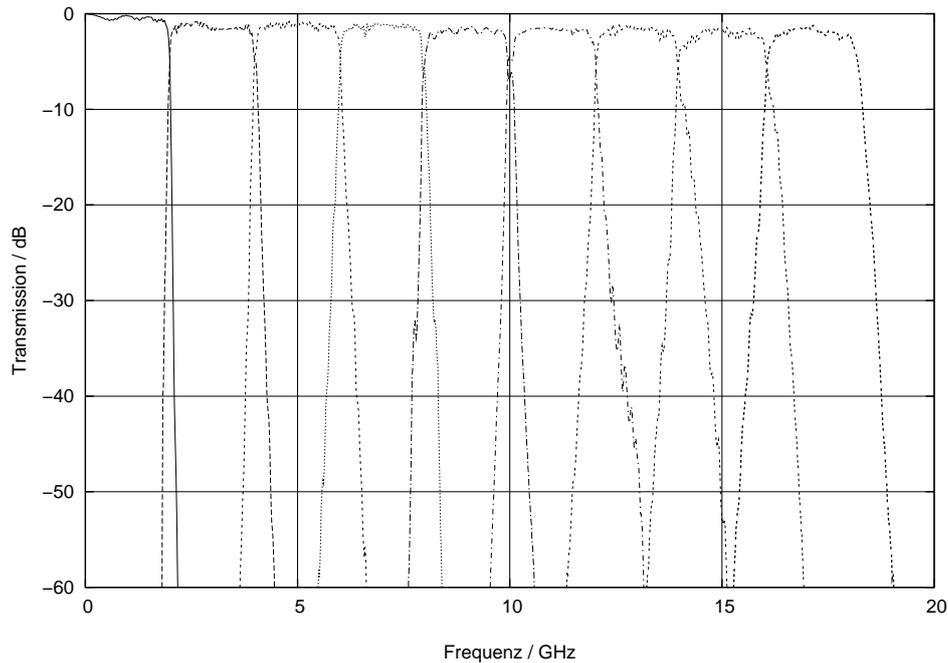


Bild 6.6.: Messung der Durchlassbereiche der nach Bild 6.2 aufgebauten Multiplexer.

ersten Triplexer durchläuft. Wie erwartet, hat sich die hohe gegenseitige Selektion der einzelnen Bänder nach dem Zusammenschalten erhalten.

Für das Filterbank-Spektrometer ist es sehr wichtig, dass jeder einzelne Kanal eine hohe Selektivität hat. Als Aussage über die Güte von Filtern wird der Formfaktor (shape factor) herangezogen. Er ist wie folgt definiert:

$$\text{Formfaktor} = \frac{BW_{-60\text{ dB}}}{BW_{-6\text{ dB}}}$$

$BW_{-60\text{ dB}}$  Bandbreite des Bandpassfilters bei einer Filterdämpfung von 60 dB

$BW_{-6\text{ dB}}$  Bandbreite des Bandpassfilters bei einer Filterdämpfung von 6 dB

In Tabelle 6.1 sind die 6 dB-Bandbreite, die 60 dB-Bandbreite und die Formfaktoren der Bandpassfilter zusammengefasst. Bis auf das Bandpassfilter von 12 GHz bis 14 GHz sind alle Formfaktoren kleiner als 1,75. Dies ist ein exzellenter Wert. Der deutlich größere Formfaktor des siebten Bandes lässt sich ebenfalls in Bild 6.6 durch das zu kleineren Transmissionswerten hin stark aufweitende Filter erkennen.

Bild 6.7 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor der zusammenschalteten Multiplexer. Über den gesamten Frequenzbereich bis 18 GHz ist der Reflexionsfaktor größer als 9 dB. Sehr auffällig ist der ungleichmäßige Verlauf. Die Minima und Maxima weisen auf Unstetigkeitsstellen im Multiplexer hin.

Frequenz	6 dB-Bandbreite	60 dB-Bandbreite	Formfaktor
2– 4 GHz	2,05 GHz	2,6 GHz	1,27
4– 6 GHz	2,05 GHz	2,98 GHz	1,45
6– 8 GHz	1,95 GHz	2,93 GHz	1,50
8–10 GHz	1,98 GHz	2,97 GHz	1,50
10–12 GHz	2,08 GHz	3,62 GHz	1,74
12–14 GHz	1,94 GHz	3,81 GHz	1,96
14–16 GHz	2,11 GHz	3,72 GHz	1,76
16–18 GHz	2,17 GHz	3,77 GHz	1,74

Tabelle 6.1.: Bandbreiten und Formfaktoren der einzelnen Bandpassfilter.

### 6.3. Detektoren

An jedem Ausgangstor der Multiplexer folgt ein Detektor. Dieser detektiert breitbandig den anliegenden Pegel. Ausgewählt wurden Schottky-Dioden-Detektoren von Herotek. Nachfolgend sind die wichtigsten Daten des Detektors mit der Bezeichnung DZM185AB aufgelistet:

- Frequenzbereich: 100 kHz bis 40 GHz.
- VSWR 1,5:1.
- Maximale Eingangsleistung 200 mW.
- Flacher Frequenzgang.
- Hohe Empfindlichkeit.
- Keine Biasspannung erforderlich.

Das Gehäuse ist ein Zylinder, der als Eingang einen SMA-Stecker hat und als Ausgang eine BNC-Buchse. So lassen sich die Detektoren direkt an die SMA-Buchsen der Multiplexerausgänge montieren.

Bild 6.8 zeigt die Messung der Diodenausgangsspannung für Eingangsleistungen zwischen  $-20$  dBm und  $+20$  dBm. Die aufgetragene Messung wurde bei 10 GHz durchgeführt. Messungen anderer Frequenzen ergaben nur unwesentliche Unterschiede zu den hier dargestellten Kurven. Der quadratische Verlauf der Diodenkennlinie in diesem Spannungsbereich wird wiedergegeben. Eine Detektordiode hat das Entwicklungsziel in Grenzen eine möglichst frequenzunabhängige Kennlinie zu haben. Bei einer konstanten Ohm'schen Last, wie für die Messung vorausgesetzt, steigt die Spannung also quadratisch bis zu einer bestimmten Eingangsleistung. Der sich daran anschließende Verlauf ist linear. Bei einem kleineren Widerstand am Detektorausgang bedeutet dies eine kleinere Ausgangsspannung. Diese Aussage bestätigen auch die folgenden Messungen.

Die sich in Bild 6.8(a) ergebende Kurve setzt eine hochohmige Messung am Diodenausgang voraus. Es ergeben sich Ausgangsspannungen bis 2 V. Für die Messung, die in Bild 6.8(b) dargestellt ist, wurde der Diodenausgang zusätzlich mit  $100 \Omega$  belastet. Es

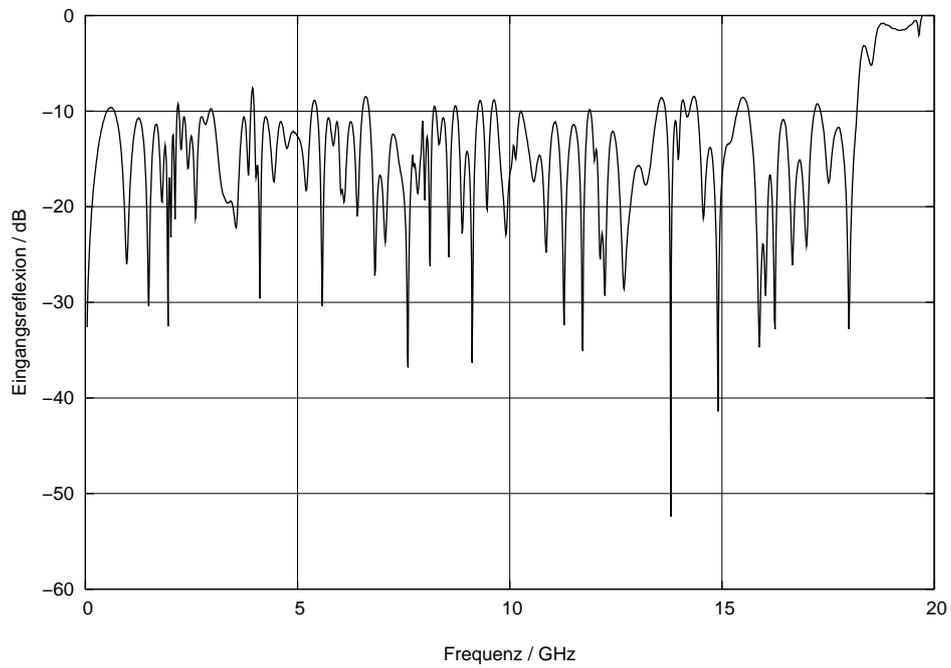
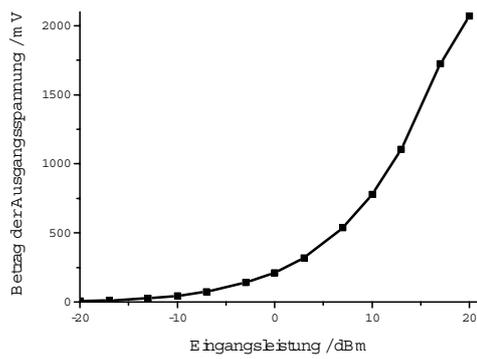
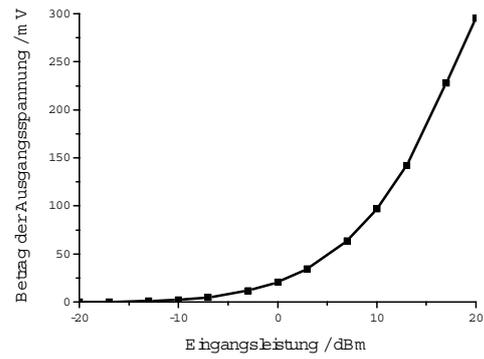


Bild 6.7.: Messung der Anpassung der Filterbank.



(a) unbelastet.



(b) belastet mit 100Ω.

Bild 6.8.: Gemessene Kennlinie des Diodendetektors DZM185AB (S/N 255652) bei 10 GHz.

ist deutlich zu erkennen, dass die Diodenspannung einbricht. Eine Belastung mit  $100\ \Omega$  entspricht der Eingangsimpedanz des im folgenden Abschnitt erläuterten Verstärkers.

## 6.4. Verstärker

Die Verstärker sind jeder Detektordiode nachgeschaltet. Ihre Aufgabe ist es, die Diodenspannung zu verstärken, den Ausgang der Detektordioden mit einer definierten Impedanz abzuschließen und damit die Messung unabhängig von der Kabellänge zu ermöglichen. Dies ist notwendig, da diese Spannung bei Belastung, wie oben gezeigt, kleiner wird. Des weiteren lässt sich ein größerer Spannungsunterschied am Oszilloskop wesentlich einfacher ablesen. Ein weiteres Problem stellt die Kabelkapazität dar. Beim Laden und Entladen einer Kapazität werden die Flanken eines Impulses abgerundet. Ein weiterer Nutzen der Verstärker, die auch Leistungstreiber genannt werden, ist, dass sie die Kabelkapazität schnell laden und ebenso schnell entladen, damit die Pulsform erhalten bleibt. Hierzu muss der Innenwiderstand des Operationsverstärkers klein sein, damit er in kurzer Zeit einen möglichst hohen Ausgangsstrom, um die Kapazität zu laden, zur Verfügung stellen kann.

Wichtige Daten bei der Wahl eines Operationsverstärkers sind neben der speziellen Auslegung als Leitungstreiber eine schnelle Anstiegszeit und ein großes Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt. Ausgewählt wurde der Schaltkreis LT1192 von Linear Technology, der folgende Eckdaten hat:

- Anstiegszeit:  $450\ \text{V}/\mu\text{s}$ .
- Bandbreite: 25 MHz.
- Verstärkungs-Bandbreite-Produkt: 350 MHz.
- Ausgangsstrom:  $\pm 50\ \text{mA}$ .
- Einschwingzeit: 90 ns zu 0,1%.
- Hohe Schleifenverstärkung (offen):  $100\ \text{V}/\text{mV}$ .

Dazu kommt noch die Möglichkeit, durch äußere Beschaltung einen Nullpunktgleich durchzuführen. Alle Spezifikationen können im Datenblatt [20] nachgelesen werden.

Bild 6.9 zeigt die realisierte Schaltung eines Leitungstreibers. Der LT1192 ist als rückgekoppelter Verstärker mit der Möglichkeit, ihn durch das Stecken einer Brücke als invertierend oder nicht-invertierend zu betreiben, aufgebaut. Die Widerstände dienen zum Einstellen des Verstärkungsfaktors, der sowohl für den invertierenden als auch den nicht-invertierenden Betrieb etwa zehn beträgt. Der Widerstand R6 terminiert das Koaxialkabel, das am Ausgang angeschlossen ist. Das Potentiometer dient zum Nullpunktgleich. Der Kondensator C1 kompensiert Überschwinger, die ohne ihn an den Flanken des Ausgangspulses, wie im Datenblatt beschrieben, auftreten würden. Da der Wert von  $0,5\ \text{pF}$  bereits sehr klein ist, musste er durch die Serienschaltung von zwei  $1\ \text{pF}$ -Kondensatoren realisiert werden. Auf einen Abgleich mit einem Trimmer wurde

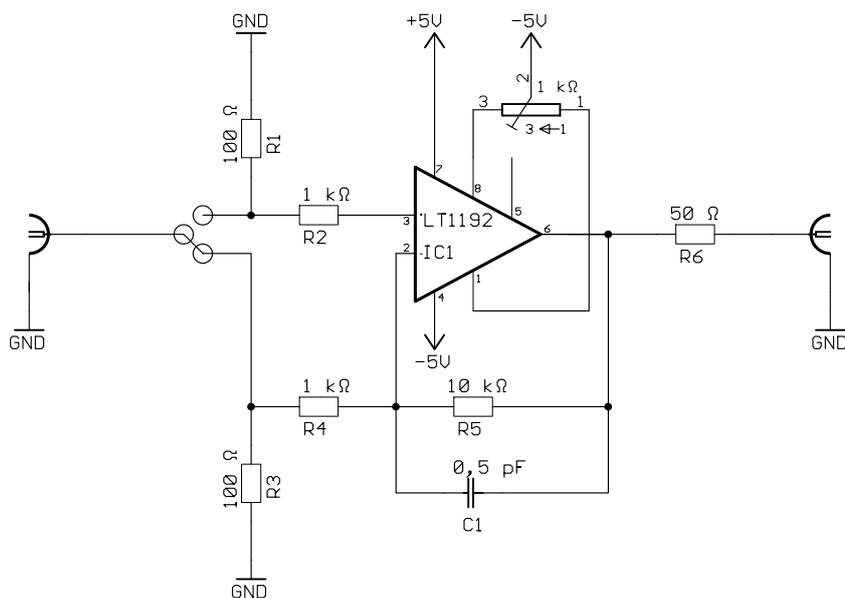


Bild 6.9.: Leitungstreiber mit LT1192.

wegen der Alterung und des bereits mit der Serienschaltung der Kondensatoren zufriedenstellenden Ergebnisses verzichtet.

Bild 6.10 zeigt die Messung eines Pulses am Ein- und Ausgang des Verstärkers. Die gestrichelte Linie zeigt den Puls des Rechteckgenerators am Verstärkereingang. Er hat eine Anstiegszeit von 11 ns. Die Polarität des Ausgangspulses ist invertiert. Ein Verstärkungsfaktor von etwa sieben kann durch Amplitudenvergleich bestimmt werden. Dies entspricht nicht dem theoretischen Wert, da in der Theorie der Widerstand R6 nicht berücksichtigt wird. An diesem fällt real aber eine Spannung ab, die den Verstärkungsfaktor schmälert. Die Eingangsimpedanz von 100 Ω ist ein Kompromiss zwischen der optimalen Anpassung des Detektors, der am Eingang des Verstärkers angeschlossen wird, und der möglichst geringen Belastung, um die Pulsform zu erhalten. Die Anstiegszeit des Ausgangspulses ist 14 ns. Die Pulsform ist durch den Verstärker nur unwesentlich verändert worden. Die Änderung ist hauptsächlich an dem Überschwinger, der der abfallenden Flanke folgt, sichtbar. Die Laufzeit des Pulsanstiegs durch den Verstärker beträgt 14,6 ns.

Nachfolgend erläutert eine Messung den Zustand, wenn die Oszilloskope, die das Ausgangssignal anzeigen, mit einem langen Kabel an das Filterbank-Spektrometer angeschlossen sind. Bild 6.11 zeigt zwei Pulse. Der linke ist der Ausgangspuls des Verstärkers, der in ein etwa 20 m langes RG-58-Koaxialkabel eingespeist wird. Der rechte wurde am Ausgang des Kabels gemessen. Der Ausgangspuls hat eine deutlich reduzierte Amplitude, die durch die Kabeldämpfung zu erklären ist. Dadurch nehmen auch die Überschwinger deutlich in der Amplitude ab. Außerdem ist die Laufzeit über das Kabel zu sehen. Die grundsätzlichen Eigenschaften des Pulses bleiben erhalten, sodass die Pulslänge richtig gemessen werden kann.

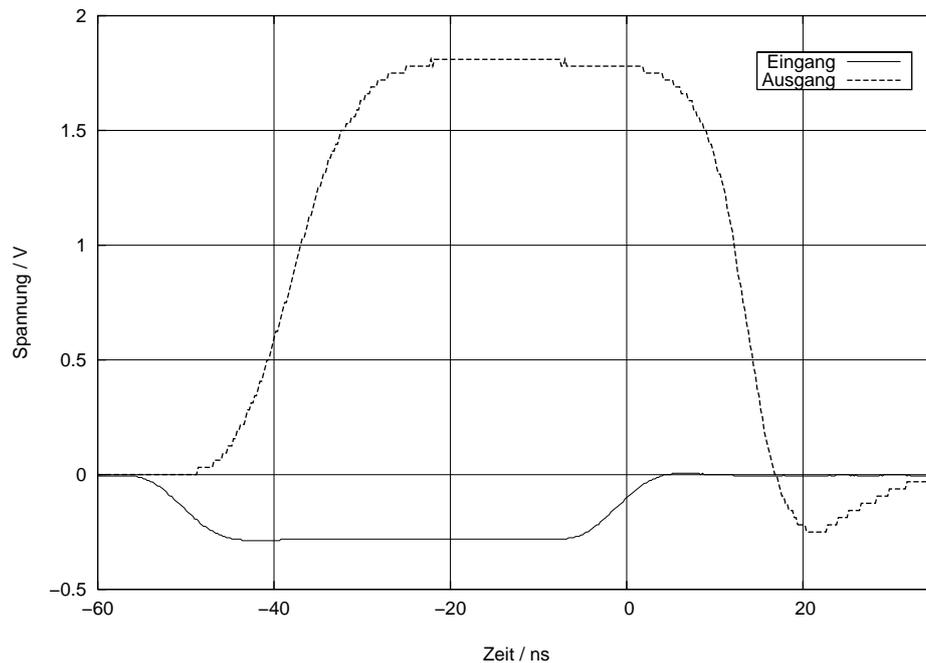


Bild 6.10.: Messung der Pulstreuung des Leitungstreibers.

