

KfK 4952
November 1991

**Untersuchung der
Meßmethoden für die
Mikrowellenabsorption
der unteren Atmosphäre
im Bereich um 142 GHz**

R. Krupa
Institut für Technische Physik
Projekt Schadstoffbeherrschung in der Umwelt

Kernforschungszentrum Karlsruhe

KERNFORSCHUNGSZENTRUM KARLSRUHE

Institut für Technische Physik

Projekt Schadstoffbeherrschung in der Umwelt

KfK 4952

**Untersuchung der Meßmethoden für die Mikrowellenabsorption der
unteren Atmosphäre im Bereich um 142 GHz**

R. Krupa

Kernforschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

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

Kernforschungszentrum Karlsruhe GmbH
Postfach 3640, 7500 Karlsruhe 1

ISSN 0303-4003

Investigation of Measurement Methods for Microwave Absorption by the Lower Atmosphere in the 142 GHz Range

Abstract

The millimeter wave measurement technique for investigation of the terrestrial atmosphere has become an important tool for climatology during the last years. A measurement system for the observation of the influence of the local climate on the behaviour of the atmospheric transmission of millimeter waves has been developed and tested. An exceptional feature of this measurement system is related to the short reference path, which allows separation of the system fluctuations from the real effects to be observed. In the selected 142 GHz frequency range there is a relatively strong absorption line of ozone.

The system setup and the operation principles will be explained. First measurements taken with a laboratory setup will be presented and discussed. The development aspects for a future improved version of the system will be considered.

Kurzfassung

Die Millimeterwellenmeßtechnik für Untersuchungen der Erdatmosphäre entwickelte sich in den letzten Jahren zu einem wichtigen Werkzeug der Klimaforschung. Ein Meßsystem für die Beobachtung des Einflusses des lokalen Klimas auf das Transmissionsverhalten der unteren Atmosphäre im Bereich der Millimeterwellen wurde entwickelt und getestet. Eine Besonderheit dieses Meßsystemes stellt die Referenzstrecke dar, die eine Trennung der Systemfluktuationen von den eigentlichen Meßeffekten ermöglicht. Der gewählte Frequenzbereich um 142 GHz schließt die hier angesiedelte relativ starke Absorptionslinie von Ozon ein.

Der Aufbau und die Funktionsweise des Meßsystems werden erläutert. Erste Meßergebnisse durchgeführt mit einem Laboraufbau des Systems werden vorgestellt und diskutiert. Das Entwicklungspotential für zukünftige Versionen des Systems wird erörtert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	6
1.1	Ursprung des Themas	6
1.2	Erläuterung der Aufgabenstellung	7
1.3	Vorgehensweise	7
2	Theoretische Grundlagen	8
2.1	Physikalische Grundlagen	8
2.1.1	Linienbreite	9
2.1.2	Absorption	10
2.2	Eigenschaften der Atmosphäre	14
2.3	Meßprinzip	18
3	Aufbau des Meßsystems	20
3.1	Der skalare Netzwerkanalysator	20
3.1.1	Funktionsweise	20
3.1.2	Tests und Optimierung der Eigenschaften	24
3.2	Die Meßstrecke	24
3.2.1	Anforderungen und Rahmenbedingungen	24
3.2.2	Bestimmung der Streckendämpfung	26
3.3	Meßsystem	28
3.3.1	Anordnung	28
3.3.2	Justierung	28
4	Freiraummessungen	30
4.1	Meßwerterfassung	30
4.2	Auswertung der Daten	32
4.3	Analyse der Ergebnisse	35
4.4	Referenzstrecke	36
4.4.1	Grundidee	36
4.4.2	Aufbau	37
4.4.3	Messungen	38
4.4.4	Nichtresonante Effekte	39

5	Resümees	42
5.1	Endergebnisse	42
5.2	Ansatzpunkte für Weiterentwicklung	43
	Literaturverzeichnis	44
A	Skalarer Netzwerkanalysator	46
A.1	Lokaler Oszillator	46
A.2	Subharmonischer Oszillator	46
A.3	Spektrumanalysator	49
A.4	Mischer	49
A.4.1	Balancierter Mischer	49
A.4.2	Vervielfacher	51
A.4.3	Empfänger-Mischer	53
A.5	YIG-Filter	54
A.6	Offset-Verstärker	58
A.7	Verstärker	58
B	Meßsystem	60
B.1	Antennen	61
B.2	Messstrecke	63
B.3	Reflektor	70
B.4	Referenzstrecke	70
C	Temperatureffekt	72

Abbildungsverzeichnis

1.1	Vorgehensweise	7
2.1	Stärkste Absorptionslinien bis 1200 GHz von Ozon	13
2.2	Vereinfachtes Absorptionsspektrum im Bereich der Mikrowellen	15
2.3	Absorption durch die gesamte Atmosphäre im Bereich der Mikrowellen	16
2.4	Zeitlicher Verlauf der Ozonkonzentration	17
2.5	Meßprinzip für die Transmissionsmessungen	19
3.1	Blockschaltbild des SNA	21
3.2	Spektra im SNA-Aufbau	22
3.3	Dämpfungsglied als Testobjekt	23
3.4	Nutzbare Reflektorfläche	25
3.5	Prinzipbild des idealisierten Meßsystems	27
3.6	Blockschaltbild des gesamten Meßaufbaus	29
4.1	Zeitliche Mittelwerte über mehrere Messungen	31
4.2	Differenzkurve der zeitlichen Mittelwerte	32
4.3	Variation der Tageswerte	33
4.4	6-Stunden Werte im Tagesverlauf	34
4.5	Histogramme der Meßwerte und der Ozonkonzentrationen über 24 Stunden	35
4.6	Theoretisch erwarteter Verlauf der Differenzkurve	36
4.7	Anordnung der Referenzstrecke	37
4.8	Messungen mit Hilfe der Referenzstrecke	39
4.9	Niederschlagseinfluß auf die Streckendämpfung	40
A.1	Meßaufbau: Geräte-Rack	47
A.2	Vergleich zwischen SMS und SMG	48
A.3	Systemkomponenten des SNA	49
A.4	Datenblatt des DM1-18A	50
A.5	Testmessung des SHM 12/7B	51
A.6	HF-Teil des Meßsystems	52
A.7	YIG-Filter	54
A.8	Technische Daten des YIG-Filters	55
A.9	Meßdaten des angewendeten Exemplares des YIG-Filters	56
A.10	Typische Schaltung mit einem YIG-Filter	57

A.11 Schaltbild des Offset-Verstärkers	58
A.12 Technische Daten des ZF-Verstärkers	58
A.13 Technische Daten der $f_1 + f_2$ -Verstärker	59
A.14 Technische Daten des LO-Verstärkers	59
B.1 Das gesamte Meßsystem	60
B.2 Technische Daten der Antennen	61
B.3 Richtcharakteristik der verwendeten Antennen	62
B.4 Lage der Meßstrecke innerhalb des KfK-Geländes	63
B.5 Strahlengang gemäß dem Meßprinzip	64
B.6 Senden	65
B.7 Weg zum Reflektor	66
B.8 Reflektor	67
B.9 Rücklauf zur Empfangsantenne	68
B.10 Antennenanordnung	69
B.11 Aufbau der Referenzstrecke	70
B.12 Referenzstrecke im Einsatz	71
C.1 Histogramme der Meßwerte fester Frequenzen und der Meßraumtemperatur	73

Tabellenverzeichnis

2.1	Energiezustandsänderung des Moleküls	9
2.2	Ozon-Absorptionslinien in der Umgebung von 142 GHz	12
2.3	Konzentrationen der Spurengase in der Atmosphäre	14