## 6.5. Messungen am Filterbank-Spektrometer

Nachdem in den vorhergehenden Abschnitten das Konzept und die Teile des Filterbank-Spektrometers erläutert wurden, wird nachfolgend durch Messung der zusammengesetzten Teile die Funktion verifiziert.

Dazu wird am Eingang ein Signal simuliert, wie es vom Zwischenfrequenzverstärker kommen könnte. Als Signalquelle dient ein Signalgenerator, der mit einer Pulsmodulation beaufschlagt ist. Beim Einspeisen von 5 GHz und einem Pegel von 5 dBm ist das Ausgangssignal auf dem Speicheroszilloskop, der an Kanal drei angeschlossen ist, wie in Bild 6.12 dargestellt, zu sehen. Hier ist ein Puls der Länge 100  $\mu\text{s}$  gemessen worden. Diese Pulslänge entspricht der Anforderung an das Filterbank-Spektrometer. Die Ausgangsspannung hier beträgt 280 mV. Sie ist abhängig vom Eingangspegel und von der Filterkurve. Pegel ab  $-12$  dBm am Eingang des Filterbank-Spektrometers können einwandfrei detektiert werden. Wenn ein Signal am Rand eines Filterdurchlassbereiches ist, so ist die Ausgangsspannung geringer. Gleichzeitig wird das Signal auch im benachbarten Kanal sichtbar. Zur eindeutigen Identifizierung ist daher die Verschiebung der Signalfrequenz notwendig. Damit kann ausgeschlossen werden kann, dass es sich um zwei verschiedene Signale handelt.

## 6.6. Mechanischer Aufbau

Die Komponenten des Filterbank-Spektrometers sind in eine Kassette, die in einen 19-Zoll-Baugruppenträger passt, integriert. Das Eingangssignal bis 18 GHz wird über eine

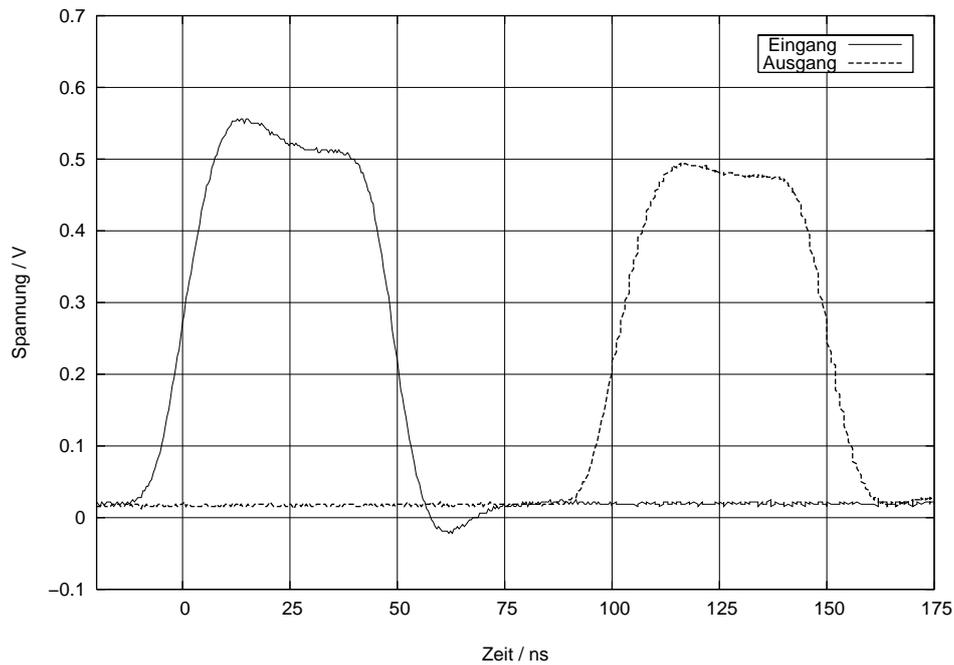


Bild 6.11.: Änderung eines Pulses durch Koaxialkabel.

SMA-Buchse eingespeist. Die Verbindung zu den Multiplexern und deren Verbindung untereinander wird mit RG-402 (Semi-Rigid-) Koaxialkabel durchgeführt.

Die Detektoren wurden direkt an den jeweiligen Ausgang der Multiplexer gesteckt. Über ein dünnes flexibles Koaxkabel (RG-174) sind die Ausgänge der Detektoren mit den Leitungstreibern verbunden. Alle neun Verstärker sind auf einer Platine, die parallel zur Frontplatte angeordnet ist, integriert. Als Ausgang jedes Kanals ist eine BNC-Buchse an der Frontplatte angebracht. Neben diesen befinden sich noch zwei Leuchtdioden an der Vorderseite, die anzeigen, ob die symmetrische Spannungsversorgung, die sich ebenfalls in der Kassette befindet, arbeitet.

Durch diesen kompakten Aufbau konnte, bezogen auf das Vorgängersystem dreiviertel des Platzes gespart werden.

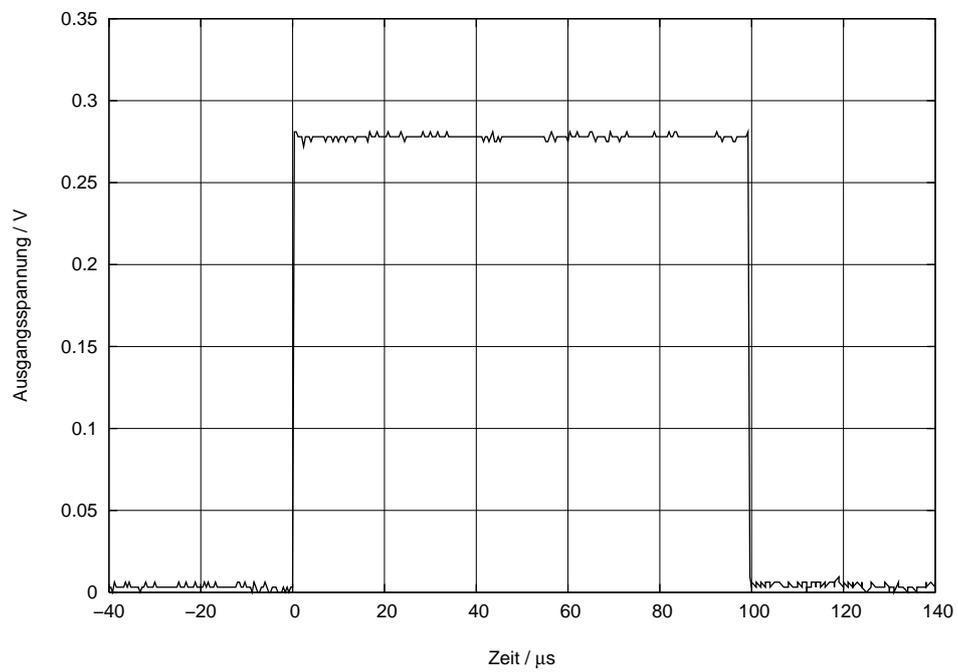


Bild 6.12.: Ausgangssignal der Filterbank bei einem Hochfrequenz-Eingangssignal von 5 GHz und 5 dBm.

## 7. Modulationsanalyse

Die Modulationsanalyse dient der Frequenzmessung mit einer — im Gegensatz zum Filterbank-Spektrometer — niedrigen Bandbreite dafür aber hohen Auflösung. Ebenso werden damit Messungen der zeitlichen Änderung der Frequenz möglich, also Messungen in der Modulationsebene. Ziel ist es die Frequenzdrift des Ausgangssignals zu darzustellen.

### 7.1. Konzept

Hauptbestandteil dieses Konzepts ist der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator. Er kann ohne Totzeit Frequenzen messen. Nachteilig ist jedoch, dass sein Frequenzbereich von 10 Hz bis 2,5 GHz nur einen Bruchteil des Zwischenfrequenzbereichs des Abwärtsmischers im Frontend umfasst. Daher muss das Zwischenfrequenzsignal ein weiteres Mal heruntergesetzt werden. Durch den Einsatz eines breitbandigen Mischers und eines variablen Lokaloszillators kann man den Ausschnitt aus der Zwischenfrequenzebene, der den Frequenz- und Zeitintervall-Analysator erreichen soll, bestimmen.

In Bild 7.1 ist das Blockschaltbild der Weiterverarbeitung des Zwischenfrequenzsignals für die Frequenz-Zeit-Analyse dargestellt. Das Eingangssignal mit dem Frequenzbereich von 100 MHz bis 18 GHz entspricht dem verstärkten Zwischenfrequenzsignal aus dem Abwärtsmischer. Auf den Eingang folgt ein breitbandiger Mischer, der einen Ausschnitt des Zwischenfrequenzbereichs auf einen Frequenzbereich bis 2,5 GHz herabsetzt. Vor dem Mischer ist keine Selektion des umzusetzenden Seitenbandes realisiert worden, da die Stufe so breitbandig ist. Wäre eine Selektion nötig, so müsste diese wie im Falle des Abwärtsmischers mitlaufend konzipiert werden. Als Lokaloszillator für den Mischer kommt ein zweiter Synthesegenerator SMR20, wie in Kapitel 4 ausführlich beschrieben, zum Einsatz. Er wird zwischen 2 GHz und 18 GHz abgestimmt. Der Ausgangspegel des Synthesegenerators ist bereits ausreichend, um den Lokaloszillatoreingang des Mischers zu speisen, was eine zusätzliche Verstärkerstufe überflüssig macht. Da dieser Misch-

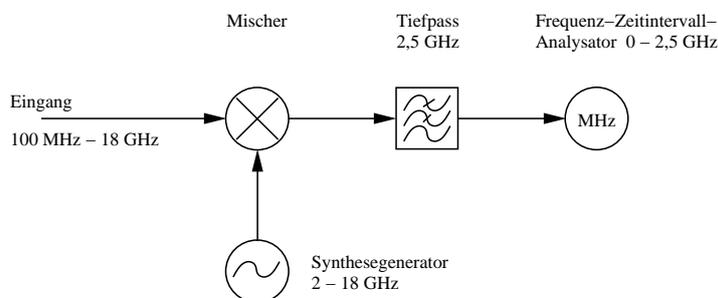


Bild 7.1.: Blockschaltbild der Modulationsanalyse.

prozess alle Eingangssignale umsetzt, werden Anteile über 2,5 GHz, die außerhalb des Frequenzbereichs des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators liegen, durch ein Tiefpassfilter unterdrückt. An dieses schließt sich der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator an. Er führt eine totzeitfreie Messung der Frequenz durch und visualisiert deren Verlauf über der Zeit auf seinem Bildschirm. Durch die einstellbare Auflösung von Frequenz und Zeit ermöglicht er eine flexible und genaue Messung. Neben der Frequenz kann so auch die Länge eines Hochfrequenzpulses des Gyrotrons exakt bestimmt werden.

Dieser Schaltungsaufbau erlaubt es, die Kanäle zwei bis neun des Filterbank-Spektrometers mit einer hohen Frequenzauflösung zu analysieren. Auf dem Schirm kann sogar mehr als nur ein Kanal des Filterbank-Spektrometers dargestellt werden. Dies ist im Vergleich zum alten Frequenzmesssystem ein entscheidender Vorteil, da im alten System nur eine Bandbreite von 500 MHz zur Verfügung stand. Wünschenswert für das neue Frequenzmesssystem wäre des Weiteren die Möglichkeit, auch Frequenzen aus der Zwischenfrequenzebene unterhalb von 2 GHz auf dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator darzustellen. Hierfür stand allerdings kein deutlich breitbandiger und damit geeigneter Mischer zur Verfügung. Hieraus resultiert aber kein Nachteil bei der Frequenzbestimmung, da bei der entsprechenden Wahl der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers eine Zwischenfrequenz größer als 2 GHz erreicht werden kann. Diese kann anschließend auf dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator dargestellt werden.

Beim Betrieb eines Hochleistungsgyrotrons erwartet man auf der Ausgangsfrequenz ein monofrequentes Ausgangssignal. Auf dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator wird dies bei entsprechenden Einstellungen und der Triggerung zum richtigen Zeitpunkt durch einen horizontalen Verlauf während des Pulses wiedergegeben. Im Idealfall besteht also keine Frequenzmodulation. Bei Pulsen von einigen hundert Mikrosekunden lässt sich diese Forderung erfüllen. Sind die Ausgangspulse jedoch wesentlich länger, so dehnt sich der Resonator aus. Dies führt direkt zu einer Frequenzdrift. Nach circa einer Sekunde endet dieser Vorgang in einem thermischen Gleichgewicht. Sofern ein Sprung zwischen zwei Moden mit einer Frequenzverschiebung kleiner als 2,5 GHz auftritt, kann dieser Effekt am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator sichtbar gemacht werden. Im Unterschied zu der oben erläuterten Frequenzdrift sind hier Sprünge in der Frequenz des Ausgangssignals zu beobachten. Der Betrag der Frequenzänderung hängt von den angeregten Moden ab.

## 7.2. Mischer

Der Mischer in der Modulationsanalyse hat die Aufgabe, einen Ausschnitt des Zwischenfrequenzsignals aus dem Abwärtsmischer des Frontends so umzusetzen, dass die Messfrequenz mit dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator bestimmt werden kann. Daher ist ein Mischer nötig, dessen Eingangstore sehr breitbandig sind. Ein weiterer Gesichtspunkt ist eine hohe Isolation von Lokaloszillator- zu Eingangstor, da es durch das Lokaloszillatorsignal zu einem Phantomsignal im Filterbank-Spektrometer kommen kann. Hierfür steht von Signal Technology der Mischer STTB-4008-ILC mit folgenden Spezifikationen laut Datenblatt [21] zur Verfügung:

- Eingangsfrequenzbereich: 2 GHz bis 20 GHz.
- Lokaloszillatorfrequenzbereich: 2 GHz bis 20 GHz.
- Erforderliche Lokaloszillatorleistung: 10 dBm.
- Ausgangsfrequenzbereich: 5 MHz bis 8 GHz.
- Konversionsverluste: typisch 8 dB.
- 1 dB-Kompressionspunkt: 5 dBm.
- Isolation von Lokaloszillator- zu Eingangstor: typisch 25 dB
- Isolation von Lokaloszillator- zu Zwischenfrequenztor: typisch 25 dB
- Isolation von Zwischenfrequenz- zu Eingangstor: typisch 25 dB
- Betriebstemperaturbereich:  $-54^{\circ}\text{C}$  bis  $100^{\circ}\text{C}$ .
- Anschlüsse: SMA.

Dieser Mischer eignet sich hervorragend für eine breitbandige Umsetzung, da sein Konversionsverlust eine geringe Frequenzabhängigkeit aufweist. Es handelt sich um einen dreifach balancierten Mischer.

Da die Konversionsverluste des Mischers, wie im Falle des Abwärtsmischers im Frontend, nicht über die Empfindlichkeit des Systems entscheiden wurde auf eine aufwendige Messreihe verzichtet. Wegen der Breitbandigkeit wäre diese ebenso aufwendig wie die des Abwärtsmischers im Frontend und hätte für die weitere Auslegung des Frequenzmesssystems keinen weiteren Nutzen.

Die hohe Isolation von Lokaloszillator- und Eingangstor ist notwendig, da, wenn das Lokaloszillatorsignal am Eingang des Filterbank-Spektrometers anläge, dieses bei entsprechendem Pegel detektiert würde. Somit bekäme man suggeriert, dass ein Signal im D-Band existiert. Zur Isolation der beiden Mischertore addiert sich die Dämpfung von 20 dB zwischen den beiden Ausgangstoren des Zwischenfrequenzverstärkers zur Gesamtkopplung hinzu. Somit wird der Lokaloszillatorpegel von 10 dBm auf mindestens  $-35$  dBm gedämpft. Am Eingang des Treiberverstärkers der Filterbank müssen jedoch mindestens  $-25$  dBm anliegen, damit eine Detektion möglich ist. Somit wurde mit diesem Design ein Störabstand von mindestens 10 dB erreicht. Dies ist für die Anforderungen an das Frequenzmesssystem ausreichend.

### 7.3. Frequenz- und Zeitintervall-Analysator

Der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator (Frequency- and Time-interval-Analyser, FTA), auch totzeitfreier Zähler genannt, ermöglicht Messungen in der Modulationsebene. Er visualisiert eine Frequenzänderung über der Zeit. Dies ermöglicht die Analyse von phasenmodulierten Signalen. Er eignet sich hervorragend zur Untersuchung von Frequenzdriften, Jitter und Frequenzsprüngen.

Herkömmliche Frequenzzähler erfassen Ereignisse nur in einer definierten Torzeit. Zu Beginn der nächsten Torzeit ist der Zähler zurückgesetzt. Dadurch werden Ereignisse

zwischen den Torzeiten, der sogenannten Totzeit, nicht erfasst. Weiterhin wird aus den in der Torzeit gezählten Ereignissen die mittlere Frequenz berechnet. Da Toröffnungszeit und Signalfrequenz nicht synchronisiert sind, ergibt sich eine Zählunsicherheit um plus minus eine Schwingung. Diese umgeht der totzeitfreie Zähler durch eine kontinuierliche Erfassung der Ereignisse. Jedes Ereignis wird mit einem Zeitstempel versehen. So kann durch Rechnung über eine vorgegebene Zeit an einer beliebigen Stelle des Zeitintervalls die Frequenz errechnet werden. Es handelt sich somit um ein kontinuierliches Zeit-Sampling-Verfahren.

Als Frequenz- und Zeitintervall-Analysator wird hier ein Agilent 53310A eingesetzt. Das Gerät hat eine Speichererweiterung für 32.000 Messwerte, die Option einer 10 MHz ofenstabilisierten Zeitbasis und einen dritten Eingangskanal bis 2,5 GHz (Kanal C). Laut Anleitung hat das Gerät folgende Eigenschaften:

- Eingangsfrequenzbereich:
  - Kanal A: 10 Hz bis 200 MHz.
  - Kanal B: 10 Hz bis 100 MHz.
  - Kanal C: 50 MHz bis 2,5 GHz.
- Empfindlichkeit:
  - Kanal A und B: 20 mV Sinus.
  - Kanal C: mindestens  $-25$  dBm.
- Eingang Kanal A und B:
  - Spannungsschwellenwert:  $+10$  V bis  $-10$  V, einstellbar in 2,5 mV Schritten.
  - Kopplung: AC oder DC.
  - Impedanz:  $1\text{ M}\Omega$  oder  $50\ \Omega$ .
  - Hysterese: Minimum bis Maximum, einstellbar in zehn Schritten.
- Eingang Kanal C:
  - Spannungsschwellenwert: 0 V.
  - Kopplung: AC.
  - Impedanz:  $50\ \Omega$ .
  - Hysterese: Minimum.
- Frequenzauflösung in Kanal C: minimal  $500\ \mu\text{Hz}$  bis 8 MHz, abhängig von den Einstellungen, siehe Bild 7.2 und Tabelle 7.1.
- Zeitbasis:  $1\ \mu\text{s}/\text{Div}$  bis  $1\ \text{s}/\text{Div}$ .
- Trigger:
  - auf ansteigende oder abfallende Flanke triggern oder

– auf Wert triggern (min 80%, max 120% des Anzeigebereichs).

- Darstellung: über der Zeit oder als Histogramm.
- Anschlüsse: BNC.

Für den Einsatz im Frequenzmesssystem wird Kanal C benutzt, da die beiden anderen Eingänge einen zu kleinen Frequenzbereich haben. In Bild 7.2 ist die Frequenzauflösung für Kanal C aufgetragen. Diese ist von der Eingangsfrequenz und Einstellung der Zeitbasis und dem Abtastintervall abhängig. Die Einstellungen für die Kurven A bis G sind in Tabelle 7.1 angegeben. Die geforderte Auflösung von 100 kHz kann mit einer Zeitbasis von 200  $\mu$ s und einem Abtastintervall von 10  $\mu$ s erreicht werden. Wie das Bild zeigt, ist eine wesentlich genauere Messung möglich.

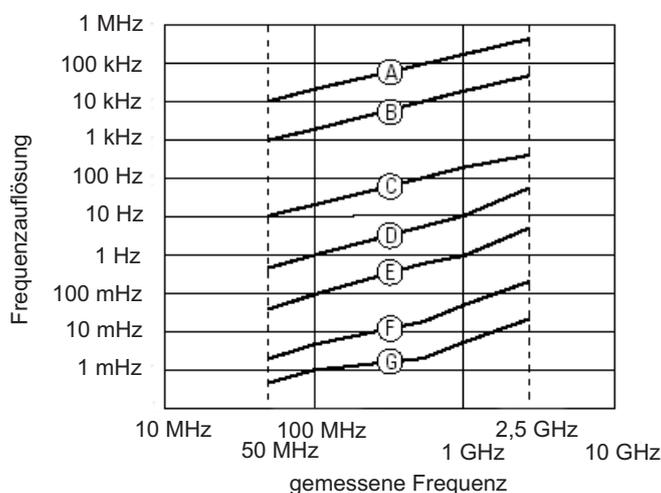


Bild 7.2.: Frequenzauflösung des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators (Kanal C) abhängig der in Tabelle 7.1 dokumentierten Auflösungsbandbreite.

	Zeitbasis (Abtastintervall: auto)	Abtastintervall (Abtastintervall: manuell)
A	20 $\mu$ s/Div	1 $\mu$ s
B	200 $\mu$ s/Div	10 $\mu$ s
C	2 ms/Div	100 $\mu$ s
D	20 ms/Div	1 ms
E	200 ms/Div	10 ms
F		100 ms
G		0,5 s

Tabelle 7.1.: Auflösungsbandbreiten für Bild 7.2.

Weitere Spezifikationen und die Bedienung können dem Handbuch [22] entnommen werden.

## 7.4. Mechanischer Aufbau

Der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator sowie der Synthesegenerator sind bereits Geräte, die in ein 19-Zoll-Schrank eingebaut werden können. Für Mischer und Tiefpassfilter wurde eine gleichartige Kassette, wie für die Verstärker, die sich in einen 19-Zoll Baugruppenträger einschieben lassen, verwendet. Auf der Frontplatte sind drei SMA-Buchsen für Eingang, Ausgang und Lokaloszillator. Die Buchsen sind intern mit RG-402-Koaxialkabel zu den Bauteilen verbunden.

## 8. Steuerung

Die Frequenzzuordnung im Frequenzmesssystem ist durch die zweifache Umsetzung des Eingangssignals bereits mehrdeutig. Da beide Mischvorgänge in Gleich- oder Kehrlage stattfinden können, ist es möglich, dass unterschiedliche Eingangssignale die gleiche Zwischenfrequenz ergeben. Wegen des großen Eingangsfrequenzbereiches ist es notwendig, die Lokaloszillatorfrequenzen für jede Messfrequenz nach geringstem Konversionsverlust einzustellen. Um dies sowie die Analyse der Mischlage für den Experimentator einfacher zu gestalten, wurde eine Bedienersoftware auf der Grundlage von LabWindows/CVI entwickelt.

### 8.1. Anforderungen

Die größere Flexibilität bei der Messung, verglichen mit dem alten Frequenzmesssystem, zieht eine größere Zahl an veränderlichen Parametern im Messaufbau nach sich. Als wichtigste Stellgröße ist die Gyrotronfrequenz zu nennen. Aus ihr leiten sich die zwei Lokaloszillatorfrequenzen her, die einzustellen sind. Abhängig von der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers im Frontend ergeben sich die Grenzen des Messbandes. Seine Eckfrequenzen sollen dargestellt werden. Wie in Kapitel 3 erläutert wurde, ist der Konversionsverlust des Abwärtsmischers abhängig von der Eingangsfrequenz und der Lokaloszillatorfrequenz. Um eine möglichst hohe Empfindlichkeit auf der Messfrequenz zu erreichen, ist es daher notwendig, die Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers abhängig von der Messfrequenz zu wählen. Weiterhin muss, da keinerlei Selektion des Eingangssignals stattfindet und somit eine Mischung sowohl in Gleich- als auch in Kehrlage möglich ist, die Steuerung eine Bestimmung der Mischlage ermöglichen. Aus der gewählten Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers ergeben sich die einzelnen Frequenzbereiche der Kanäle des Filterbank-Spektrometers im D-Band. Die Eckfrequenzen jedes Filters sollen visualisiert werden. Für die genaue Bestimmung der Gyrotronfrequenz durch den Frequenz- und Zeitintervall-Analysator muss die Lokaloszillatorfrequenz für den zweiten Mischvorgang eingestellt werden und die Bestimmung der Mischlage durchgeführt werden. Aus der am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator gemessenen Frequenz soll schnell auf die exakte Gyrotronfrequenz zurück geschlossen werden können. Eine weitere Option soll die manuelle Vorgabe der Lokaloszillatorfrequenzen sein.

Grundeinstellungen für das Programm, wie die GPIB-Adressen der Lokaloszillatoren und deren Leistungen, sollen abgespeichert werden. Ebenso sollen die Einstellungen der letzten Messung abgespeichert werden, damit beim Programmstart die Messung an der gleichen Stelle fortgesetzt werden kann, wo sie beendet wurde. Um die Lokaloszillatorfrequenz mit den geringsten Konversionsverlusten des Abwärtsmischers, bezogen auf eine Eingangsfrequenz, auswählen zu können, sollen die Parameter des Mischers in Form

einer Konversionsverlusttabelle im Programm hinterlegt werden.

## 8.2. LabWindows/CVI

National Instruments vertreibt Lösungen, um Messaufbauten zu automatisieren. Sie stützen sich dabei auf PCs mit Windows oder Workstations von Sun. Neben dem sehr weit verbreiteten Labview, das eine graphische Programmierung erlaubt, bietet die Firma LabWindows/CVI und Measurement Studio an. Das zuletzt genannte bietet die Möglichkeit, eine Programmierung in Visual C oder Visual BASIC durchzuführen. Der Vorteil von LabWindows/CVI ist, dass hier ANSI-C als Programmiersprache eingesetzt wird. Genauso einfach wie bei Labview ist das graphische Erstellen der Benutzeroberflächen in LabWindows/CVI. Es stehen vielfältige Bedienelemente zur Verfügung, die in einer graphischen Oberfläche programmiert und angeordnet werden können. Das Aussehen der Benutzeroberfläche des zu entwickelnden Programms kann schnell angepasst werden. Die Verbindung zum Programmcode wird mit so genannten Callback-Funktionen durchgeführt. Eine Benutzeraktion löst den Aufruf der entsprechenden Callback-Funktion aus. Bei der Entwicklung des Quellcodes stehen neben den standardisierten ANSI-C Bibliotheken viele speziell auf die Automatisierung von Messprozessen zugeschnittene Bibliotheken zur Verfügung. Dem Entwickler sind damit viele Hilfsmittel bereitgestellt.

Für das Ansteuern der Messgeräte bieten sich mehrere Möglichkeiten. Die anzusteuern Signalgeneratoren können wahlweise über eine RS-232- oder GPIB-Schnittstelle ferngesteuert werden. Hier wurde GPIB bevorzugt, da an diesen Bus bis zu fünfzehn Geräte angeschlossen und unabhängig voneinander angesprochen werden können. Bei einer seriellen Verbindung hingegen wäre am Computer für jedes anzuschließende Gerät eine separate Schnittstelle notwendig. Für Messanwendungen ist GPIB weit verbreitet. Der gleiche Standard trägt auch die Namen HPIB<sup>1</sup> und IEEE488<sup>2</sup>.

## 8.3. Spiegelfrequenz-Analyse

Eine Unsicherheit bei der Frequenzmessung besteht in der Frequenzumsetzung. Sie kann in Gleich- oder Kehrlage stattfinden. Bei jedem Mischvorgang werden zwei Seitenbänder, die symmetrisch um die Lokaloszillatorfrequenz angeordnet sind, in die Zwischenfrequenzebene umgesetzt. Die gleiche Zwischenfrequenz ergeben jeweils die Eingangsfrequenzen, die den gleichen Abstand zur Lokaloszillatorfrequenz haben. Bei vielen Anwendungen ist es möglich, das gewünschte Seitenband durch ein entsprechendes Filter am Mischereingang zu selektieren. Hier wäre dazu ein mitlaufendes Filter, wie oben erläutert, notwendig, was wegen des großen Aufwandes nicht realisiert wurde. Daher ist die Bestimmung der Mischlage notwendig.

Beim Heruntermischen eines Signals in den Zwischenfrequenzbereich bestimmt der Frequenzabstand von Lokaloszillator- und Eingangsfrequenz die Zwischenfrequenz. Wie

---

<sup>1</sup>Hewlett-Packard Interface Bus

<sup>2</sup>Standard des IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers)

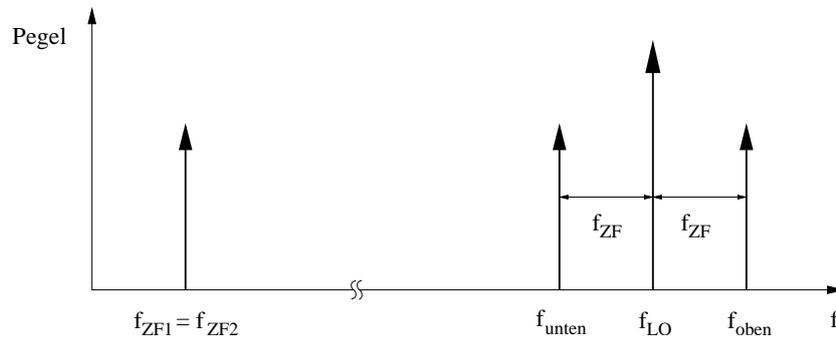
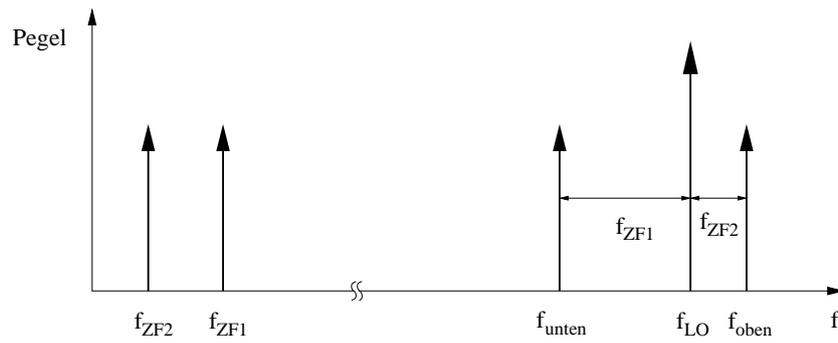
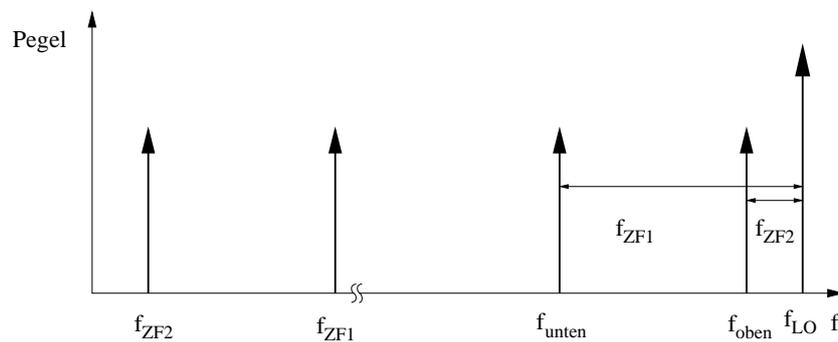


Bild 8.1.: Frequenzzusammenhänge beim Mischvorgang bei der Abwärtsmischung.



(a)  $f_{LO} < f_{oben}$ .



(b)  $f_{LO} > f_{oben}$ .

Bild 8.2.: Verschieben der Lokaloszillatorfrequenz.

aus Bild 8.1 hervorgeht, werden zwei Eingangsfrequenzen  $f_{unten}$  und  $f_{oben}$ , die den gleichen Abstand zur Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  haben, auf die gleiche Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  umgesetzt. Daher kann man ohne zusätzliche Information bei bekannter Zwischenfrequenz nicht eindeutig auf die Eingangsfrequenz schließen. Eine einfache Methode, die Mischlage festzustellen, ist, die Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz, dabei ist die Eingangsfrequenz unverändert beizubehalten. Wie in Bild 8.2(a) dargestellt, ändert sich die Zwischenfrequenz um den Betrag der Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz. Wenn das Eingangssignal  $f_{unten}$  am Mischereingang anliegt und die Lokaloszillatorfrequenz wie im Bild nach oben verschoben wird, vergrößert sich der Abstand von Eingangsfrequenz und Lokaloszillatorfrequenz. Es handelt sich um Abwärtsmischung in Kehrlage. Liegt allerdings als Eingangssignal  $f_{oben}$  an, so verringert sich der Abstand der Lokaloszillatorfrequenz  $f_{LO}$  zur Eingangsfrequenz  $f_{oben}$ . Es liegt eine Abwärtsmischung in Gleichlage vor. Bei der Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz nach unten verhalten sich die Frequenzzusammenhänge entsprechend. Wird der Betrag der Frequenzänderung des Lokaloszillators größer als die Zwischenfrequenz gewählt, so trifft Bild 8.2(b) zu. Ist das Eingangssignal nach der Lokaloszillatorfrequenzänderung auf der anderen Seite des Eingangssignals, wie es in Bild 8.2(b) für  $f_{oben}$  zutrifft, entspricht die Änderung der Zwischenfrequenz, hier  $f_{ZF2}$ , nicht dem Betrag der Änderung der Lokaloszillatorfrequenz. Wenn dies der Fall ist, sollte eine geringere Änderung der Lokaloszillatorfrequenz vorgenommen werden.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass sich bei einer Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz bis auf eine Ausnahme die Zwischenfrequenz um den gleichen Betrag ändert. Wird bei einer größeren Lokaloszillatorfrequenz die Zwischenfrequenz kleiner, handelt es sich um Abwärtsmischung in Kehrlage; wird die Zwischenfrequenz größer, liegt Abwärtsmischung in Gleichlage vor. Wenn die Lokaloszillatorfrequenz hingegen nach unten verschoben wird, sind die Zuordnungen entsprechend. Existieren beide Eingangsfrequenzen, so lassen sie sich durch Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz trennen.

Für die erste Frequenzumsetzung, die im Frontend des Frequenzmesssystems durchgeführt wird, muss bei der Änderung der Lokaloszillatorfrequenz beachtet werden, dass diese durch den Verdreifacher und den nachfolgenden harmonischen Mischer neun Mal so groß ist wie die Frequenz des Lokaloszillators. Für den zweiten Mischvorgang, der das Signal für den Frequenz- und Zeitintervall-Analysator umsetzt, muss ebenso durch Verändern der Lokaloszillatorfrequenz die Mischlage bestimmt werden.

Ein gleichzeitiges Verändern beider Lokaloszillatorfrequenzen bietet theoretisch die Möglichkeit, die Bestimmung der Mischlagen mit nur einem Puls durchzuführen. So könnten die beiden Lokaloszillatorfrequenzen mit unterschiedlichem Betrag verändert werden. Aus der Verschiebung des Zwischenfrequenzsignals kann auf beide Mischlagen zurückgeschlossen werden. Da sich die Gyrotronfrequenz von Puls zu Puls aber leicht verschieben kann, wurde von dieser Methode wegen der möglichen Fehler abgesehen.

## 8.4. Programmaufbau

Das Programm erleichtert die Frequenzdiagnostik wesentlich, indem es entsprechend der erwarteten Gyrotronfrequenz, die im allgemeinen der Auslegungsfrequenz des Resonators entspricht, die Frequenzen der beiden Lokaloszillatoren einstellt. Hilfsmittel für das Filterbank-Spektrometer ist die Angabe der einzelnen Bandgrenzen der Kanäle. Als Unterstützung bei der Messung mit dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator kann aus der dort gemessenen Frequenz die exakte Gyrotronfrequenz zurückgerechnet werden.

Bei der Entwicklung in Labwindows/CVI wurde auf eine übersichtliche Strukturierung inhaltlicher Blöcke geachtet. Die Bedienoberfläche als zentrales Element bindet die Ansteuerung der GPIB-Geräte, die Berechnungen der Ausgaben und das Speichern der Einstellungen an.

### 8.4.1. Ansteuerung der GPIB-Geräte

Dieser Teil des Programms übernimmt die Ansteuerung der GPIB-Geräte und die Möglichkeit, Einstellungen zu ändern. Er umspannt den Programmteil der Messung und übernimmt die Initialisierung.