Kapitel 1

Einleitung

Die Mikrowellenfernerkundung entwickelte sich im Laufe der letzten drei Jahrzehnten zu einem wichtigen Werkzeug für die Untersuchungen der Atmosphäre. Ihr Ursprung ist in den Anfängen der Radartechnik und der Radioastronomie zu suchen, bei denen die Einflüsse der Lufthülle der Erde zunächst nur als Störfaktor angesehen worden sind. Die Eigenschaften der Mikrowellen, Wolken und einigermaßen auch Regen zu durchdringen, sowie die Unabhängigkeit von der Sonne als Beleuchtungsquelle predestinieren sie für derartige Anwendungen. Die Wechselwirkung zwischen Materie und Mikrowellen ermöglicht spektroskopische Untersuchungen in diesem Frequenzbereich des elektromagnetischen Spektrums. Ein exemplarisches Beispiel für passive Spektroskopie bietet die Radiometrie, mit deren Hilfe man Konzentrationsverläufe einiger Bestandteile der Atmosphäre durch nahezu ihr gesamtes Höhenprofil verfolgen kann. Damit lassen sich auch Spurengase nachweisen, die als Hauptverursacher für die Entstehung des globalen Treibhauseffektes angesehen werden. Im Hinblick auf Erkundung des bodennahen Bereiches der Erdatmosphäre, bieten Transmissionsmessungen eine sinnvolle Ergänzung der radiometrischen Untersuchungen. Im Gegensatz zur Radiometrie handelt es sich hierbei um eine aktive Meßmethode, d.h. es wird die Reaktion auf ein abgestrahltes Mikrowellensignal beobachtet.

1.1 Ursprung des Themas

Um die Meßmöglichkeiten im Bereich der Mikrowellenfernerkundung mit vorhandenem Gerät zu erproben, entschied man sich zunächst für die Durchführung von Transmissionsmessungen in der unteren Atmosphäre. Die Wahl des zu untersuchenden Bereiches des Transmissionsspektrums bei 140 GHz wurde durch den Meßbereich des skalaren Netzwerkanalysators (SNA) bedingt, der aus dem Bereich der Gyrotronentwicklung bekannt war [1]. In diesem Frequenzbereich, genauer gesagt bei 142,175 GHz, findet man eine relativ starke Spektrallinie von Ozon. Die meßtechnischen Untersuchungen dieser Absorptionslinie sollten einen Einstieg für die weiterführende theoretische und praktische Aktivitäten auf dem Gebiet der Mikrowellenfernerkundung bilden.

1.2 Erläuterung der Aufgabenstellung

Die Aufgabe dieser Arbeit ist eine Untersuchung der Meßmethoden für Transmissionsmessungen im Bereich der Mikrowellen in der freien Atmosphäre am Beispiel der 142,175-GHz-Resonanzlinie von Ozon. Als Kernstück des Meßsystems sollte der skalare Netzwerkanalysator angewendet werden, der entsprechend den Anforderungen optimiert werden sollte. Über das Verhalten des Meßsystems unter den Bedingungen einer Freiraummessung, insbesondere über seinen Dynamikbereich sowie über sein Auflösungsvermögen (bezüglich der Pegel), lagen bisher noch keine Angaben vor. Daher bestand ein Teil der Aufgabe darin, zu untersuchen wie gut man mit diesem System messen kann.

Auf der physikalischen Seite, d.h. die Meßeffekte betreffend, verfügte man zunächst nur über Schätzwerte, die anhand der vorhandenen Literatur gemacht werden konnten. So erwartete man, daß sich die Meßeffekte im Bereich von $< 0,1$ dB bemerkbar machen werden und das bei einer Bandbreite von einigen GHz. Soweit zeitlich noch möglich, sollten auch andere, nicht resonante Transmissionseffekte, z.B. aufgrund der vorhandenen Feuchtigkeit oder Niederschlages in der Atmosphäre, in dem o.g. Frequenzbereich erfaßt werden, deren Kenntnis für spätere radiometrische Untersuchungen nützlich sein könnte.

1.3 Vorgehensweise

Einer kurzen theoretischen Einführung in die physikalischen, atmosphärischen sowie meßtechnischen Grundlagen folgte der Aufbau des skalaren Netzwerkanalysators, der die apparative Grundlage für das Meßsystem bildete. Die Eigenschaften des SNA wurden anschließend auf die Anwendung optimiert. In der nächsten Phase wurde eine geeignete Meßstrecke für die Transmissionsmessungen ausgesucht und aufgebaut. Das weitere Vorgehen bildete einen Kreislauf zwischen Messungen, Auswertung der Messergebnisse und der daraus folgenden Änderungen am Meßaufbau und -methoden. Ein Ablaufdiagramm schildert bildhaft die Vorgehensweise:

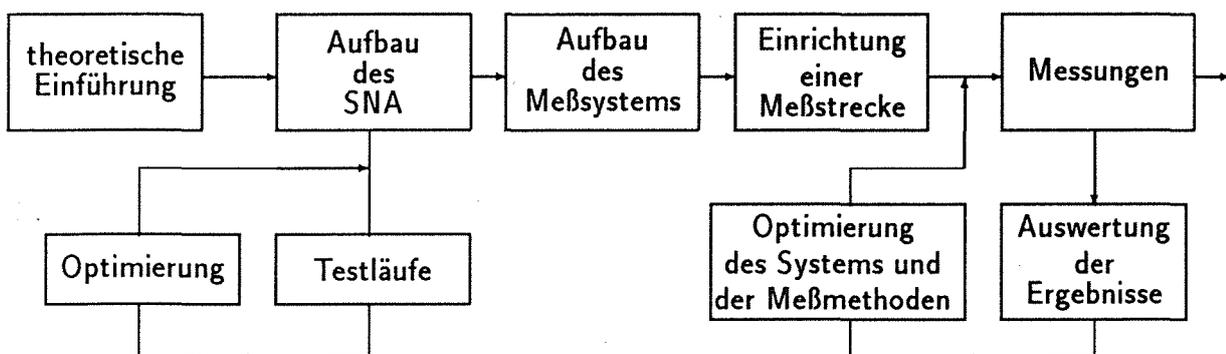


Abbildung 1.1: Vorgehensweise

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

Für das Verständnis des Meßprinzips, auf dem die Arbeit basiert, ist die Kenntnis einiger physikalischer Grundlagen und Effekte sowie der Eigenschaften der Atmosphäre erforderlich. Sie werden in diesem Kapitel behandelt.

2.1 Physikalische Grundlagen

Die Energie eines Gasmoleküls setzt sich aus der kinetischen Energie der Translation und der internen Energie zusammen. Die totale interne Energie eines isolierten einzelnen Moleküls besteht aus drei Typen von Energiezuständen [11]:

$$E = E_e + E_v + E_r ; \quad (2.1)$$

darin ist:

E_e der Energiezustand gegeben durch die Lage der orbitalen Elektronen

E_v assoziiert mit den Schwingungsbewegungen der Atome um ihre Ruhelage

E_r bedingt durch die Rotationsbewegungen der Atome des Moleküls um dessen Gewichtsmittelpunkt.

Diese Energiezustände sind quantisiert und können daher nur diskrete Werte annehmen. Zu jedem möglichen Besetzungszustand der Atome gehört eine Anzahl möglicher Schwingungszustände. Zu jedem möglichen Schwingungszustand gehört eine Anzahl möglicher Rotationszustände.