Die Abläufe außerhalb der Messung sind in Bild 8.3 als Flussdiagramm dargestellt. Bei Aufruf des Programms kann der Nutzer wählen, ob er direkt eine Messung startet, vor der Messung Einstellungen ändern möchte, oder das Programm wieder verlässt. Sofern Änderungen an der Konfiguration notwendig sind, werden zuerst, wie weiter unten detailliert beschrieben, die Daten aus einer Datei eingelesen. Diese werden in einem Fenster dargestellt und können hier geändert werden. Es handelt sich hierbei um

- den Frequenzversatz für die Mischlagenbestimmungen
- die GPIB-Adresse
- die Leistung

der beiden Signalgeneratoren SMR20. Der im Programm abgespeicherte Leistungswert entspricht der Ausgangsleistung des Generators. Dem Generator für die Abwärtsmischung im Frontend ist ein Verstärker nachgeschaltet. Dessen Verstärkungsfaktor muss berücksichtigt werden, damit am Verdreifacher nicht ein zu hoher Pegel anliegt. Für die Wahl der Lokaloszillatorfrequenz für den Abwärtsmischer im Frontend sind in einem weiteren Fenster die Zuordnungen von Eingangsfrequenz und Lokaloszillatorfrequenz hinterlegt und können geändert werden. Jeweils einem Eingangsfrequenzbereich von 2 GHz kann eine Lokaloszillatorfrequenz zugeordnet werden. Damit kann, auf die Daten des Mixers im Frontend abgestimmt, diejenige Lokaloszillatorfrequenz hinterlegt werden, bei der für den Eingangsfrequenzbereich der kleinste Konversionsverlust besteht. Dies wird in Abschnitt 8.4.3 detailliert dargestellt. Sind alle einstellbaren Werte in sinnvollen Grenzen, können sie gespeichert werden. Wenn zu Anfang gleich die Messung gestartet wurde, springt das Programm nach dem Einlesen der Einstellungen direkt an diese Stelle. Es wird geprüft, ob mit den beiden Lokaloszillatoren eine Verbindung hergestellt werden kann. Ist dies nicht der Fall, so kann der Benutzer entscheiden, ob er die

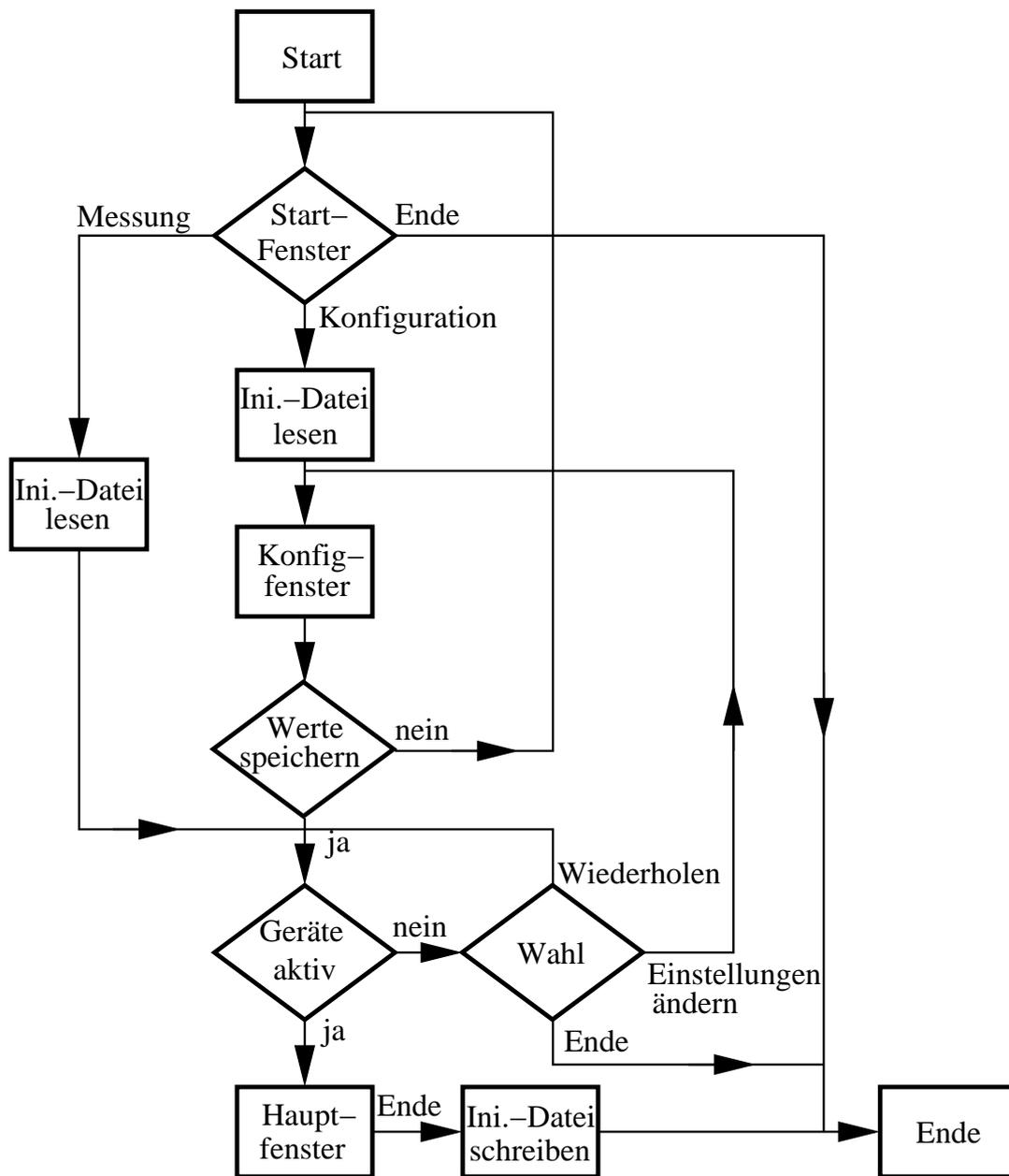


Bild 8.3.: Flussdiagramm der Initialisierung.

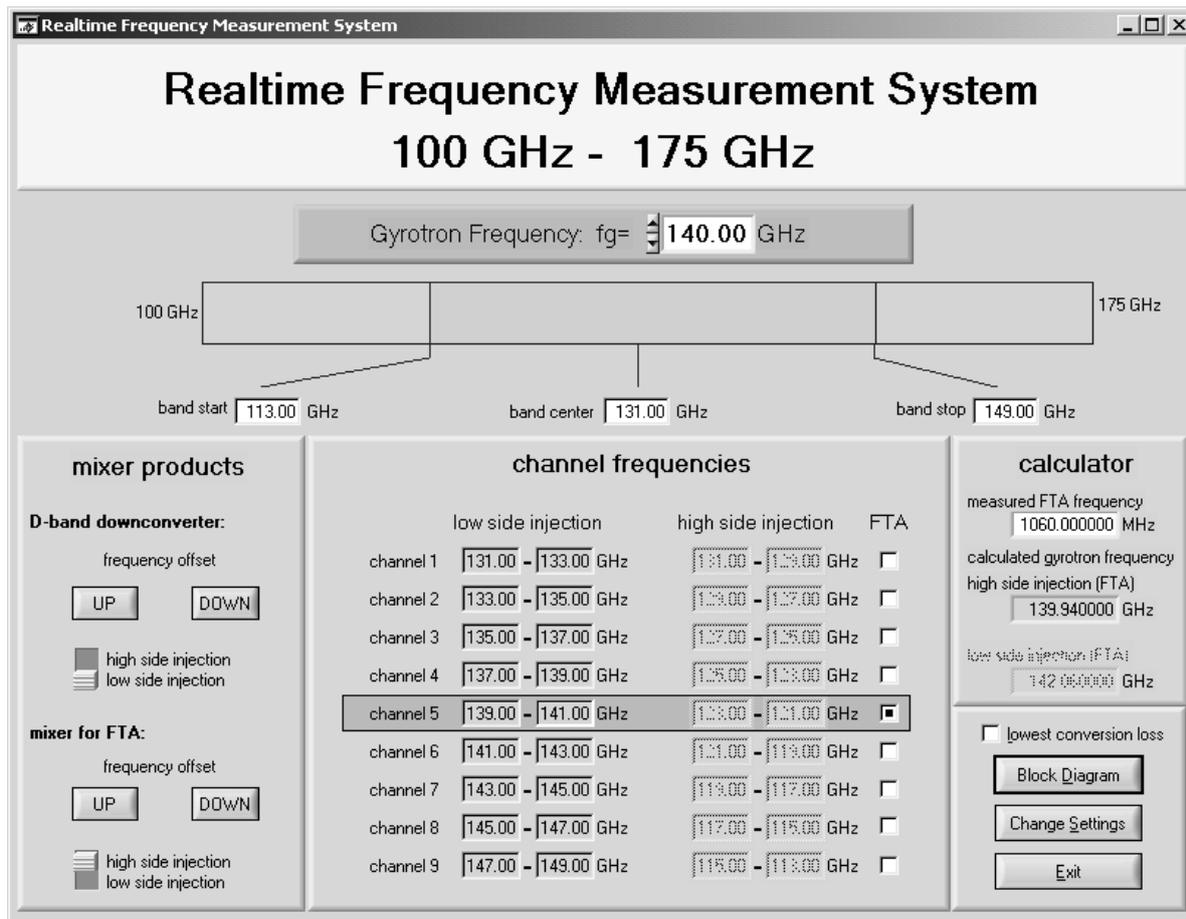


Bild 8.4.: Bedieneroberfläche des Programms.

Initialisierung der Signalgeneratoren wiederholt, in das Konfigurationsfenster zurückkehrt oder das Programm verlässt. Konnten die Signalgeneratoren initialisiert werden, öffnet sich das Hauptfenster, und die Frequenzeinstellungen der letzten Messung werden geladen. Wie die Messung durchgeführt wird, ist in Abschnitt 8.5 erläutert. Wenn man das Programm nach einer Messung wieder verlässt, werden die aktuellen Einstellungen der Frequenzen sowie die Einstellungen aus dem Konfigurationsfenster gespeichert.

### 8.4.2. Bedieneroberfläche

Als Schnittstelle zum Benutzer werden auf der Bedieneroberfläche Ein- und Ausgaben gemacht. Neben dem Hauptfenster, wie in Bild 8.4 dargestellt, besteht die Oberfläche aus dem Fenster, das das Blockschaltbild enthält, dem Fenster für die Einstellungen und dem Fenster mit den Daten des Abwärtsmischers. Da sich die drei letzt genannten Fenster selbst erklären, soll hier nur das Hauptfenster besprochen werden. Als Sprache der Oberfläche wurde Englisch gewählt, da am Institut auch Gastwissenschaftlern, die kein Deutsch sprechen, die Bedienung nicht verschlossen bleiben soll.

Das in Bild 8.4 abgebildete Hauptfenster gliedert sich in einen Eingabeteil im oberen

Drittel, die Bestimmung der Mischlagen in der unteren Hälfte ganz links, die Ausgabe der Eckfrequenzen des Filterbank-Spektrometers in der unteren Hälfte in der Mitte sowie den Rechner rechts und die Einstellungsmöglichkeiten im rechten unteren Drittel.

Im Eingabeteil kann die Gyrotronfrequenz, die der Messfrequenz entspricht, eingegeben werden. Hiernach richten sich die Ausgaben. Um das 36 GHz breite Messband, das unterhalb von der Gyrotronfrequenz graphisch dargestellt ist, zu verschieben, kann man wahlweise den Bandanfang, die Bandmitte oder das Bandende angeben.

Für die Bestimmung der Mischlagen stehen für jeden Lokaloszillator zwei Knöpfe und ein Schalter zur Verfügung. Die mit „UP“ und „DOWN“ beschrifteten Knöpfe verschieben die Lokaloszillatorfrequenz um einen, in der Konfiguration eingestellten, festen Betrag. Aus der Messung Vorher/Nachher lässt sich durch den resultierenden Frequenzversatz die Mischlage bestimmen und dann die entsprechende Einstellung am Schalter vornehmen.

Die Ausgabe der Eckfrequenzen des Filterbank-Spektrometers werden nach der im oberen Teil angezeigten Mittenfrequenz berechnet. Der hinterlegte Kanal entspricht demjenigen, in dem sich die aktuelle Gyrotronfrequenz befindet. Je nach eingestellter Mischlage werden die zugehörigen Frequenzen sichtbar, die Frequenzen des anderen Seitenbandes gedimmt. An der rechten Seite dieses Kastens befindet sich ein Indikator für den Anzeigebereich des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators (FTA). Um einen anderen Frequenzbereich aus der Zwischenfrequenzebene auf dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator darzustellen, kann man auf den entsprechenden Indikator klicken. So verändert sich die Frequenz des entsprechenden Lokaloszillators.

Der Rechner ermöglicht die Eingabe des Messwertes des Frequenz-Zeitintervall-Analysators. Daraus wird mit Hilfe der Lokaloszillatorfrequenzen und der eingestellten Mischlagen die aktuelle Gyrotronfrequenz errechnet.

In der rechten unteren Ecke des Hauptfensters können in einem Kasten Einstellungen vorgenommen werden. Der Indikator „lowest conversion loss“ gibt an, dass bei der Wahl der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers diejenige mit dem geringsten Konversionsverlust für die gewählte Eingangsfrequenz genutzt wird. Dies ist im nächsten Abschnitt detailliert beschrieben. Des Weiteren kann hier ein Fenster mit dem Blockschaltbild des Frequenzmesssystems aufgerufen werden. In diesem können die Lokaloszillatorfrequenzen direkt eingestellt werden. Ein weiterer Knopf führt den Benutzer in das Fenster mit den Einstellungen.

### 8.4.3. Berechnungen der Ausgabewerte

Aus den Eingaben der Benutzeroberfläche werden die Frequenzen beider Lokaloszillatoren und die entsprechenden Ausgaben auf dem Bildschirm ermittelt. Realisiert ist dies mit Unterprogrammen.

Für die Bestimmung der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers sind zwei Optimierungsziele implementiert. Um ein möglichst empfindliches Frequenzmesssystem auf der Messfrequenz zu erhalten, wird die Lokaloszillatorfrequenz mit den geringsten Konversionsverlusten für die Eingangsfrequenz ermittelt. Dies resultiert je nach Frequenz eventuell in einer Messung an den Bandgrenzen des oberen oder unteren Seitenbandes.

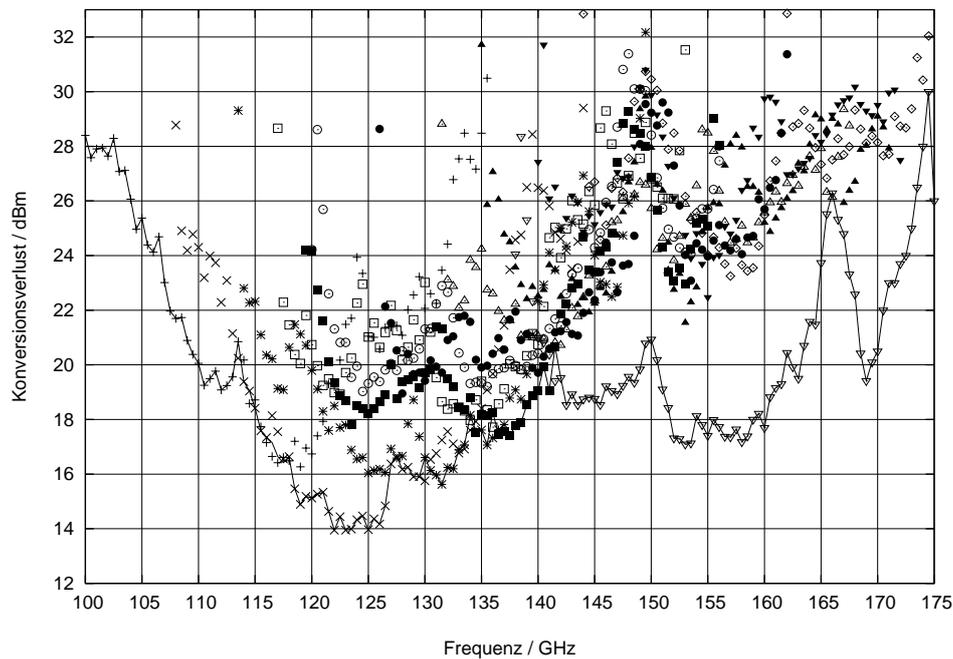


Bild 8.5.: Minimaler Konversionsverlust über der Frequenz.

Wünschenswert ist aber die Lage der Messfrequenz in der Mitte eines Seitenbandes, das bedeutet, bei einer Zwischenfrequenz von 9 GHz. Daher wird im zweiten Modus die Messfrequenz in einem weiten Frequenzbereich in den Kanal fünf des Filterbankspektrometers geschoben. Für Frequenzen unterhalb von 109 GHz und oberhalb von 166 GHz ist dies jedoch nicht mehr möglich, da man an die Grenzen des vom Abwärtsmischer vorgegebenen Frequenzbereichs stößt. Dieser Modus sollte also nur bei ausreichendem Eingangspiegel gewählt werden.

Für die Wahl der Lokaloszillatorfrequenz mit den geringsten Konversionsverlusten für eine bestimmte Eingangsfrequenz sind die Eigenschaften des verwendeten Abwärtsmischers zu Grunde gelegt. Aus den Messungen des Abwärtsmischers, die in Abschnitt 3.2.1 dokumentiert sind, wurde für jede Eingangsfrequenz die günstigste Lokaloszillatorfrequenz gewählt. In Bild 8.5 sind alle Messwerte des Konversionsverlusts des Abwärtsmischers im Frontend aus Abschnitt 3.2.1 eingetragen. Daraus ergibt sich die ebenfalls eingetragene Kurve des geringsten Konversionsverlusts über der Frequenz.

Wie sich aus den Messungen in Kapitel 3 zeigt, ist der Konversionsverlust im allgemeinen bei kleinen Zwischenfrequenzen am geringsten. Dies führt dazu, dass oftmals eine Messung in Kanal eins des Filterbank-Spektrometers ideal wäre. Da jedoch die Modulationsanalyse diesen Frequenzbereich wegen der Einschränkungen des zweiten Mischers nicht darstellen kann, musste für die Implementierung in die Steuerung für diese Frequenzen eine Lokaloszillatorfrequenz gewählt werden, die eine Zwischenfrequenz von größer als 2 GHz zur Folge hat. Die Konversionsverluste für diesen Fall sind in Bild 8.6 dokumentiert und in den Mischerdaten in der Konfiguration des Programms abgespeichert. Dies ist im Anhang dokumentiert.

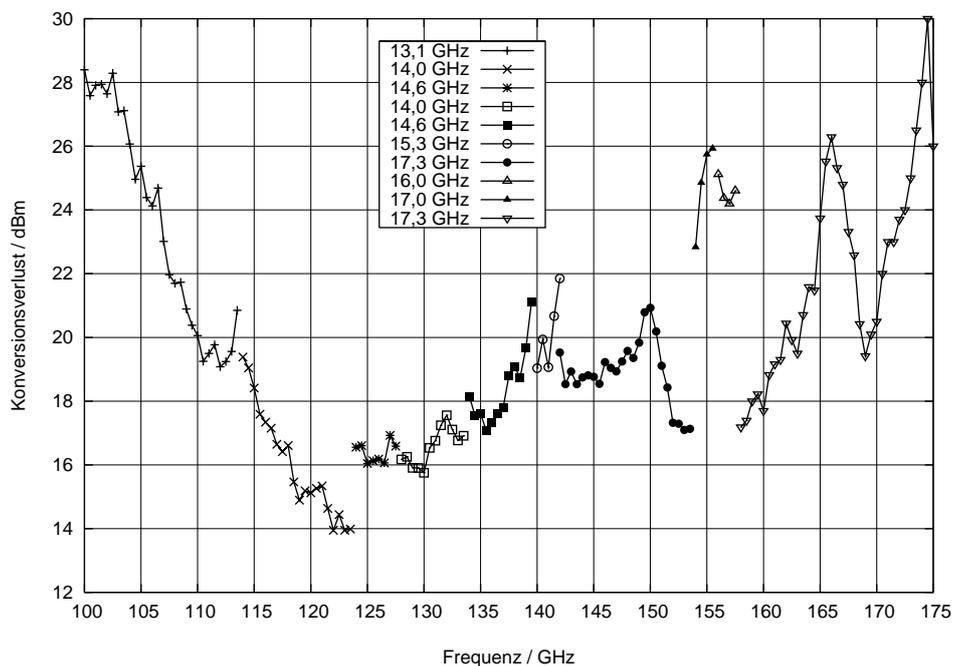


Bild 8.6.: Konversionsverlust über der Frequenz wie in der Steuerung implementiert abhängig von der Lokaloszillatorfrequenz.

Sofern die Messfrequenz in Kanal fünf des Filterbank-Spektrometers geschoben werden soll, wird nicht auf gespeicherte Daten zurückgegriffen. Die Lokaloszillatorfrequenz wird so berechnet, dass die Messfrequenz einer Zwischenfrequenz von 9 GHz entspricht und damit in der Mitte des Kanals fünf des Filterbank-Spektrometers liegt.

Die Lokaloszillatorfrequenz für das Umsetzen der Zwischenfrequenz in die Frequenzlage bis 2,5 GHz, was dem Eingangsfrequenzbereich des Frequenz-Zeitintervall-Analysators entspricht, wird so berechnet, dass die Messfrequenz des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators 1 GHz entspricht. Hierzu wird die Einstellung der Mischlage auf der Bedieneroberfläche berücksichtigt.

Aus der eingestellten Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers werden die Grenzen des 36 GHz breiten Messbereichs und die Eckfrequenzen der Kanäle des Filterbank-Spektrometers berechnet und angezeigt. Aus dem Messwert des Frequenz- und Zeitintervall-Analysators wird mit den beiden Lokaloszillatorfrequenzen unter Berücksichtigung der Mischlagen die aktuelle Gyrotronfrequenz berechnet.

#### 8.4.4. Speichern der Einstellungen

Die Einstellungen der GPIB-Geräte könnten direkt in das Programm integriert werden. Dies hat aber den Nachteil, dass erforderliche Änderungen nach jedem Programmstart erneut durchgeführt werden müssen. Daher ist es sinnvoll, diese Einstellungen in einer Datei abzulegen, die bei Programmaufruf gelesen werden kann. Damit wurde die Speicherung weiterer Einstellungen verbunden. Dies bringt den Vorteil, dass nach Aufruf des Programms die letzten Frequenzeinstellungen wieder hergestellt werden können.

Folgende Einstellungen werden abgespeichert:

- Gyrotronfrequenz,
- Mittenfrequenz,
- Parameter des Konfigurationsfensters,
- Speicherort der Mischerdaten und
- Verfahren zur Ermittlung der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers.

Die Standardeinstellungen, abgespeichert in der Datei, sind im Anhang dokumentiert. Beim Einlesen der Datei wird überprüft, ob sich jede Variable im Definitionsbereich befindet. Sollte das nicht der Fall sein, werden für alle Werte Standardeinstellungen geladen.

Darüber hinaus werden die Daten des Abwärtsmischers abgespeichert. Diese werden in einer separaten Datei hinterlegt. So ist es möglich, für jeden eingesetzten Abwärtsmischer einen Datensatz zu hinterlegen, aus dem für jede Eingangsfrequenz diejenige Lokaloszillatorfrequenz mit den geringsten Konversionsverlusten entnommen wird. Einem 2 GHz breiten Band im D-Band wird jeweils eine Lokaloszillatorfrequenz zugeordnet. Die günstigste Lokaloszillatorfrequenz wurde für den hier eingesetzten Abwärtsmischer durch die Messung in Kapitel 3 ermittelt. In der Datei sind in der ersten Spalte die Grenzen des Frequenzbereichs für den die Lokaloszillatorfrequenz gilt, in Gigahertz angegeben. In der zweiten Spalte ist die zugehörige Lokaloszillatorfrequenz ebenfalls in Gigahertz aufgeführt.

## 8.5. Bedienung

Die Bedienung des Programms zur Steuerung des Frequenzmesssystems erfolgt über die oben dargestellte graphische Oberfläche. Im folgenden wird der Ablauf einer Messung, wie in Bild 8.7 als Flussdiagramm visualisiert, erläutert.

Sobald sich das Hauptfenster öffnet, sind die Lokaloszillatoren initialisiert, die Messung kann beginnen. Dazu muss die Ausgangsfrequenz des Gyrotrons eingegeben werden. Danach werden die Bandgrenzen des 36 GHz breiten Messbandes und die Eckfrequenzen der Kanäle des Filterbank-Spektrometers angezeigt. Aus der Information über die Gyrotronfrequenz wird die Frequenz beider Lokaloszillatoren gesetzt. Liegt ein Signal mit ausreichendem Pegel in der Messbandbreite an, so zeigt der entsprechende Kanal des Filterbank-Spektrometers dies an. Ist dies nicht der Fall, so muss die Dämpfung des variablen Dämpfungsglieds im Frontend von Hand verringert werden. Wenn dies zu keinem Ergebnis führt, liegt im gewählten Frequenzbereich kein Signal an. Es ist eine neue Frequenz für die Messung zu wählen. Bei erfolgreicher Detektion eines Signals im Filterbank-Spektrometer ist der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator auf den Kanal des Filterbank-Spektrometers einzustellen. Sobald der richtige Frequenzbereich gewählt ist, kann hier ein Messwert abgelesen werden. In der Folge sind die Mischlagen beider Frequenzumsetzungen festzustellen. Es ist sinnvoll mit dem zweiten zu beginnen, der das Signal für den Frequenz- und Zeitintervall-Analysator umsetzt. Dafür verschiebt man

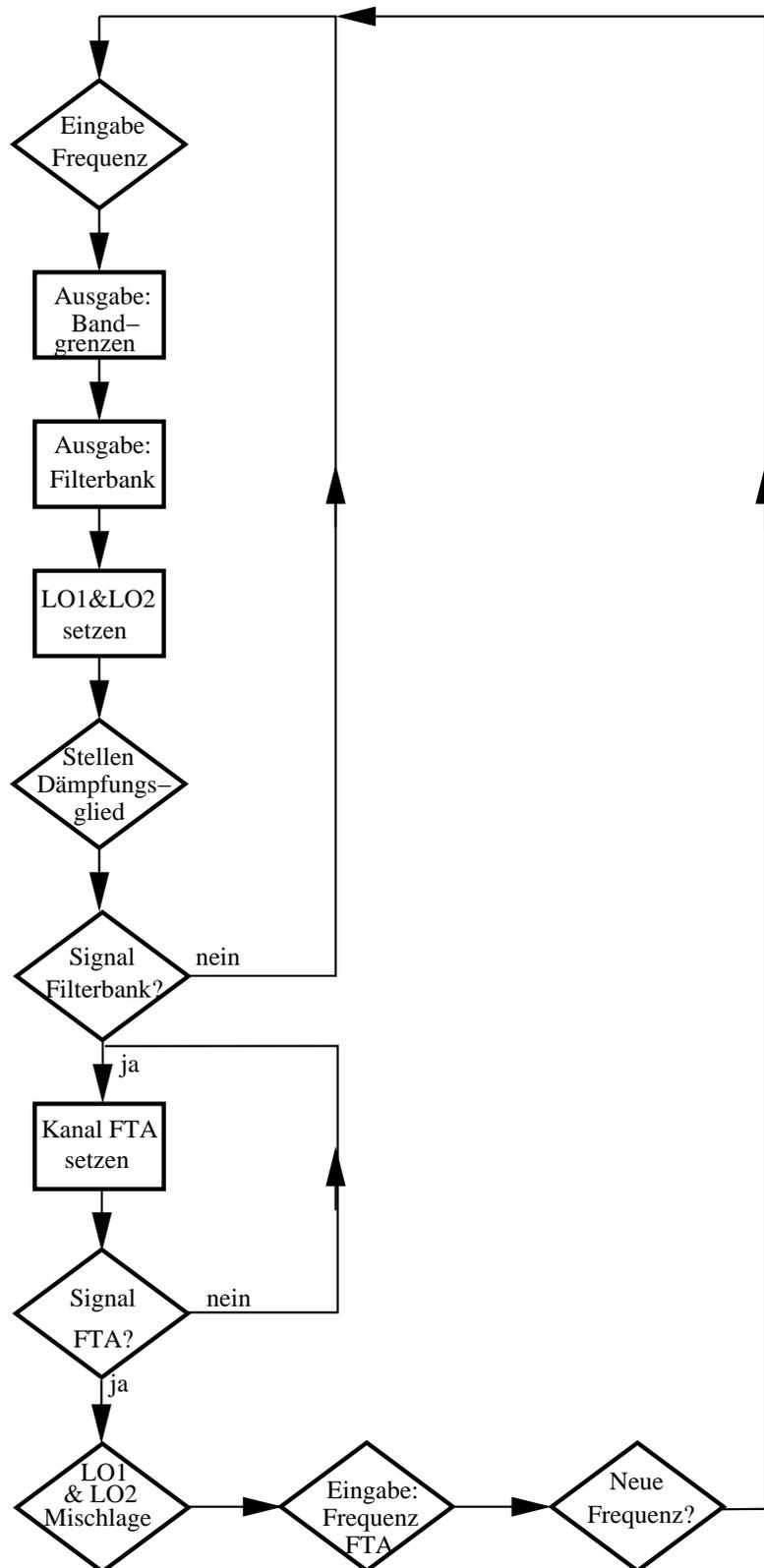


Bild 8.7.: Flussdiagramm der Messung.

Verschiebung LO1	Mischlage LO2	Verschiebung FTA	resultierende Mischlage LO1
größer	Gleichlage	größer	Kehrlage
größer	Gleichlage	kleiner	Gleichlage
größer	Kehrlage	größer	Gleichlage
größer	Kehrlage	kleiner	Kehrlage
kleiner	Gleichlage	größer	Gleichlage
kleiner	Gleichlage	kleiner	Kehrlage
kleiner	Kehrlage	größer	Kehrlage
kleiner	Kehrlage	kleiner	Gleichlage

Tabelle 8.1.: Resultierende Mischlage der Umsetzung im Frontend.

die Frequenz des zweiten Lokaloszillators um einen definierten Betrag. Folgt die Frequenz am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator um den gleichen Betrag in die gleiche Richtung, so handelt es sich um Mischung in Kehrlage. Wird die Frequenz am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator hingegen größer, wenn die Lokaloszillatorfrequenz verringert wurde, oder wird die Frequenz kleiner, wenn die Lokalosziollatorfrequenz erhöht wurde, so handelt es sich um Mischung in Gleichlage. Das Ergebnis ist am entsprechenden Schalter einzustellen. Um das Ergebnis abzusichern, kann man die Frequenz zusätzlich in die andere Richtung verschieben. Danach stellt man die Lokaloszillatorfrequenz wieder auf den alten Wert. Im Anschluss wird die gleiche Prozedur für die Analyse der Mischlage im Abwärtsmischer im Frontend durchgeführt.

Für die Ermittlung der Mischlage des Abwärtsmischers ist die Lokaloszillatorfrequenz des ersten Lokaloszillators zu verschieben. Abhängig von der ermittelten Mischlage des zweiten Lokaloszillators und der beobachteten Verschiebung der Frequenz am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator kann die Mischlage bestimmt werden. Alle acht Kombinationsmöglichkeiten sind in Tabelle 8.1 aufgeführt. In der ersten Spalte steht die Richtung der veranlassten Verschiebung der Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers, in der zweiten Spalte die für den zweiten Lokaloszillator ermittelte Mischlage, in der dritten Spalte die Richtung der beobachteten Frequenzverschiebung am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator und in der letzten Spalte die daraus resultierende Mischlage. Ist die Bestimmung der Mischlage eindeutig, kann aus der am Frequenz- und Zeitintervall-Analysator ablesbaren Frequenz mit Hilfe des Rechners auf die aktuelle Gyrotronfrequenz zurückgeschlossen werden. Soll eine Messung auf einer anderen Frequenz durchgeführt werden, so muss oben im Hauptfenster die neue Frequenz eingegeben werden, und der hier geschilderte Ablauf beginnt von neuem.

## 9. Messungen am Frequenzmesssystem

In den vorangegangenen Kapiteln wurden die Einzelkomponenten des Frequenzmesssystems detailliert mit ihren Eigenschaften geschildert. Im Weiteren sind Messungen ohne das Frontend und daran anschließend die erste Messung am Gyrotron dargestellt.

### 9.1. Messungen in der Zwischenfrequenzebene

Die Funktion des Frequenzmesssystems liegt in der Bestimmung von Frequenz und Pulslänge des Eingangssignals in einem Frequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz. Die Anforderungen wurden in Abschnitt 2.2 dargelegt. Das Konzept beschreibt, wie das Eingangssignal auf eine Zwischenfrequenzebene umgesetzt wird, damit die weitere Verarbeitung bei kleineren Frequenzen durchgeführt werden kann. Durch den modularen Aufbau des Frequenzmesssystems und die definierten Schnittstellen ist es möglich, das Messsystem durch Weglassen des Frontends für einen Frequenzbereich von 0,1 GHz bis 18 GHz zu nutzen. Hierzu wird nach dem Blockschaltbild, das in Bild 2.3 dargestellt ist, der Eingang des Zwischenfrequenzverstärkers, der zwei Ausgänge besitzt und sich direkt hinter dem Abwärtsmischer befindet, mit dem Eingangssignal beaufschlagt. Bevor Messungen eines Gyrotronsignals durchgeführt wurden, sind Messungen im Zwischenfrequenzteil zur Verifikation der im Pegelplan dargestellten Pegel realisiert worden.

Im Mittelpunkt des Interesses steht die Empfindlichkeit sowohl des Filterbank-Spektrometers als auch der Modulationsanalyse. Da die einzelnen Komponenten, wie in vorangegangenen Kapiteln dargelegt, einen Frequenzgang aufweisen, ist die Empfindlichkeit frequenzabhängig. Mit einem unmodulierten Eingangssignal wurde im ganzen Frequenzbereich die Detektionsschwelle des Filterbank-Spektrometers bestimmt. Die Detektionsschwelle wurde auf 20 mV Ausgangsspannung der Leitungstreiber festgelegt, da hier ein ausreichender Signal-zu-Rauschabstand besteht. Der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator zeigt bei zu kleinen Eingangspegeln einen falschen Messwert an, daher wird hier derjenige Pegel angegeben, ab dem ein korrekter Messwert ausgegeben wird. Die in einem Raster von 500 MHz aufgenommenen Messergebnisse sind in Bild 9.1 wiedergegeben. Generell lässt sich sagen, dass das Filterbank-Spektrometer empfindlicher ist als die Modulationsanalyse. Über einen weiten Bereich unterscheiden sich die Empfindlichkeiten um mehr als 8 dB. Das Filterbank-Spektrometer benötigt an den Grenzen der Kanäle eine höhere Eingangsleistung zur Detektion als in der Mitte eines Filterbandes. Dies ist an den Spitzen bei 2 GHz, 4 GHz. . . zu erkennen. Im Bereich von 500 MHz bis 6 GHz ist das Filterbank-Spektrometer deutlich empfindlicher als bei höheren Frequenzen. Der Sprung bei 6 GHz lässt sich zum einen durch die Kanalgrenze erklären. Zum anderen wird die Verstärkung des Filterbanktreibers ab etwa 6 GHz geringer, wie aus der Messung von Kapitel 5 hervorgeht. Daraus resultiert auch der Verlauf der nötigen Eingangsleistung bis 18 GHz. Auffällig beim Verlauf der nötigen Eingangsleistung der Modulationsanalyse

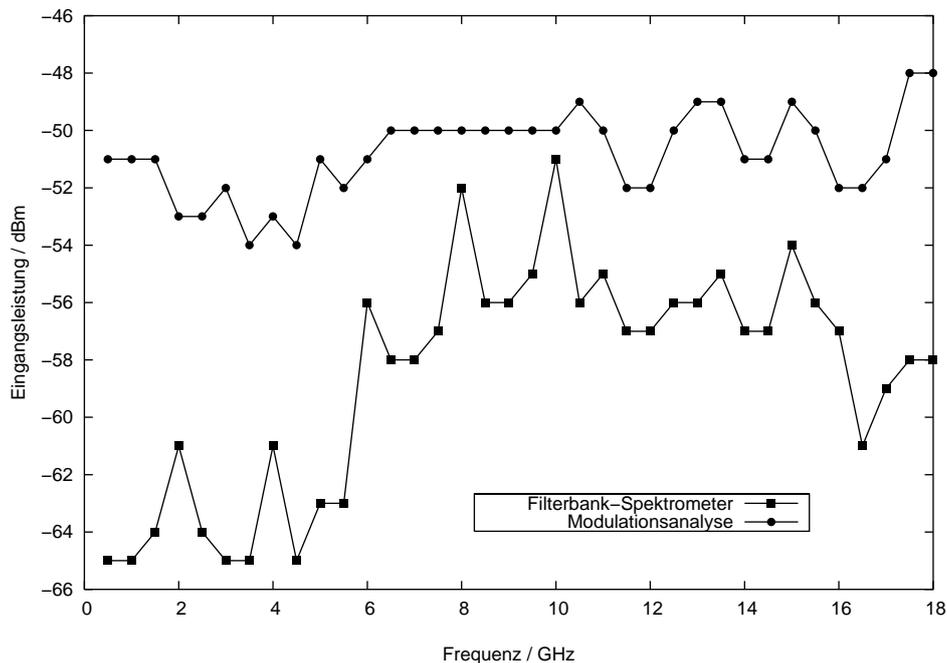


Bild 9.1.: Minimale Eingangsleistung in der Zwischenfrequenzebene.

ist, dass der Frequenzgang deutlich kleiner ist als der des Filterbank-Spektrometers.

Für den Betrieb des Systems wäre eine Aussage über die Empfindlichkeit im Eingangsfrequenzbereich 100 GHz bis 175 GHz sehr interessant. Da sich mit den vorhandenen Mitteln nur äußerst schwer definierte Leistungen kleiner als 1 mW absolut messen lassen, wurde hier eine Abschätzung durchgeführt. Mit Hilfe des bekannten Konversionsverlusts des Abwärtsmischers im Frontend, wie in Abschnitt 3.2.1 ausführlich dokumentiert, kann eine Aussage über die Empfindlichkeit des Systems im D-Band gemacht werden. Aus den obigen Messungen im Zwischenfrequenzbereich wurde mit den minimalen Konversionsverlusten auf die minimale Eingangsleistung oberhalb von 100 GHz geschlossen. Es ergibt sich ein Verlauf wie in Bild 9.2 dargestellt.