Bei einem Übergang des Moleküls von einem Energiezustand zu einem anderen Energiezustand wird Energie aufgenommen oder abgegeben, je nach Art des Überganges. Handelt es sich um einen Übergang von einem energiereicheren Zustand zu einem energieärmeren Zustand, so wird Energie abgestrahlt. Im umgekehrten Fall wird Energie aufgenommen. Diese Vorgänge sind durch die Bohr'sche Quantenbeziehung beschrieben:

$$h\nu_{lm} = E_m - E_l . \quad (2.2)$$

Sie besagt, daß beim Übergang vom Energiezustand E_l zum Energiezustand E_m ein Energiequant der Frequenz ν_{lm} abgestrahlt bzw. absorbiert wird. Der Übergang kann dabei Änderungen der drei in (2.1) enthaltenen Energiezustände einzeln sowie auch Kombinationen von denen bewirken.

Mit Kenntnis der Energiedifferenzen, die bei den unterschiedlichen Übergangsarten überwunden werden müssen, lassen sich gemäß (2.2) die zugehörigen Frequenzen der Energiequanten ermitteln:

$$\nu_{lm} = \frac{E_m - E_l}{h} . \quad (2.3)$$

Die Ergebnisse sind in der Tabelle 2.1 zusammengefaßt. Hieraus läßt sich ablesen, daß im Mikrowellenbereich, also etwa zwischen 30 cm und 1 mm Wellenlänge nur die reinen Rotationsübergänge zu finden sind.

Tabelle 2.1: Energiezustandsänderung des Moleküls

Übergangsart	$E_m - E_l$	ν_{lm}	λ_{lm}^1
elektronisch	2-10 eV	480-2410 THz	625-124 nm
vibrational	0,1-2 eV	24-480 THz	12,5-124 nm
rotatorisch	10^{-4} -0,05 eV	24-12000 GHz	12,5-0,025 mm

2.1.1 Linienbreite

In der bisherigen Betrachtung wurde angenommen, daß die Energiezustände diskrete Werte annehmen, was sich in unendlich scharfen Absorptions- bzw. Emissionslinien manifestieren würde. In der Praxis haben die Spektrallinien eine endliche Breite, die auf verschiedene physikalische Effekte zurückzuführen ist [3]. Im einzelnen sind es:

Natürliche Linienbreite: Die Ursache hierfür läßt sich mit Hilfe der Heisenberg'schen Unschärferelation $\Delta E \Delta t = \hbar$ erklären. Sie besagt folgendes: wenn die Energiemessung nur innerhalb eines beschränkten Zeitintervalls Δt erfolgen kann, was hier aufgrund der endlichen Lebensdauer des angeregten Zustandes gegeben ist, dann ist der beobachtete Energiewert mit einer Unsicherheit ΔE behaftet. Dies führt zu einer Linienbreite in der Größenordnung von 10^{-4} Hz und spielt daher im Vergleich zu anderen Effekten keine Rolle.

¹Für die Berechnung von λ_{lm} wurde die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ eingesetzt.

Doppler-Effekt: tritt auf, wenn sich Moleküle parallel zur Ausbreitungsrichtung der zu absorbierenden elektromagnetischen Welle bewegen. Hieraus resultiert eine Frequenzverschiebung um $\pm \nu_{lm} \frac{v}{v_p}$. Darin ist ν_{lm} die Frequenz des Resonanzüberganges (ohne Doppler-Verschiebung), v die Geschwindigkeit der Moleküle und v_p die Phasengeschwindigkeit der Welle. Das variable Vorzeichen berücksichtigt den parallelen und den antiparallelen Fall. Die Abhängigkeit der Molekülgeschwindigkeitsverteilung von der Temperatur und der Molekülmasse impliziert eine entsprechende Abhängigkeit in der Größe der Doppler-Verschiebung. Für die zu untersuchende 142-GHz-Resonanzlinie von Ozon ergibt sich bei der Temperatur von 293 K eine Doppler-Effekt bedingte Linienhalbwertsbreite von 125 kHz.

Druckverbreiterung: Aufgrund der Interaktionen (Kollisionen) der Moleküle untereinander kommt es zu einer „Verschmierung“ der Energieniveaus und dadurch zu einer Linienverbreiterung. Literaturrecherchen ergaben, daß im Fall von Ozon in der Luft ein Wert von etwa $2,31 \frac{\text{MHz}}{\text{mbar}}$ für die Druckverbreiterung anzunehmen ist [15]. Setzt man einen linearen Anstieg der Linienbreite mit ansteigendem Druck voraus, so ist beim Normaldruck, d.h. bei 1013 mbar, eine Linienbreite von ca. 2,34 GHz zu erwarten.

Aus der obigen Gegenüberstellung läßt sich schließen, daß für die durchzuführenden Messungen in der freien Atmosphäre die Druckverbreiterung der maßgebende Linienverbreiterungseffekt ist. Es ist daher ein Bereich von etwa 4 bis 5 GHz Breite um die Mittelfrequenz zu untersuchen, um darin die Absorptionslinie ausmachen zu können. Diese Werte bestätigten die zu Beginn der Arbeit angenommenen Schätzwerte.

2.1.2 Absorption

Für die Berechnung der Absorption auf der Meßstrecke wird von der Gleichung für strahlende Übergänge ausgegangen [15]:

$$I_\nu(s) = \underbrace{I_\nu(0)e^{-\tau_\nu(0,s)}}_{\text{Dämpfung der Strahlung}} + \underbrace{\int_0^s B_\nu(T)e^{-\tau_\nu(s',s)}k_\nu(s')ds'}_{\text{Emission}} . \quad (2.4)$$

Bei den weiteren Betrachtungen wird der Emissionsanteil vernachlässigt. Diese Annahme wird u.a. dadurch gerechtfertigt, daß die Messung nur die Richtung berücksichtigt, in der sich die zum Reflektor hinlaufende und die vom Reflektor zurücklaufende Welle bewegt. Die Abstrahlung, d.h. die Emission, erfolgt jedoch in alle Richtungen. Unter dieser Vereinfachung wird die Abnahme der Strahlungsintensität durch eine abklingende exponentielle Funktion beschrieben:

$$I_\nu(s) = I_\nu(0)e^{-\tau_\nu(0,s)} . \quad (2.5)$$

Die Abklingkonstante dieses Vorganges wird durch die optische Dichte $\tau_\nu(0, s)$ bestimmt. Sie ist durch die Beziehung

$$\tau_\nu(0, s) = \int_0^s k_\nu(s') ds' \quad (2.6)$$

gegeben. Es bedeutet, daß die optische Dichte zwischen den Punkten 0 und s bei der Frequenz ν eine aufsummierte Wirkung der Materie (bei der angegebenen Frequenz) auf dieser Strecke ist. Diese Wirkung entlang der Strecke, also an den Orten s' , wird durch den Volumenabsorptionskoeffizienten $k_\nu(s')$ beschrieben.

Die Meßstrecke soll nun nicht allzu lang und zudem horizontal verlaufend angenommen werden. Demzufolge werden annähernd gleiche Bedingungen auf ihrer gesamten Länge erwartet. Unter diesen Umständen aber gilt: $k_\nu(s') = \text{const} = k_\nu$. Damit vereinfacht sich die integrale Beziehung (2.6) zu einem Produkt:

$$\tau_\nu(0, s) = k_\nu s. \quad (2.7)$$

Der Volumenabsorptionskoeffizient k_ν beschreibt die Interaktion der Materie mit den elektromagnetischen Wellen bei der Frequenz ν . Diese Interaktionen sind auf unterschiedliche Energieübergänge der Bestandteile der Materie zurückzuführen. Unter vereinfachten Bedingungen [15] gilt:

$$k_\nu = \sum_{\substack{\text{alle} \\ \text{Übergänge}}} (k_\nu)_{lm}. \quad (2.8)$$

Die Summenglieder $(k_\nu)_{lm}$ sind die Volumenabsorptionskoeffizienten zufolge der Energieübergänge zwischen den Zuständen l und m bei der Frequenz ν . Der allgemeine Ausdruck für diese Absorptionskoeffizienten ist in (2.9) zu finden.

$$(k_\nu)_{lm} = \frac{8\pi^3 N \nu \mu^2}{3hcQ} \left\{ e^{-\frac{E_l}{kT}} - e^{-\frac{E_m}{kT}} \right\} g_l |\phi_{lm}|^2 f(\nu, \nu_{lm}) \quad (2.9)$$

Darin bedeuten N die Anzahl der absorbierenden Moleküle pro Volumeneinheit, μ das totale Dipolmoment, g_l das statistische Gewicht des unteren Energiezustandes, ϕ_{lm} ein Element der Übergangsmatrix, $f(\nu, \nu_{lm})$ eine Funktion, die die Linienform beschreibt und Q die Verteilungsfunktion.