Der Verlauf der minimalen Eingangsleistung im gesamten Frequenzbereich zeigt eine deutliche Frequenzabhängigkeit. Bild 9.2 zeigt, dass ein Signal am Filterbank-Spektrometer bei einem Eingangspegel von  $-20$  dBm sicher über den ganzen Frequenzbereich detektiert werden. Für eine feinauflösende Analyse mit dem Frequenz- und Zeitintervall-Analysator müssen mindestens 6 dB mehr zur Verfügung stehen. Aufgrund des vorgeschalteten Isolators und des variablen Dämpfungsgliedes sind die praktischen Werte wahrscheinlich um 2 bis 3 dB schlechter. Dies ist aber immer noch ein hervorragendes Ergebnis für das hier verfolgte Ziel. An dieser Stelle konnte kein direkter Vergleich mit dem alten Frequenzmesssystem durchgeführt werden, da keine Daten zur Verfügung standen. Von einer Messung wurde abgesehen, da dieses nicht mehr eingesetzt werden wird und damit die Messung keine Bedeutung für die Zukunft hat.

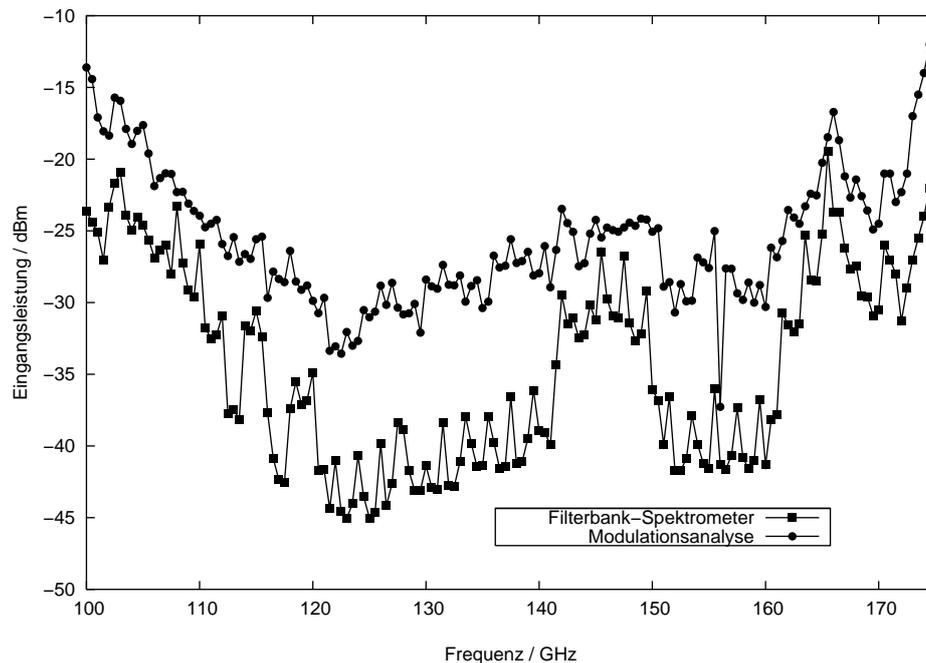


Bild 9.2.: Minimale Eingangsleistung des Frequenzmesssystems.

## 9.2. Messung am Gyrotron

Nach Abschluss der vorbereitenden Messungen wurde das Frequenzmesssystem am Gyrotron installiert. Das Eingangssignal des Frequenzmesssystems ist ein durch einen Spiegel ausgekoppelter Anteil des Hochfrequenzstrahls oder Streustrahlung, die mit einem stumpfen Hohlleiter, der als Antenne wirkt, eingekoppelt wird. Bis zum Eingang des Frequenzmesssystems erstrecken sich mehrere Meter übermodierter Rundhohlleiter, der eine kleinere Dämpfung aufweist als ein im Grundmode angeregter Hohlleiter. Vor dem Eingang befindet sich ein Übergang von Rund- auf Rechteckhohlleiter. Bei einer Sollfrequenz von 140 GHz, entsprechend der Parameter des Gyrotrons, wurde die Messung durchgeführt. Der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator zeigt, wie in Bild 9.3 dargestellt, eine Frequenz von 1060 MHz und eine Pulslänge von 300  $\mu\text{s}$  an. Bild 9.4 zeigt Kanal fünf des Filterbank-Spektrometers. Hier ist ein fast rauschfreier Puls gleicher Länge zu sehen. Daraus resultiert bei einer Lokaloszillatorfrequenz des Abwärtsmischers von 14,55 GHz bei Mischung in Gleichlage und einer Lokaloszillatorfrequenz von 10 GHz bei Mischung in Kehrlage eine Gyrotronfrequenz von 139,940 GHz. Die Frequenz des frequenzdurchstimmbaren Gyrotrons weicht hier 60 MHz von der Designfrequenz ab.

## 9.3. Mechanischer Aufbau des Frequenzmesssystems

Das gesamte Frequenzmesssystem ist in einen Schaltschrank für 19-Zoll-Einschübe montiert. Die einzelnen Baugruppen sind in Kassetten aufgebaut, die in 19-Zoll-Baugruppenträgern befestigt werden. Neben den zwei Baugruppenträgern mit jeweils drei Höhen-

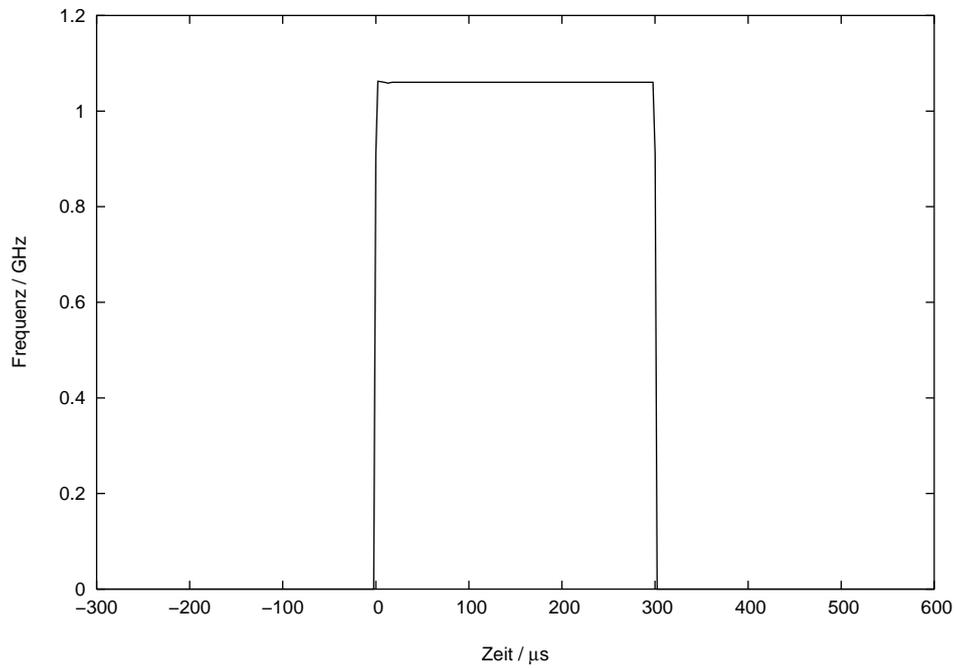


Bild 9.3.: Messung Frequenz- und Zeitintervall-Analysator.

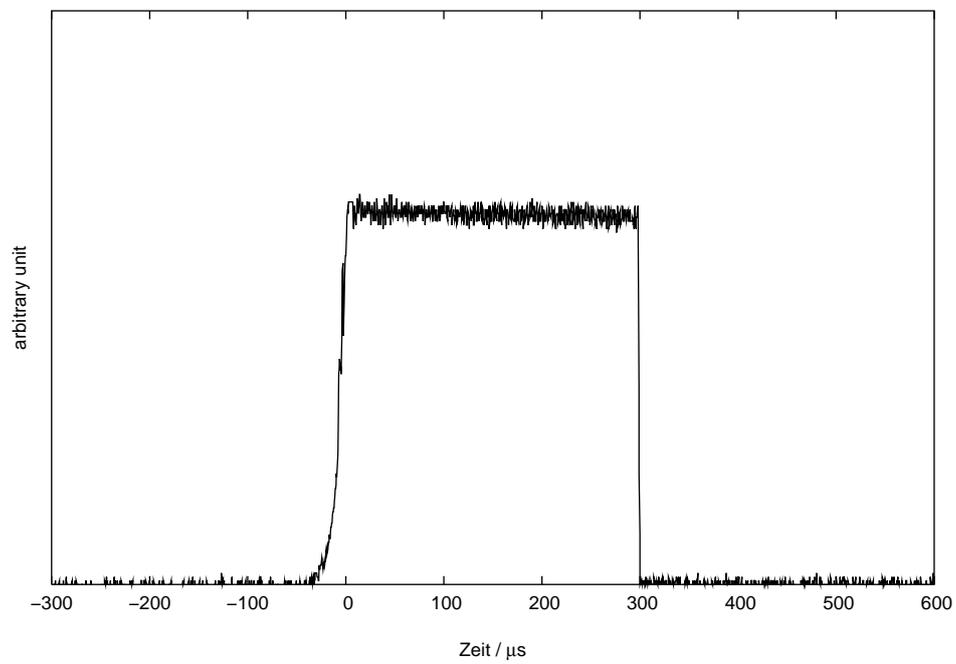


Bild 9.4.: Ausgang Filterbank-Spektrometer Kanal fünf.

einheiten<sup>1</sup> sind im gleichen Schaltschrank die beiden Lokaloszillatoren mit jeweils zwei Höheneinheiten eingebaut. Somit wird im Schaltschrank eine Höhe von 44,5 cm benötigt. Von hier aus geht für jeden Kanal des Filterbank-Spektrometers jeweils ein etwa 15 m langes Koaxialkabel zu den abgesetzt betriebenen Speicheroszilloskopen. Am gleichen Platz befindet sich auch der Frequenz- und Zeitintervall-Analysator, sodass ein weiteres Koaxialkabel vom Tiefpassfilter aus dorthin läuft. In unmittelbarer Nähe zum Frequenz- und Zeitintervall-Analysator und den Speicheroszilloskopen befindet sich der Computer zur Steuerung. Dieser abgesetzte Betrieb ermöglicht es, einen möglichst kurzen Hohlleiter vom Gyrotron zum Eingang des Frequenzmesssystems einzusetzen.

---

<sup>1</sup>1 Höheneinheit entspricht 44,5 mm

## 10. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde das Konzept eines breitbandiges Echtzeit-Frequenzmesssystems mit seinen einzelnen Komponenten dargestellt. Es wird zur Frequenz- und Pulslängenbestimmung für mm-Wellen-Gyrotrons eingesetzt. Der Frequenzbereich umfasst 100 GHz bis 175 GHz. Pulslängen von 100  $\mu$ s bis zu Minuten können bestimmt werden.

Das Frequenzmesssystem ist als Superheterodyn-Empfänger realisiert, da bei diesen Eingangsfrequenzen eine Frequenzmessung mit oben dargestellten Anforderungen in Echtzeit beim gegenwärtigen Stand der Technik nicht ohne Frequenzumsetzung möglich ist. Als Lokaloszillator für die Frequenzumsetzung kommt ein frequenzstabiles Ku-Band Signal aus einem Synthesegenerator zum Einsatz. Dieses Signal wird verdreifacht und im harmonischen Mischer wiederum verdreifacht, so dass sich ein weiter Abstimmbereich im D-Band ergibt. Das Zwischenfrequenzsignal, das bis zu 18 GHz groß sein kann, wird auf zwei Diagnosesysteme aufgeteilt: Filterbank-Spektrometer und Modulationsanalyse.

Das Filterbank-Spektrometer teilt die Zwischenfrequenzebene in neun Frequenzbänder mit einer Bandbreite von je 2 GHz. Am Ausgang jedes Bandfilters wird durch eine Detektordiode breitbandig detektiert. Die Diodenspannung wird auf einem Speicheroszilloskop dargestellt. Somit ist eine Frequenzbestimmung mit einer Auflösung von 2 GHz in Echtzeit möglich.

Die Modulationsanalyse bestimmt die Frequenz mit einer Auflösung von besser als 100 kHz deutlich genauer. Gleichzeitig kann die Pulslänge des Gyrotronsignals bestimmt werden. Für beide Messungen wird ein Frequenz- und Zeitintervall-Analysator von Agilent Technology eingesetzt. Da dieser eine maximale Eingangsfrequenz von 2,5 GHz hat, ist ein weiteres Heruntermischen des Zwischenfrequenzsignals erforderlich. Durch den zweiten abstimmbaren Lokaloszillator kann der gewünschte Ausschnitt aus der Zwischenfrequenzebene gewählt werden.

Die Steuerung des Frequenzmesssystems ermöglicht die optimale Wahl der Lokaloszillatorfrequenz der ersten Frequenzumsetzung und somit einen sehr empfindlichen Eingang. Wegen der herausragenden Breitbandigkeit ist keinerlei Selektion des umzusetzenden Eingangsfrequenzbereichs implementiert. Die Bestimmung der Mischlage wird durch die Steuerungssoftware erheblich vereinfacht.

Die Vorteile dieses Frequenzmesssystems sind folgende: Es bietet einen sehr großen Messbereich und ist gleichzeitig sehr empfindlich. Die grobauflösende Frequenzmessung wird in Echtzeit, die feinauflösende Messung in Quasi-Echtzeit durchgeführt. Abgerundet werden diese Vorteile durch den kompakten Aufbau gegenüber dem vorher eingesetzten System mit deutlich geringeren Leistungsdaten.

## 10.1. Mögliche Verbesserungen am Frequenzmesssystem

Die Empfindlichkeit des Frequenzmesssystems könnte weiter gesteigert werden. Ein erster Schritt dazu wäre, weitere Messungen der Konversionsverluste des Abwärtsmischers durchzuführen. Hierzu wäre das Raster der Lokaloszillatorfrequenz deutlich kleiner zu wählen. Die daraus gewonnene Information der geringsten Konversionsverluste abhängig von der Lokaloszillatorfrequenz müssten dann in die Steuerungssoftware implementiert werden. Ein weiterer Ansatz wäre, eine breitbandige Verstärkerstufe vor dem Abwärtsmischer im Frontend einzusetzen. Dies bringt in jeden Fall die größere Steigerung, ist aber auch deutlich aufwendiger und somit teurer. Zu berücksichtigen ist auch, dass die Gefahr sehr groß wäre, dass ein solcher Verstärker kurzzeitig überlastet werden könnte. Wenn man davon ausgeht, dass ein Gyrotron Ausgangsleistungen im Bereich von einem Megawatt erzeugt, so ist nicht folgerichtig, warum so viel Aufwand bei der Erhöhung der Empfindlichkeit des Diagnosesystems getrieben werden sollte. Würde die Auskopp- lung der Leistung optimiert werden, so könnte dem Frequenzmesssystem ja eine höhere Eingangsleistung zur Verfügung gestellt werden. Dies könnte durch den Entwurf einer breitbandigen Koppeleinrichtung realisiert werden.

Bisher sehr aufwendig ist die Bestimmung der Mischlagen beider Frequenzumsetzungen gelöst. Eine weitere Automatisierung könnte dies vereinfachen. Berücksichtigt man jedoch, dass diese Bestimmung nur sehr selten durchgeführt wird, da die Gyrotronfrequenz nur selten geändert wird, so muss womöglich mehr Zeit investiert werden als Nutzen daraus entsteht.

## A. Dokumentation der Bauteile

Die im Frequenzmesssystem verwendeten Bauteile sind im vorliegenden Dokument ausführlich beschrieben worden. Nachfolgend werden die wichtigsten Komponenten mit ihren Bezeichnungen zusammengefasst. Dieser Überblick soll einen eventuellen Nachbau oder auch die Diagnose eines Fehlers erleichtern. Dazu ist in Bild A.1 das Blockschaltbild des Frequenzmesssystems mit den Bauteilbezeichnungen wiedergegeben.

Bauteil	Hersteller	Bezeichnung	Seriennummer
D-Band Hohlleiterdämpfungsglied	Hughes	45738H-1200	23
D-Band Richtungsleitung	Hughes	45118H-1000	103
Abwärtsmischer	Elva-1	DC-THM/9-06-N	HDC01-02

Tabelle A.1.: Im Frontend eingesetzte Bauteile mit ihren Bezeichnungen.

Verstärker	Hersteller	Bezeichnung	Seriennummer
Zwischenfrequenzverstärker	Miteq	AFPD44-00102000-50	851416
Filterbanktreiber	Miteq	AMF-3D-001180-70-20P	852453
Lokalszillatortreiber	Miteq	AMF-3B-120180-50-25P	84033

Tabelle A.2.: Eingesetzte Verstärker mit ihren Bezeichnungen.

Bauteil	Hersteller	Bezeichnung	Seriennummer
Triplexer I	Filtronic	SM326	170067
Triplexer II	Filtronic	SM023	170076
Quintuplexer	Filtronic	SM024	169927
Detektor	Herotek	DZM185AB	diverse
Leitungstreiber	Linear Technology	LT1192	k.A.

Tabelle A.3.: Im Filterbank-Spektrometer eingesetzte Bauteile mit ihren Bezeichnungen.

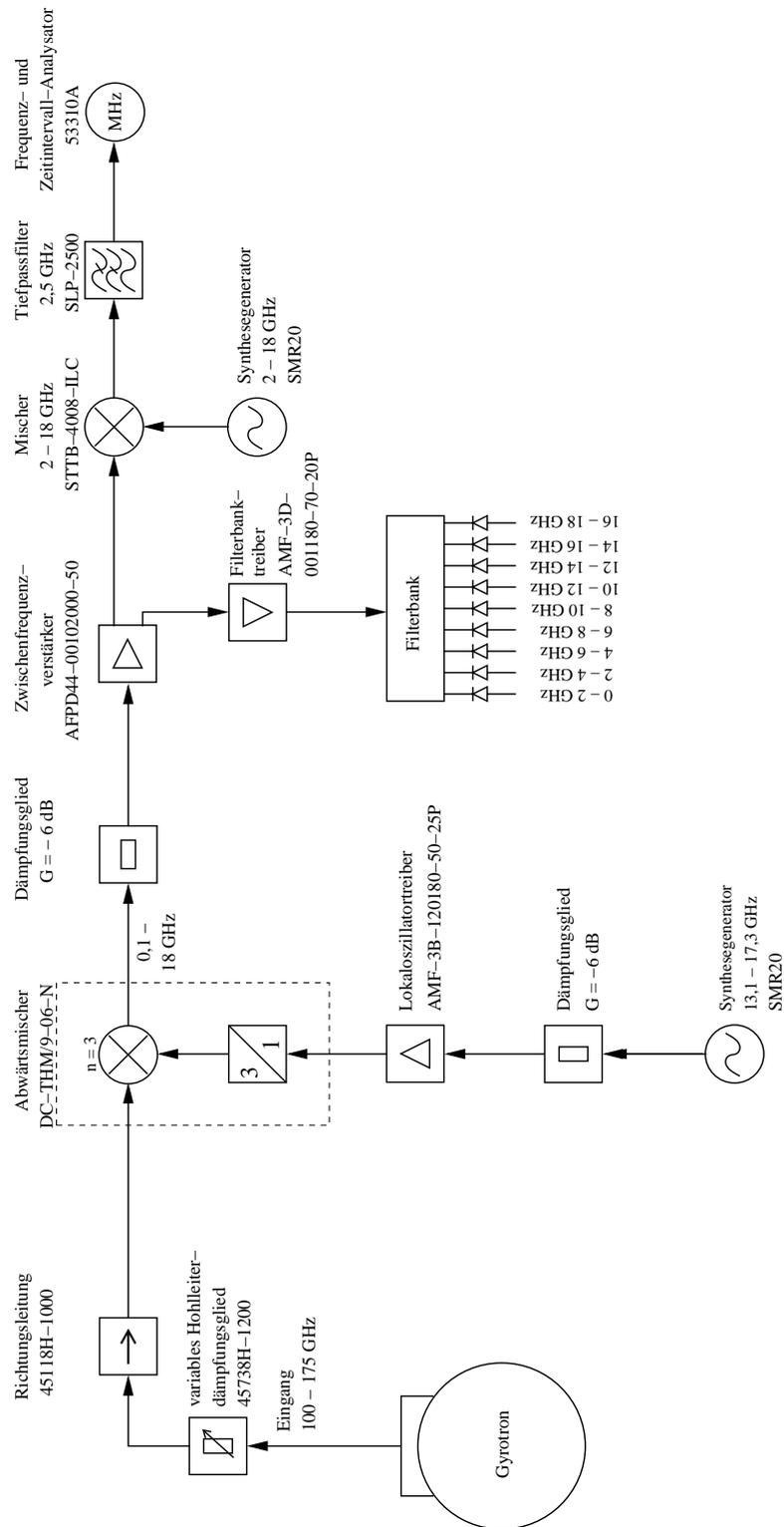


Bild A.1.: Blockschaltbild des erweiterten Frequenzmesssystems mit Bauteilbezeichnungen.