Die maximale Absorption erfolgt in der Linienmitte. An dieser Stelle läßt sich der Volumenabsorptionskoeffizient $(k_\nu)_{lm}$ mit Hilfe des maximalen Absorptionskoeffizienten $\alpha(\nu_{lm}, T)$ ausdrücken, für den gilt:

$$\alpha(\nu_{lm}, T) = \frac{8\pi^2 g_l |\mu_{lm}|^2 \nu_{lm}^2 e^{-\frac{E_l}{kT}}}{3ckTQ} \left(\frac{N_0}{\Delta\nu^0} \right). \quad (2.10)$$

Damit ist

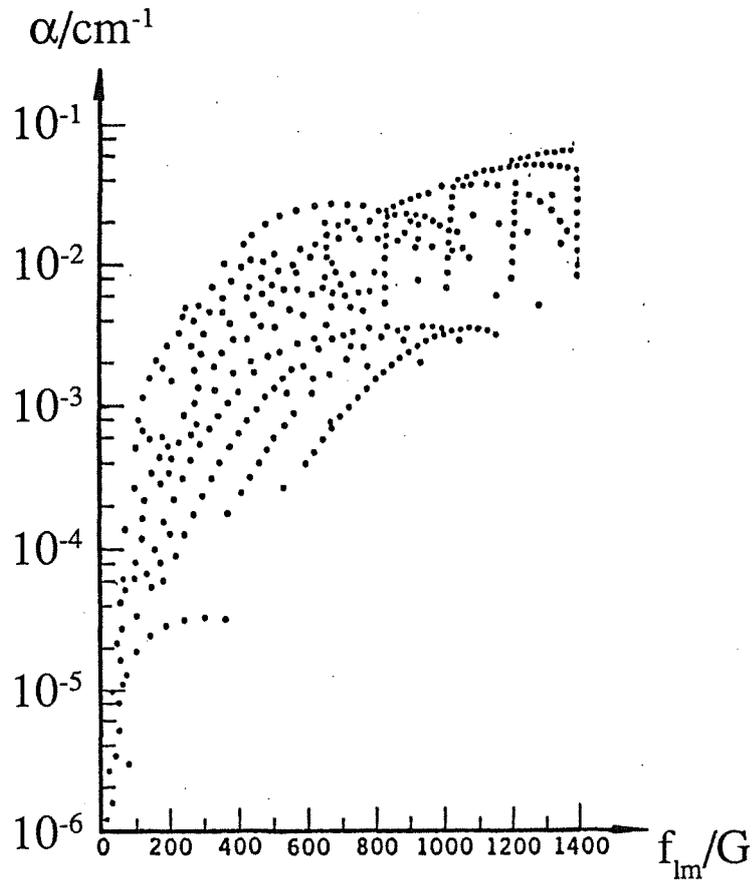
$$(k_\nu)_{lm} = \alpha(\nu_{lm}, T) \frac{N}{N_{Luft}}. \quad (2.11)$$

Darin bedeutet N_{Luft} die Dichte der Luftmoleküle. Unter „Luftmolekül“ ist ein fiktives Molekül zu verstehen, das stellvertretend für das Molekülgemisch der Luft steht und die Linienverbreiterungseigenschaften dieses Molekülgemisches besitzt. Das Verhältnis $\frac{N}{N_{Luft}}$ gibt daher das Mischungsverhältnis der absorbierenden Moleküle in der Luft und nicht ihre absolute Konzentration wieder. Dieser Ausdruck ist damit dimensionslos. $\alpha(\nu_{lm}, T)$ wird in cm^{-1} ausgedrückt und wird künftig zwecks Abkürzung auch als α geschrieben.

Tabelle 2.2: Starke Absorptionslinien von $^{16}\text{O}_3$ im Bereich von 109 - 185 GHz [15]. Die Absorptionskoeffizienten $\alpha(\nu_{lm}, T)$ wurden für die Temperatur $T = 220\text{K}$ berechnet.

ν_{lm} in GHz	$\alpha(\nu_{lm}, T)$ in 10^{-5}cm^{-1}
109,55933	58
110,83604	284
118,36434	61
124,08746	402
125,38958	236
125,41319	55
128,31385	56
136,86024	69
142,17512	537
144,91944	186
148,74485	106
154,04643	113
164,95182	232
165,78445	686
167,57271	62
175,18635	59
175,44565	117
184,37831	636

Mit der Kenntnis von α läßt sich nun die Absorption einer bestimmten Molekülsorte, bei dem Energieübergang lm , in der Linienmitte, d.h. bei der Frequenz ν_{lm} , ermitteln.

Abbildung 2.1: Stärkste Absorptionslinien bis 1200 GHz von $^{16}\text{O}_3$ [4]

Durch Einsetzen von (2.11) und (2.7) in (2.5) erhält man

$$I(s) = I(0)e^{-s\alpha \frac{N}{N_{Luft}}} \quad (2.12)$$

Für die Absorption A (im logarithmischen Maßstab) gilt damit:

$$A = 10 \log \frac{I(0)}{I(s)} = 10 \log e^{s\alpha \frac{N}{N_{Luft}}} = s\alpha \frac{N}{N_{Luft}} 10 \log e \quad (2.13)$$

Setzt man für $10 \log e$ den Wert von 4,34 ein, so erhält man für die Absorption

$$\boxed{A = s\alpha \frac{N}{N_{Luft}} 4,34 \text{ dB}} \quad (2.14)$$

Tabelle 2.2 beinhaltet einige rechnerisch ermittelte Werte für $\alpha(\nu_{lm}, T)$ aus der Umgebung der zu untersuchenden Linie. Für die Berechnung dieser Werte wurde eine Tempe-

ratur von 220 K und eine Druckverbreiterung von $2,31 \frac{\text{MHz}}{\text{mbar}}$ angenommen. Nach [10] ist die Temperaturabhängigkeit von $\alpha(\nu_{lm}, T)$ annähernd durch $T^{-\frac{5}{2}}$ gegeben. Aus diesem Grund sind die α -Werte aus der Tabelle für Temperaturen um 20°C etwa nur halb so groß anzunehmen.

In der Abbildung 2.1 sind signifikante Spektrallinien von Ozon aus dem Bereich bis 1200 GHz als Punkte dargestellt. Eine steigende Tendenz der Absorptionskoeffizienten mit wachsender Frequenz ist hieraus deutlich zu erkennen.

Ein Zahlenbeispiel vermittelt einen Eindruck über die Größe der Absorption bei gegebenem Wert des maximalen Absorptionskoeffizienten α . Unter der Annahme einer 1km langen Meßstrecke und einer Ozonkonzentration von 100 ppb, ergibt sich für die Absorption in der Linienmitte des 142,175 GHz-Überganges, also für $\alpha = 537 \text{ cm}^{-1}$, ein Wert von ca. $1,16 \cdot 10^{-4}$ dB. An diesem Zahlenbeispiel wird sichtbar, daß das System mit einer enormen Meßempfindlichkeit ausgestattet sein muß, um diese geringen Werte noch auflösen zu können. An dieser Stelle ist anzumerken, daß die Größe von α trotz intensiver Literaturrecherchen erst in der Schlußphase der Arbeit ausfindig gemacht werden konnte, und daher keinen Einfluß auf den Verlauf der Arbeit nahm.

2.2 Eigenschaften der Atmosphäre

Tabelle 2.3: Konzentrationen der Spurengase in der Atmosphäre [15]

Stoff	Formel	Relative Volumenkonzentration
Neon	Ne	$1,8 \cdot 10^{-5}$
Helium	He	$5,2 \cdot 10^{-6}$
Methan	CH ₄	$1,2 - 1,5 \cdot 10^{-6}$
Krypton	Kr	$1,1 \cdot 10^{-6}$
Wasserstoff	H ₂	$0,4 - 1,0 \cdot 10^{-6}$
Stickstoffoxid	N ₂ O	$2,5 - 6,0 \cdot 10^{-7}$
Kohlenmonoxid	CO	$0,1 - 2,0 \cdot 10^{-7}$
Xenon	Xe	$8,6 \cdot 10^{-8}$
Ozon	O₃	$0 - 5 \cdot 10^{-8}$
Amoniak	NH ₃	$0 - 2 \cdot 10^{-8}$
Schwefeldioxid	SO ₂	$0 - 2 \cdot 10^{-8}$
Schwefelwasserstoff	H ₂ S	$0,2 - 2 \cdot 10^{-8}$
Formaldehyd	CH ₂ O	$0 - 1 \cdot 10^{-8}$
Stickstoffdioxid	NO ₂	$0 - 3 \cdot 10^{-9}$
Chlor	Cl ₂	$0,3 - 1,5 \cdot 10^{-9}$
Jod	I ₂	$0,4 - 1,5 \cdot 10^{-11}$

Die Atmosphäre ist ein Gasgemisch, das hauptsächlich aus Stickstoff (78,03%), Sauerstoff (20,95%), Argon (0,93%) und Kohlendioxid (0,03%) besteht. Ein vom Volumenanteil gering beteiligter, jedoch im Bereich der Mikrowellen aufgrund seiner starken Absorption signifikanter Stoff, ist der Wasserdampf, dessen Konzentration in der Atmosphäre starken Schwankungen unterliegt.

Außer diesen Stoffen ist noch eine Vielzahl anderer zu finden, deren Anteile an dem Gesamtvolumen der Atmosphäre äußerst gering sind. Unter diesen Stoffen findet man auch Ozon. Tabelle 2.3 gibt Auskunft über die Konzentrationen dieser Stoffe. Die angegebenen Konzentrationen haben ihre Gültigkeit an der Erdoberfläche. In den höheren Bereichen der Atmosphäre fallen die Anteile der einzelnen Stoffe anders aus.

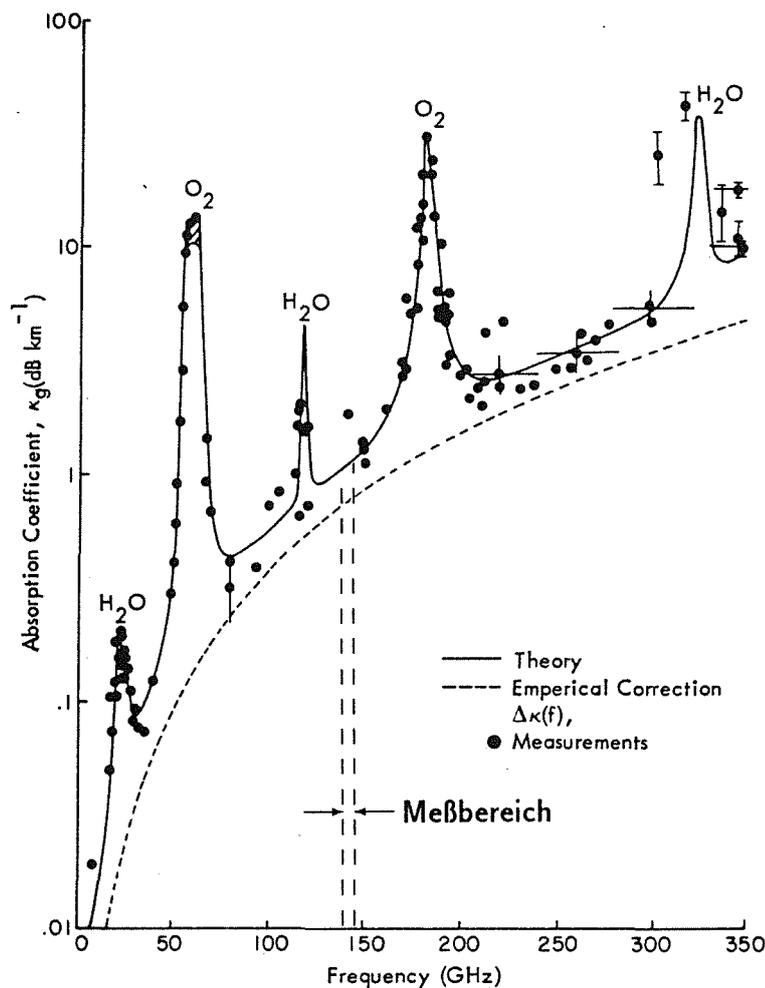


Abbildung 2.2: Vereinfachtes Absorptionsspektrum der Atmosphäre³ im Bereich der Mikrowellen nach [11]

³Die theoretische Berechnung erfolgte nur unter Berücksichtigung der Wasser- und der Sauerstoffabsorption

Die Absorption der atmosphärischen Gase im Bereich der Mikrowellen beeinflusst wesentlich die Ausbreitung der elektromagnetischen Strahlung. Betrachtet man das Absorptionsspektrum (Abbildung 2.2) in diesem Frequenzbereich, also zwischen 1 und 300 GHz, so findet man vier signifikante Linien, nämlich zwei Wasserlinien bei 22 und 183 GHz, sowie zwei Sauerstofflinien bei 60 und 118 GHz. Weiterhin stellt man im Bereich der Absorptionsfenster, d.h. jenseits der Linien, einen zu hohen Frequenzen hin ansteigenden, von Null verschiedenen „Sockel“ fest, der der nichtresonanten Absorption von Wasserdampf und Sauerstoff zuzuschreiben ist. Auf diesem „Sockel“ findet man bei genauere Betrachtung die Spektrallinien übriger in der Atmosphäre enthaltener Stoffe (Abbildung 2.3). Bei etwa 142 GHz befindet sich die im Rahmen dieser Arbeit zu untersuchende Ozon-Linie.