Bauteil	Hersteller	Bezeichnung	Seriennummer
Mischer	Signal Technology	STTB-4008-ILC	26A
Tiefpassfilter	Mini-Circuits	SLP-2500	k.A.
Frequenz- und Zeitintervall-Analysator	Agilent	53310A	k.A.

Tabelle A.4.: In der Modulationsanalyse eingesetzte Bauteile mit ihren Bezeichnungen.

## B. Abwärtsmischer im Frontend

In diesem Anhang werden Details zum Abwärtsmischer DC-THM/9-06-N von Elva-1 erläutert. Er versteht sich als Ergänzung zu Kapitel 3. Neben dem Datenblatt findet sich eine detaillierte Beschreibung des Messaufbaus, der für die Vermessung der Konversionsverluste zusammengestellt wurde, sowie die Ergebnisse der Messung eines zweiten Abwärtsmischers gleichen Typs.

### B.1. Erläuterungen zum Messaufbau

Um die Funktion des Mischers gemäß des Datenblatts zu verifizieren, wurden die Konversionsverluste bestimmt. Diese Verluste treten bei der Frequenzumsetzung in einem Mischer auf. Bei einer bekannten Eingangsleistung wird die Ausgangsleistung am Zwischenfrequenztor des Mischers bestimmt. Die Parameter Lokaloszillatorfrequenz, -leistung und Biasspannung werden während der durchgeführten Messungen konstant gehalten.

Der Messaufbau zur Bestimmung der Konversionsverluste ist schematisch in Bild B.1 dargestellt. Als Quelle wurde eine Rückwärtswellenröhre, die von 100 GHz bis 175 GHz abstimmbare ist, verwendet. Das Ausgangssignal ist über eine Phasenregelschleife (PLL) an einen 10 MHz-Quarzoszillator angebunden. Damit kann eine ausreichende Frequenzstabilität erreicht werden. Die gemessene Ausgangsleistung der stabilisierten Röhre über der Frequenz ist in Bild B.2 aufgetragen. Um den Eingangspegel des Abwärtsmischer kleiner als den 1 dB-Kompressionspunkt von  $150 \mu\text{W}$  zu halten, begrenzt das variable Dämpfungsglied die Leistung. Die sich anschließende Richtungsleitung dient zur Unterdrückung von rücklaufenden Wellen im Hohlleiter. Zur Kalibration der Ausgangsleistung wurde zuerst statt des in Bild B.1 angegebenen DUT ein Hohlleiter-Kalorimeter angeschlossen. Mit diesem wurde im ganzen Frequenzbereich von 100 GHz bis 175 GHz in Schritten von je 500 MHz die Leistung aufgenommen. Diese entspricht der Eingangsleistung des Abwärtsmischer. Anschließend wurde der Abwärtsmischer mit externem Lokaloszillator als DUT angeschlossen. Zur Detektion der Leistung auf der Zwischenfrequenzebene wurde ein Rohde & Schwarz Spektralanalysator eingesetzt. Im Gegensatz zu einem Kalorimeter detektiert dieser die Leistung schmalbandig. Somit konnte vermieden werden, dass eventuell auftretende Harmonische höherer Ordnung einen Messfehler verursachen. Aus der Differenz von Eingangs- und Zwischenfrequenzausgangspegel lässt sich der Konversionsverlust bestimmen. Es wurde jeweils bei einer Lokaloszillatorfrequenz die gesamte Bandbreite des Abwärtsmischer von 36 GHz abgedeckt. Hierzu wurde die Eingangsfrequenz im D-Band auf dem oben beschriebenen 500 MHz-Raster variiert. Für jede Lokaloszillatorfrequenz ergeben sich daher 73 Messpunkte. Da viele Messungen zur Charakterisierung durchgeführt wurden, war die Automatisierung des Messaufbaus notwendig. Die Steuerung der PLL-stabilisierten Rückwärtswellenröhre ist mit LabWindows/CVI implementiert. Sie wurde um einige Zeilen erweitert, um den

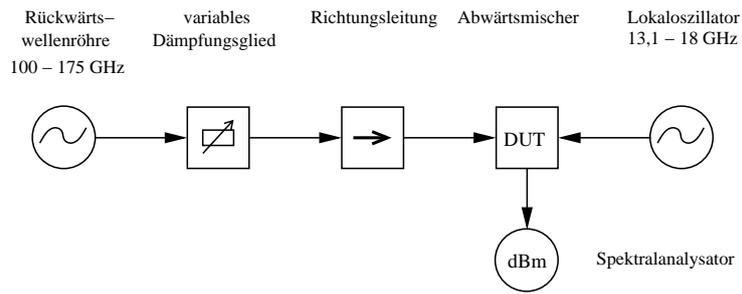


Bild B.1.: Messaufbau zur Bestimmung der Konversionsverluste des Abwärtsmischers.

Spektralanalysator zu steuern und den Pegel des Zwischenfrequenzsignals auszulesen und abzuspeichern. Da das Kalorimeter keine Schnittstelle zum Auslesen der Daten besitzt, musste die Kalibration von Hand durchgeführt werden. Mit diesem Aufbau wurden für zwei Abwärtsmischer jeweils zwanzig Messreihen durchgeführt.

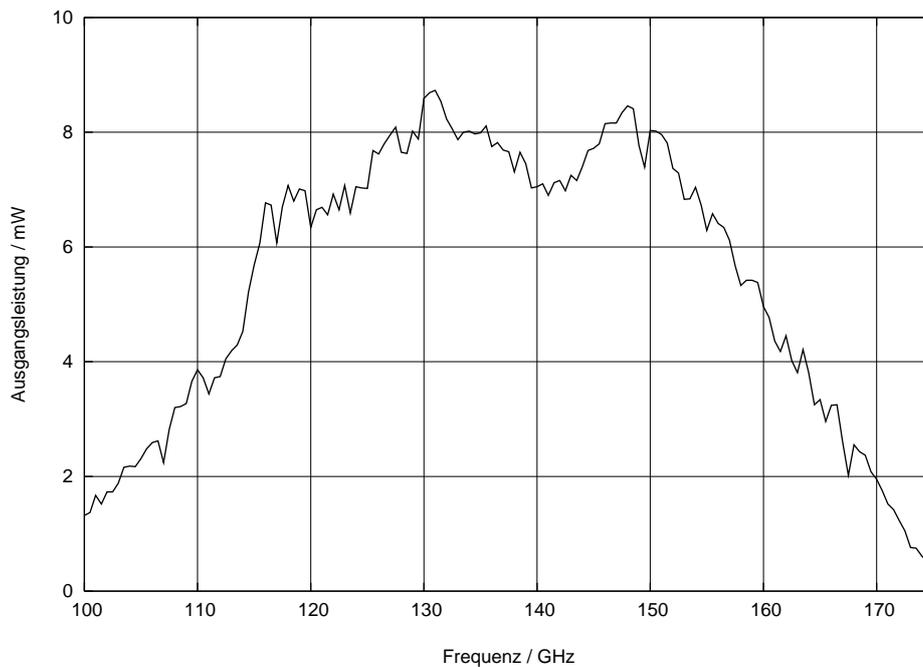


Bild B.2.: Ausgangsleistung der Rückwärtswellenröhre abhängig von der Frequenz.

## B.2. Messergebnisse

Neben den Messungen des Abwärtsmischers mit der Seriennummer HDC01-02, die in Abschnitt 3.2.1 präsentiert wurden, sind Messungen mit den gleichen Parametern an dem Abwärtsmischer mit der Seriennummer 1741 durchgeführt worden. Die Ergebnisse sind in den Graphen B.3 bis B.14 dargestellt. Der Vergleich des Abwärtsmischers mit

verschiedenen Biasspannungen ist in Bild B.15 abgebildet. Auch hier ist der Wert von  $-6\text{ V}$  über große Frequenzbereiche der günstigste.

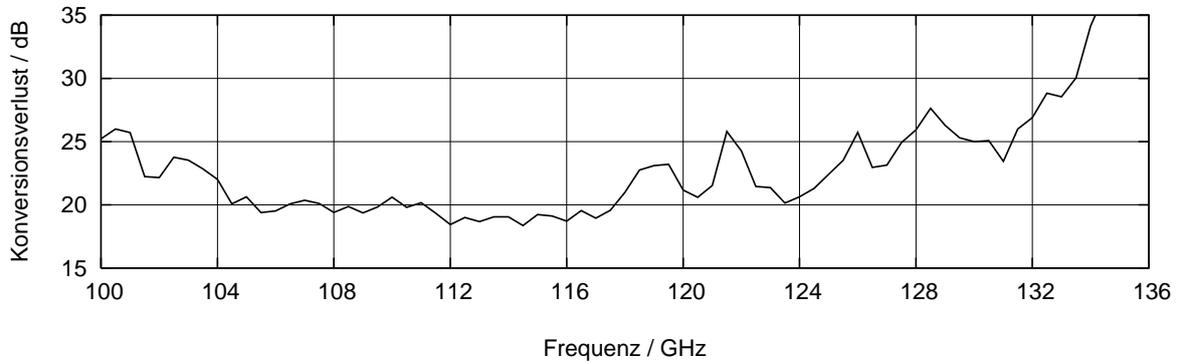


Bild B.3.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 13,1\text{ GHz}$ .

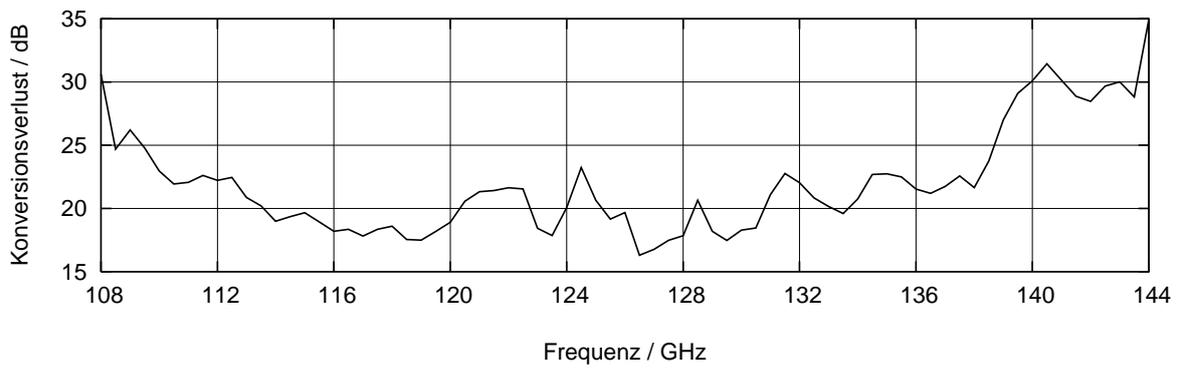


Bild B.4.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 14\text{ GHz}$ .

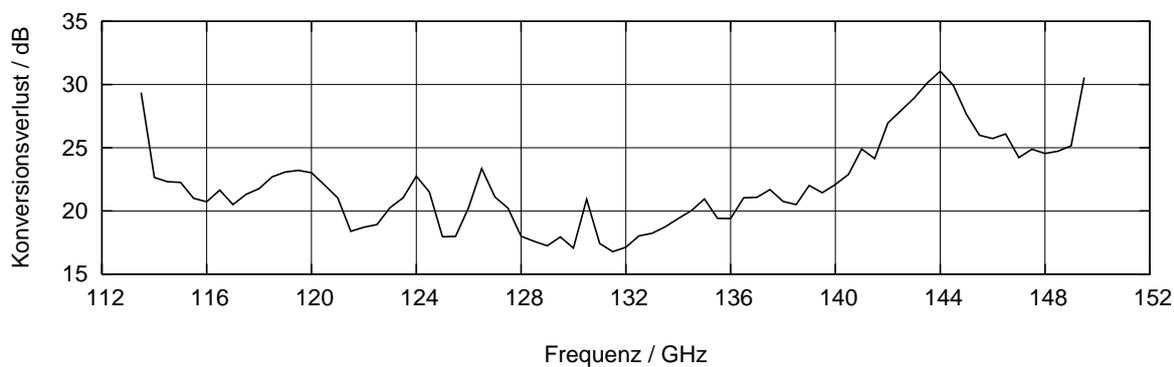


Bild B.5.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 14,6$  GHz.

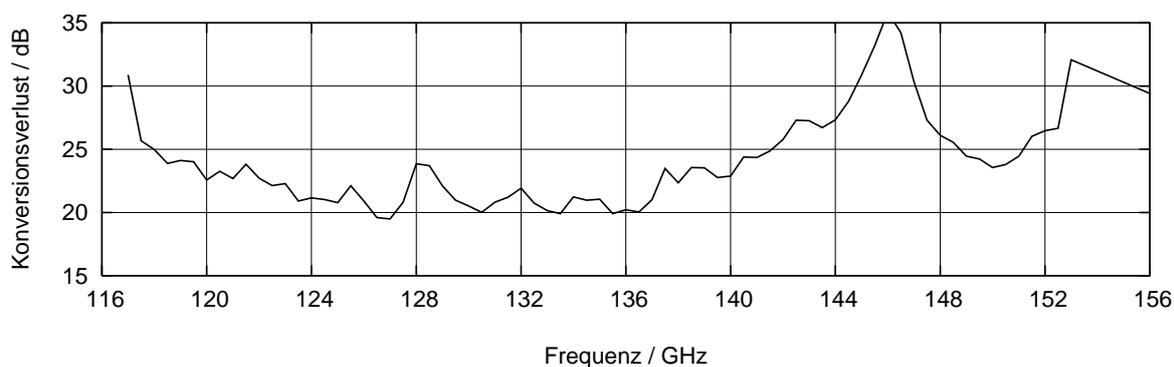


Bild B.6.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15$  GHz.

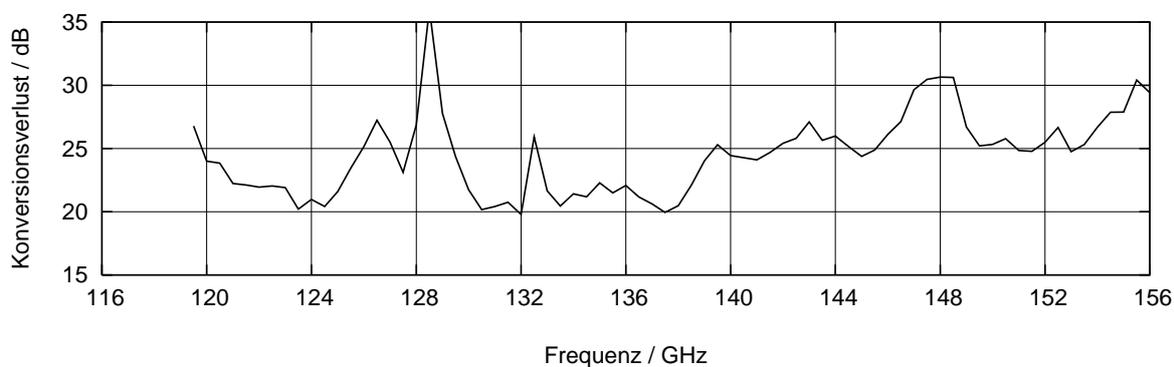


Bild B.7.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15,3$  GHz.

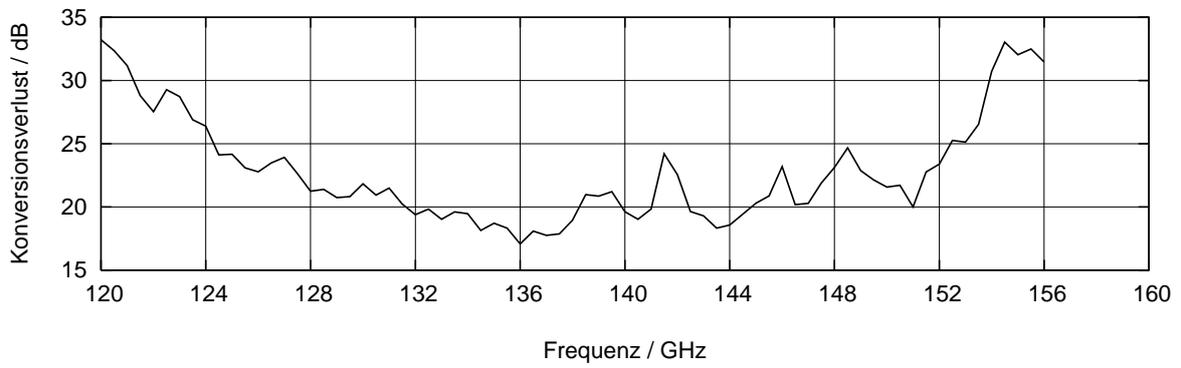


Bild B.8.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 15,4$  GHz.