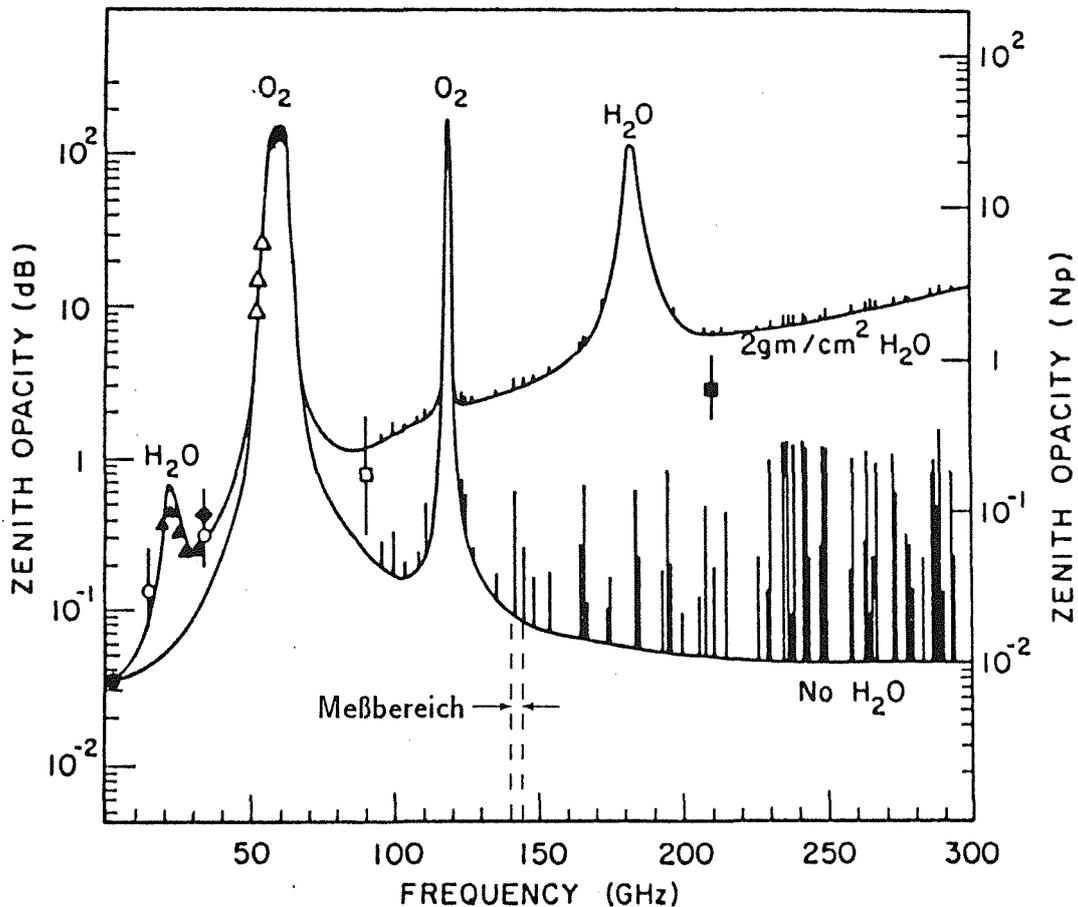


Abbildung 2.3: Absorption durch die gesamte Atmosphäre im Bereich der Mikrowellen nach [15]

Aus dieser Darstellung ist auch der starke Einfluß des Wasserdampfgehaltes ersichtlich. Für hohe Wasserdampfkonzentrationen ist der relative Anteil von Spurengasen an der Gesamtabsorption sehr gering.

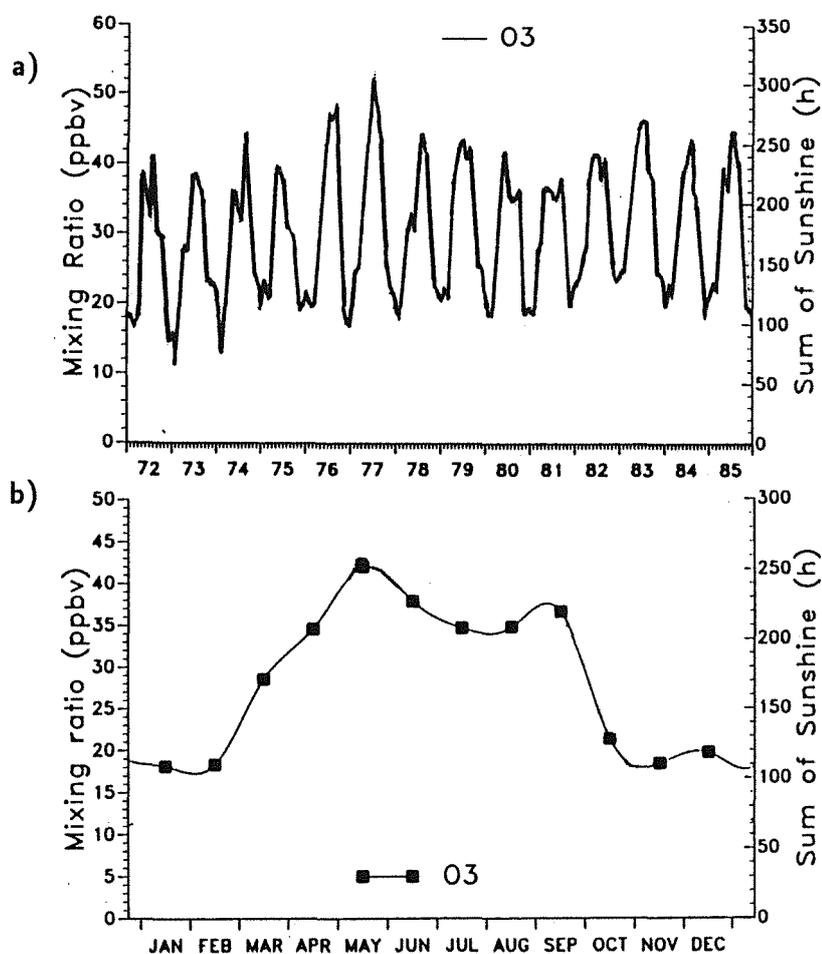
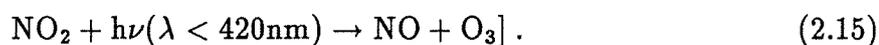


Abbildung 2.4: Zeitlicher Verlauf der Ozonkonzentration: a) über mehrere Jahre hinweg; b) über ein Jahr (am Beispiel 1979); [13]

Die Ozonkonzentrationen unterliegen im Tages- und auch im Jahresverlauf erheblichen Schwankungen. Abbildung 2.4 zeigt den Langzeitkonzentrationsverlauf für Ozon aufgenommen am Hohenpeißenberg. Zu sehen ist eine Zunahme der Werte während der Sommermonate, insbesondere im Mai. Der Grund dafür liegt in den photochemischen Reaktionsmechanismen in der Atmosphäre, die zur Ozonbildung führen [2], z.B.



Da die Sonneneinstrahlung in den Sommermonaten am größten ist, kommt es in dieser

Jahreszeit zu einer vermehrten Ozonbildung (für das NO_2 sorgt die Zivilisation). Auf gleicher Weise läßt sich der Tagesgang der Ozonkonzentrationen begründen. Aus dieser Darstellung wird deutlich, daß die geplanten Messungen am besten im Sommer durchzuführen sind. Der große Unterschied zwischen den maximalen und minimalen Konzentrationswerten, innerhalb eines Tageszyklus während der Sommermonate (siehe Abbildung 4.5 b), könnte genutzt werden, um mit Hilfe geeigneter Vergleichsmessungen Ozon nachweisen zu können.

2.3 Meßprinzip

Es bieten sich grundsätzlich zwei unterschiedliche Meßarten für spektroskopische Untersuchungen an. Man kann zu einem die Emission der betrachteten Stoffe beobachten, oder die Absorption, die ein gesendetes Signal beim Passieren dieser Stoffe erfährt, messen. Die erste Methode zählt zu den passiven Untersuchungsarten, da man sich nur auf die Beobachtung der Atmosphäre beschränkt. Hierzu zählt die Radiometrie. Die zweite Methode stellt eine aktive Messung dar, weil man hier die Auswirkung der Atmosphäre auf ein angebotenes Signal meßtechnisch untersucht. Diese Methode ist für spektroskopische Untersuchungen in Meßzellen sehr gut geeignet und findet hier eine breite Anwendung. In-situ-Messungen mit dieser Meßmethode sind bisher weniger bekannt.

Für die im Rahmen dieser Arbeit durchzuführenden Messungen im erdnahen Bereich der Atmosphäre entschied man sich für die aktive Methode. In der Abbildung 2.5 wird das Meßprinzip verdeutlicht.

Um kohärent messen zu können, bestand die Notwendigkeit den Sender und den Empfänger am gleichen Ort aufzustellen. Für Meßstrecken im Bereich von einigen hundert Metern kann diese Bedingung mit Hilfe eines Reflektors erfüllt werden.

Das vom Sender erzeugte Signal wird von der Sendeantenne abgestrahlt. Auf dem Weg zum Reflektor findet eine Wechselwirkung zwischen der auf der Meßstrecke sich befindenden Materie und den elektromagnetischen Wellen statt. Nach der Reflexion an der Reflektorplatte durchläuft das Signal noch einmal die Meßstrecke. Somit erreicht man effektiv eine doppelt so lange Absorptionsstrecke, und der Sender und Empfänger können am gleichen Ort untergebracht werden.

Abbildung 2.5 macht außerdem deutlich, daß man unter Verwendung eines solchen Meßprinzips eine integrale Wirkung der Strecke erfaßt. Über lokale Effekte läßt sich jedoch keine Aussage treffen. Je nach Anwendung kann sich diese Eigenschaft als sehr nützlich erweisen⁴.

⁴Man denke z.B. an die Erfassung des gesamten Schadstoffausstoßes über einem Fabrikgelände im Gegensatz zu der Überwachung einzelner Schornsteine.

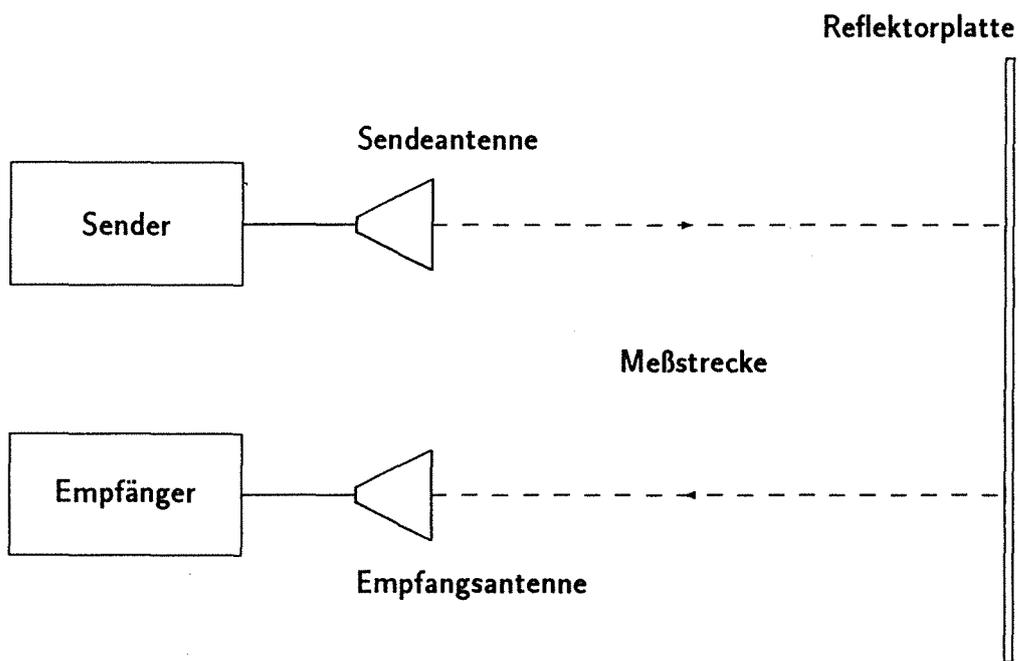


Abbildung 2.5: Meßprinzip für die Transmissionsmessungen

Kapitel 3

Aufbau des Meßsystems

Dieses Kapitel beinhaltet eine detaillierte Beschreibung des Meßsystems. Darunter sind die Funktionsweise des Systems, Kriterien, die die Randbedingungen bestimmten, sowie weiterführende Überlegungen zur Optimierung des Aufbaus zu finden.

3.1 Der skalare Netzwerkanalysator

3.1.1 Funktionsweise

Für die Messungen sollte ein skalarer Netzwerkanalysator (SNA), wie er von der Gyrotronforschungsgruppe verwendet wird [1], nachgebaut und entsprechend der Anwendung optimiert werden. Der Aufbau des SNA ist der Abbildung 3.1 zu entnehmen.

Der lokale Oszillator LO erzeugt ein Signal mit der variablen Frequenz f_1 . Über einen Leistungsteiler wird dieses Signal einem Mischer zugeführt. Der subharmonische Oszillator SO speist mit einer festen Frequenz f_2 den zweiten Eingang des Mixers. So entstehen am Ausgang des Mixers Produkte der Art $kf_1 \pm lf_2$. Abbildung 3.2 a zeigt das Spektrum in der Nähe der Trägerfrequenz f_1 am Mischerausgang. Der Mitlauffilter filtert aus dem Spektrum das Mischprodukt $f_1 + f_2$ heraus, das anschließend um etwa 40 dB verstärkt wird (siehe Abbildung 3.2 b). Ein als Vervielfacher arbeitender subharmonischer Mischer erzeugt daraus einen Frequenzkamm $n(f_1 + f_2)$. Das so aufbereitete Signal passiert das Testobjekt und gelangt an den HF-Eingang des harmonischen Mixers. Der LO-Eingang dieses Mixers wird über einen Verstärker, aus dem zweiten Ast des Leistungsteilers, mit einem Signal der Frequenz f_1 gespeist. Als ZF-Signal erhält man die Harmonischen nf_2 . Über einen 40 dB Verstärker wird das ZF-Signal (Abbildung 3.2 c) dem Spektrumanalysator zugeführt, der die Auswertung des Signals vornimmt. Durch eine geeignete Einstellung der Mittenfrequenz am Spektrumanalysator wird die n -te Harmonische der Frequenz f_2 ausgewählt.

Ein konkretes Zahlenbeispiel veranschaulicht die Zusammenhänge. Die im Aufbau angewendeten Komponenten predestinierten die Benutzung der neunten Harmonischen, also $n = 9$. Erwünscht war die Erzeugung von Frequenzen im Bereich um 140 GHz, d.h. $n(f_1 + f_2) = \text{ca. } 140 \text{ GHz}$. Für f_2 wurde 300 MHz gewählt. Mit diesen Angaben