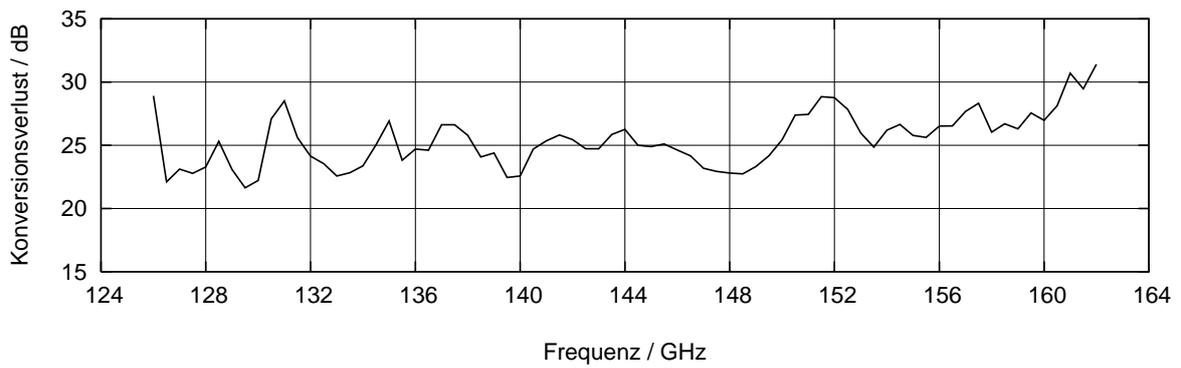


Bild B.9.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 16$  GHz.

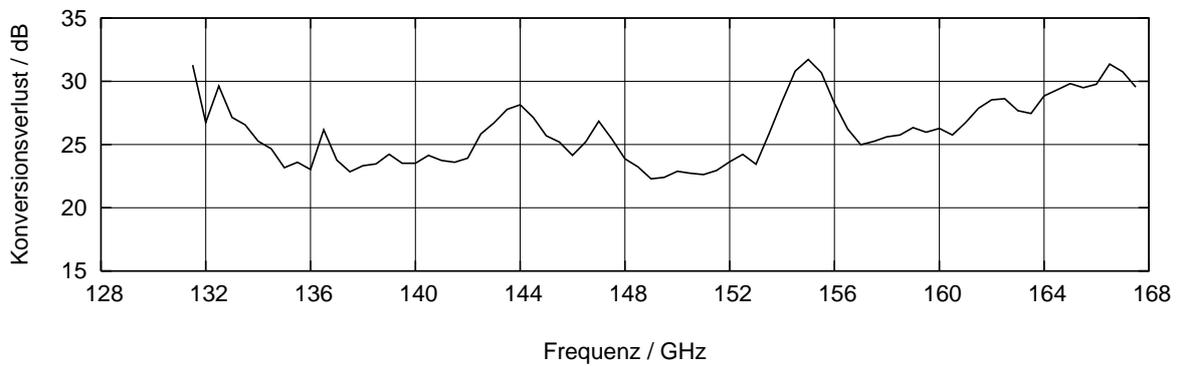


Bild B.10.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 16,6$  GHz.

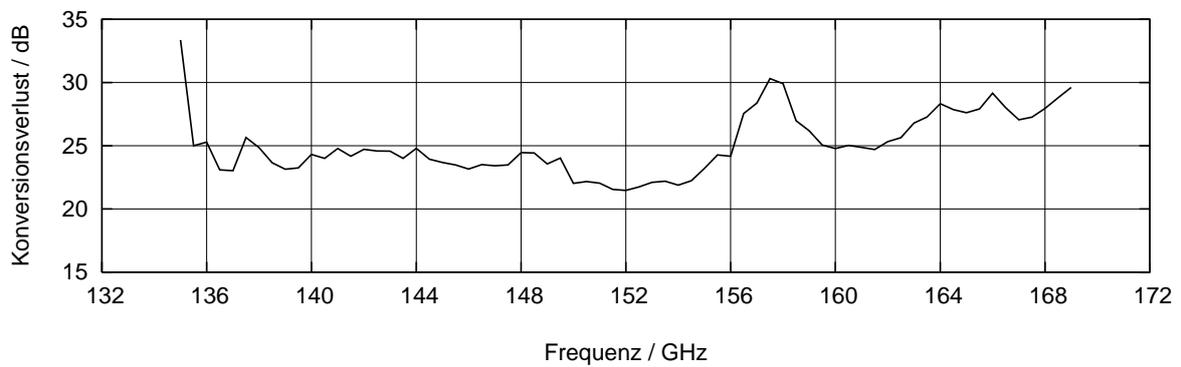


Bild B.11.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17$  GHz.

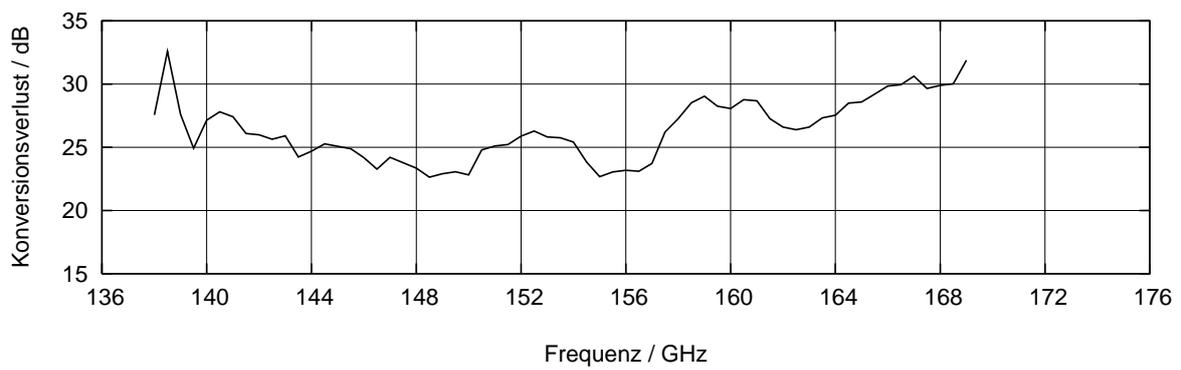


Bild B.12.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17,3$  GHz.

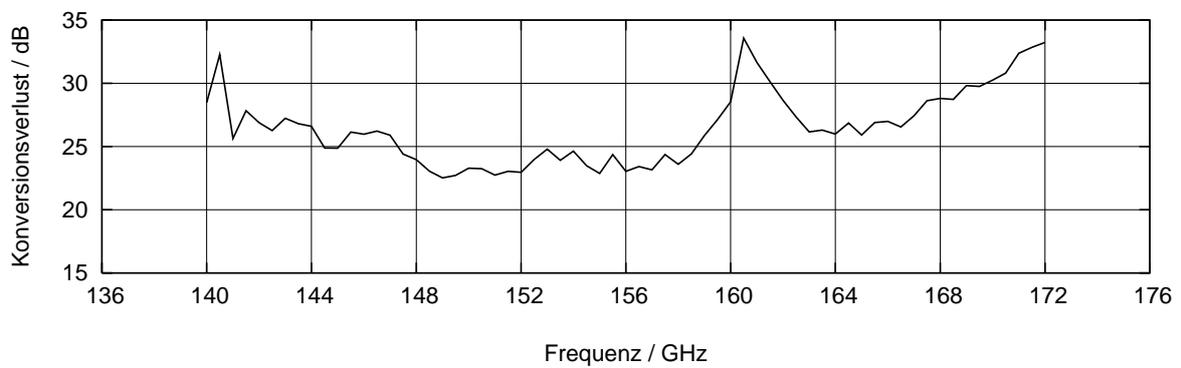


Bild B.13.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 17,6$  GHz.

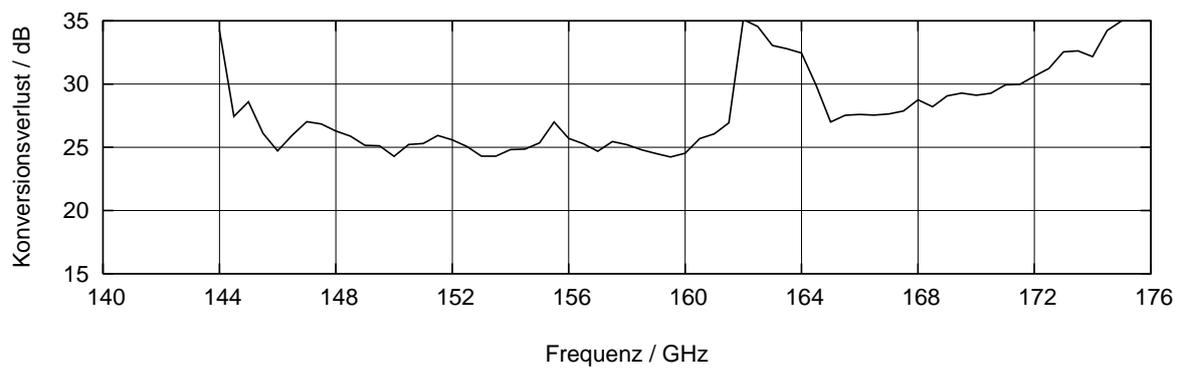
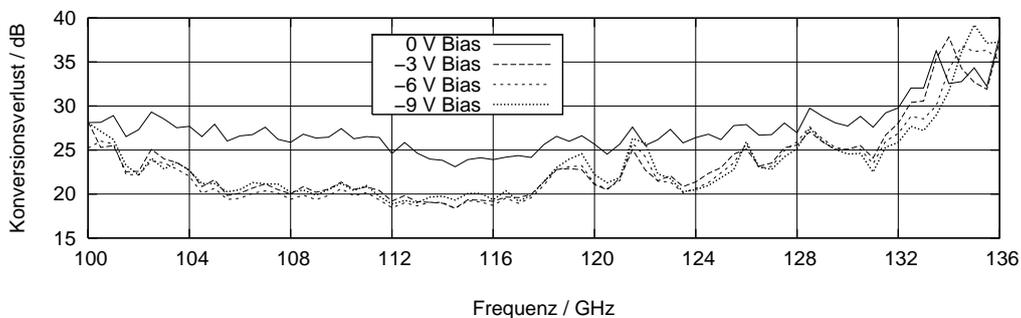
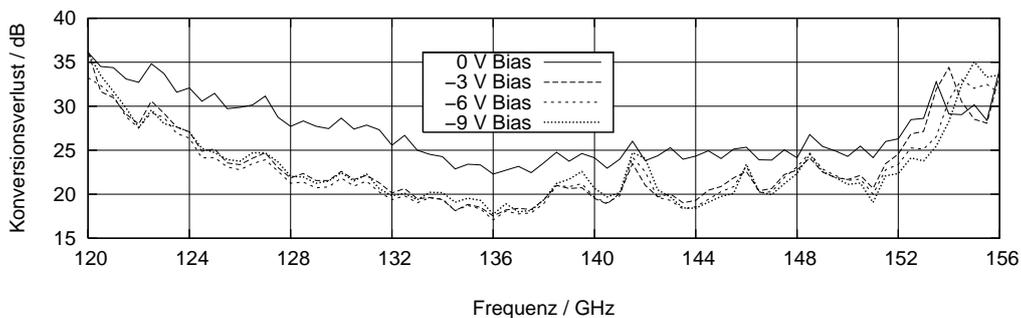


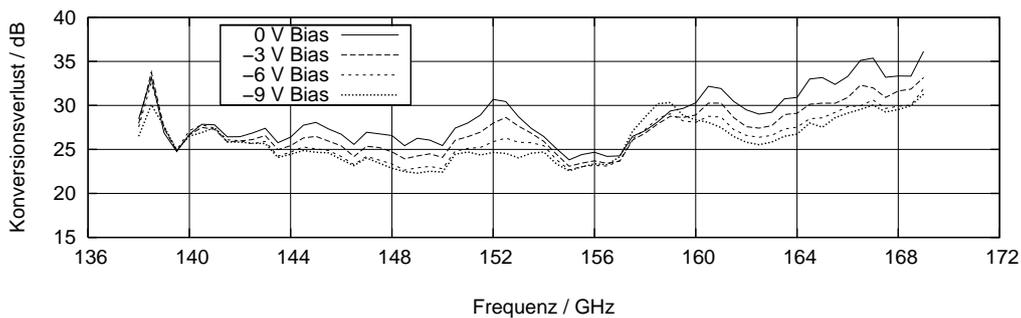
Bild B.14.: Gemessene Konversionsverluste mit  $f_{LO} = 18$  GHz.



(a) Lokaloszillatorfrequenz 13,1 GHz.



(b) Lokaloszillatorfrequenz 15,4 GHz.



(c) Lokaloszillatorfrequenz 17,3 GHz.

Bild B.15.: Konversionsverluste des Abwärtsmischers bei verschiedenen Biasspannungen.

## C. Konfigurationsdateien

Nachfolgend ist die Datei mit den allgemeinen Einstellungen des Programms zur Steuerung des Frequenzmesssystems abgedruckt. Es sollten auf keinen Fall manuell Änderungen in der Datei durchgeführt werden, da sich sonst Fehlfunktionen des Programms nicht ausschließen lassen.

```
*****
*                                                                 *
*           REALTIME FREQUENCY MEASUREMENT SYSTEM               *
*                                                                 *
*****
*                                                                 *
*           initial values                                       *
*                                                                 *
*           !!! DO NOT EDIT THIS FILE !!!                         *
*           changing is possible through the config panel        *
*****

GPIB_L01: 28
GPIB_L02: 29
GPIB_FTA: 30
PWR_L01:          5.0
PWR_L02:          10.0
f_mitte:          131.0
f_gyrotron:       140.0
delta1:           0.1
delta2:           0.4
automatic: 1
file_mixerparameter: mixer.ini

      END OF FILE
```

Im Anschluss ist die Datei mit den Mischerdaten wiedergegeben. Diese Daten ermöglichen es je nach Eingangsfrequenz diejenige Lokaloszillatorfrequenz einzustellen, um ein möglichst empfindliches System zu erhalten. Bei manuellem Ändern des Dateiinhalts kann die günstigste Lokaloszillatorfrequenz unter Umständen nicht eingestellt werden. Genauere Informationen zu den gespeicherten Informationen finden sich in Abschnitt 8.4.4.

```
*****
*
*           REALTIME FREQUENCY MEASUREMENT SYSTEM           *
*
*****
*
*           characteristic data of the downconverter           *
*
*           !!! DO NOT EDIT THIS FILE !!!                       *
*           changing is possible through the config panel       *
*****
```

RF-range /GHz	LO-frequency /GHz
100-102:	13.1
102-104:	13.1
104-106:	13.1
106-108:	13.1
108-110:	13.1
110-112:	13.1
112-114:	13.1
114-116:	14.0
116-118:	14.0
118-120:	14.0
120-122:	14.0
122-124:	14.0
124-126:	14.6
126-128:	14.6
128-130:	14.0
130-132:	14.0
132-134:	14.0
134-136:	14.6
136-138:	14.6
138-140:	14.6
140-142:	15.3
142-144:	17.3
144-146:	17.3
146-148:	17.3
148-150:	17.3
150-152:	17.3
152-154:	17.3
154-156:	17.0
156-158:	16.0

158-160: 17.3  
160-162: 17.3  
162-164: 17.3  
164-166: 17.3  
166-168: 17.3  
168-170: 17.3  
170-172: 17.3  
172-174: 17.3  
174-175: 17.3

END OF FILE

## Literaturverzeichnis

- [1] M. Thumm, *Progress in gyrotron development*; Fusion Engineering and Design, 66-68, pp. 69-90, 2003
- [2] Joseph Eichmeier, *Moderne Vakuumelektronik*; Springer-Verlag, 1981
- [3] C.J. Edgcombe, *Gyrotron Oscillators*; Taylor&Francis, 1993
- [4] Kenneth J. Button, *Infrared and Millimeter Waves*; Volume 1, Academic Press, 1979
- [5] S. Kern, *Numerische Simulation der Gyrotron-Wechselwirkung in koaxialen Resonatoren*; Forschungszentrum Karlsruhe, Wissenschaftliche Berichte FZKA 5837, November 1996
- [6] G. Dammertz, O. Braz, A.K. Chopra, K. Koppenburg, M. Kuntze, B. Piosczyk, M. Thumm, *Recent Results of the 1-MW, 140 GHz, TE<sub>22,6</sub> Gyrotron*; IEEE Trans. Plasma Science, vol. 27, pp. 330–339, April 1999
- [7] B. Piosczyk, A. Arnold, H. Budig, G. Dammertz, O. Dumbrajs, O. Drumm, M.V. Kartikeyan, M. Kuntze, M. Thumm, X. Yang, *Towards a 2 MW, CW, 170 GHz coaxial cavity gyrotron for ITER*; Fusion Engineering and Design, 66-68, pp. 481-485, 2003
- [8] E. Borie, O. Drumm, S. Illy, K. Koppenburg, M.V. Kartikeyan, B. Piosczyk, D. Wagner, X. Yang, G. Dammertz, M. Thumm, *Possibilities for Multifrequency Operation of a Gyrotron at FZK*; IEEE Trans. Plasma Science, vol. 30, pp. 828–835, June 2002
- [9] K. Koppenburg, G. Dammertz, M. Kuntze, B. Piosczyk, M. Thumm, *Fast Frequency-Step-Tuneable High-Power Gyrotron with Hybrid-Magnet-System*; IEEE Trans. Electron Devices, vol. 48, pp. 101–107, Jan. 2001
- [10] M. Thumm, W. Wiesbeck, S. Kern, *Hochfrequenzmeßtechnik*; B.G. Teubner, 1998, 2. Auflage
- [11] C. Rauscher, *Grundlagen der Spektrumanalyse*; Rohde & Schwarz, 2000, 1. Auflage
- [12] N.J. Berg, J.N. Lee, *Acusto-optical Sigal Processing*; New York: Dekker
- [13] R. Williams, *Theory and Application of a 0,5 to 18 GHz Tunable IFM Receiver*; Microwave Journal, pp. 89–108, Feb. 1989

- 
- [14] T. Geist, M. Thumm, W. Wiesbeck, *Linewidth Measurement on a 140 GHz Gyrotron*; 16th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Lausanne, Ecole Polytechnique, Switzerland, Conf. Digest, pp. 272–273, 26.–30. August 1991
- [15] T. Geist, M. Thumm, W. Wiesbeck, *Contiguous Filterbank Receiver for a pulsed 140 GHz Gyrotron*; 16th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Lausanne, Ecole Polytechnique, Switzerland, Conf. Digest, pp. 274–275, 26.–30. August 1991
- [16] T. Geist; Forschungszentrum Karlsruhe, unveröffentlichter Bericht, 1992
- [17] M. Thumm, *Hoch- und Höchstfrequenz-Halbleiterschaltungen*; Universität Karlsruhe, 2001, 8. Auflage
- [18] Elva-1, *D-Band Down Converter, Model DC-THM/9-06-N*; Datenblatt, 2002
- [19] Rohde & Schwarz, *Mikrowellen-Signalgenerator, SMR20*; Betriebshandbuch, 2000
- [20] Linear Technology, *LT1192, Ultrahigh Speed Operational Amplifier*; Datenblatt, 1991
- [21] Signal Technology, *STTB-4008-ILC, Broadband Triple Balanced Mixer*; Datenblatt, 2002
- [22] Agilent Technologies, *53310A, Modulation Domain Analyzer*; Operation Reference Manual, 1999