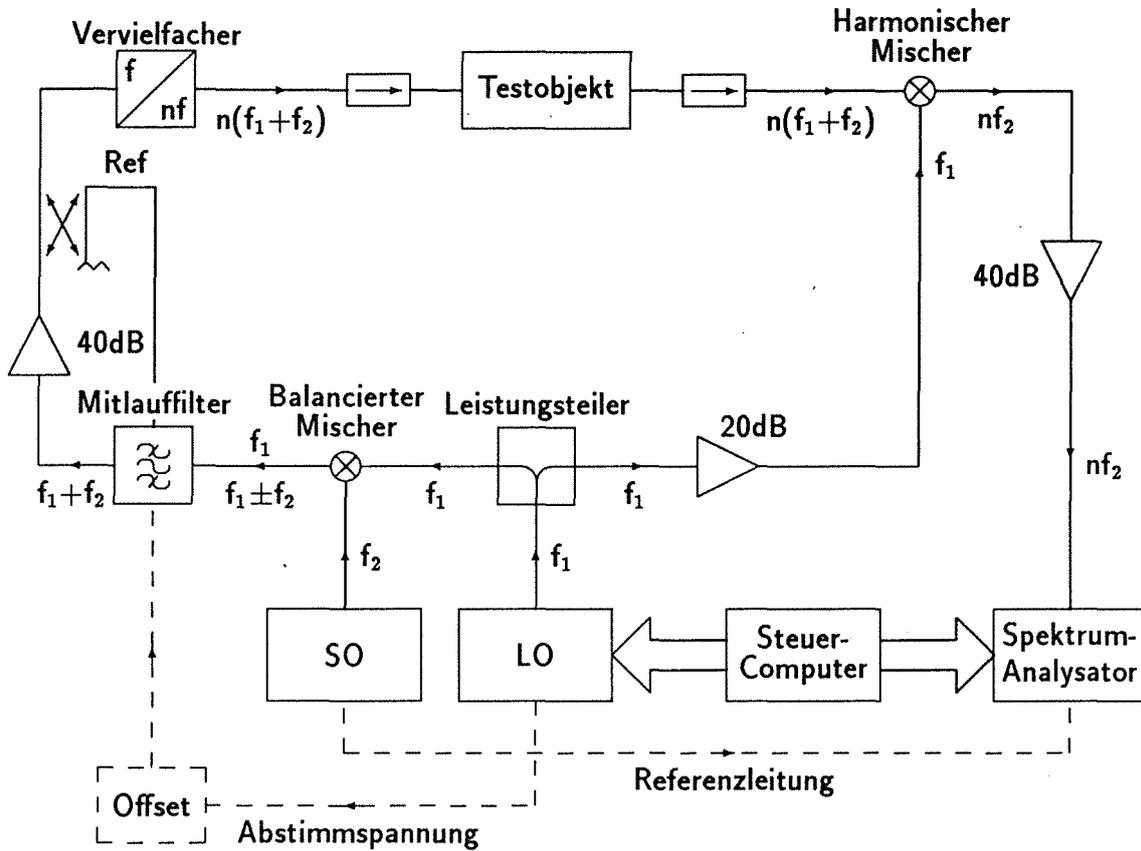


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des SNA

läßt sich für f_1 der Wert von etwa 15,256 GHz ermitteln. Für die Mittenfrequenz am Spektrumanalysator ist 2,7 GHz einzustellen (das entspricht 9·300 MHz). Man kann also durch eine Variation der Signalfrequenz des lokalen Oszillators f_1 eine, um den Faktor 9 größere, Variation des hochfrequenten Signals erzielen, wobei die ZF konstant bleibt. Das bedeutet, daß der Empfänger, also der Spektrumanalysator, auf eine feste Frequenz eingestellt werden kann, was einen schmalbandigen Empfang möglich macht. Somit läßt sich eine gute Rauschunterdrückung erzielen, die Dynamik des Systems steigt.

In der obigen Darstellung der Funktionsweise des SNA wurden, um den Überblick nicht zu verlieren, manche Schaltungsdetails ausgelassen, die jedoch für das Verständnis des Grundprinzips von untergeordneter Bedeutung sind. Vollständigkeitshalber werden sie nun kurz angesprochen. Weitere Einzelheiten sind dem Anhang A zu entnehmen.

Um aus dem Spektrum $kf_1 \pm lf_2$ das Summenglied $f_1 + f_2$ herauszufiltern, wurde ein YIG-Mitlauffilter benutzt. Dieser mußte dabei natürlich entsprechend gesteuert werden, um dieses Ziel zu erreichen. Der als LO arbeitende Synthesizer bietet u.a. ein Rampensignal mit 0,5V/GHz, das im Schaltbild als Abstimmspannung gekennzeichnet ist. Man

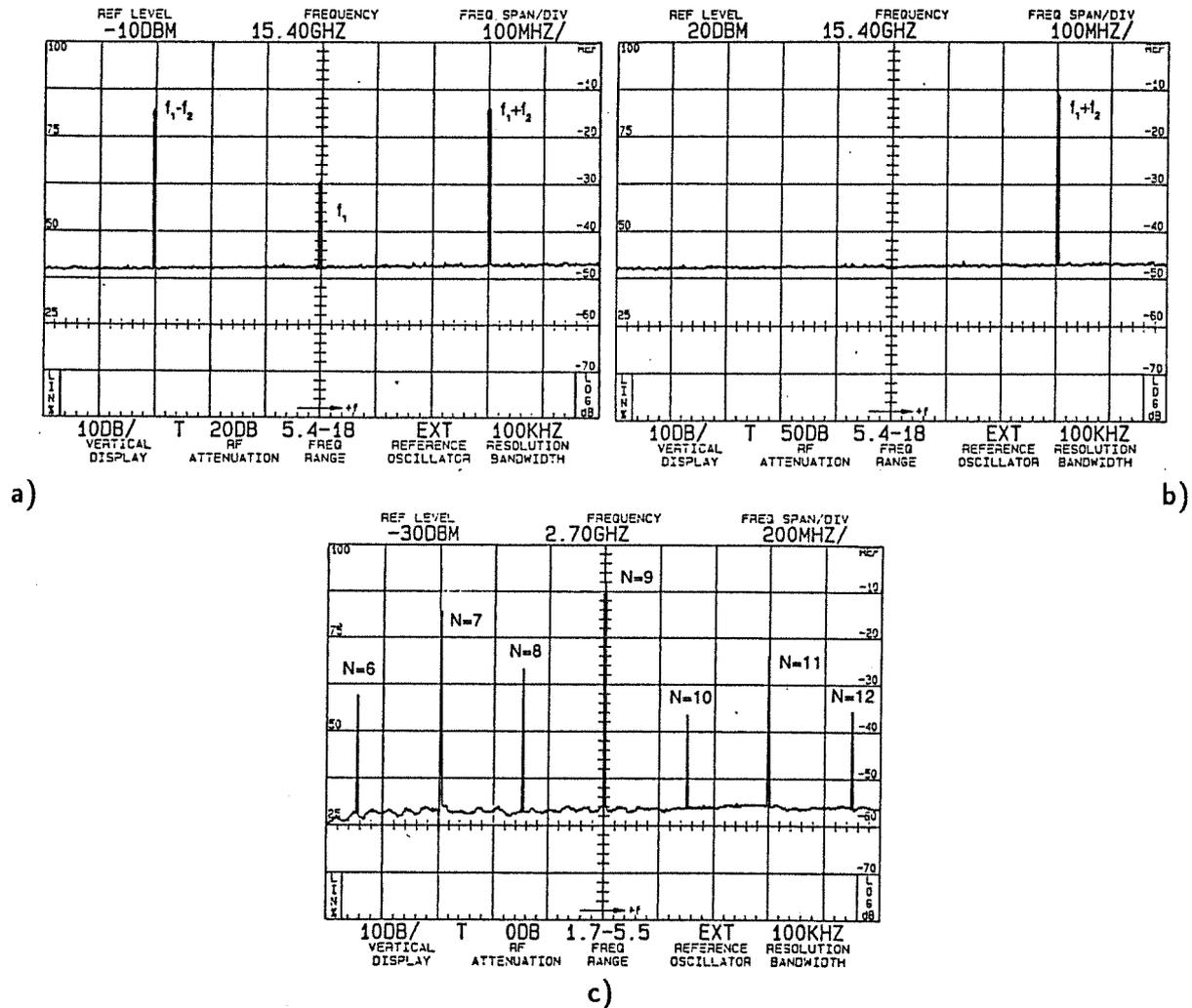


Abbildung 3.2: Spektre im SNA-Aufbau: a) am Ausgang des balancierten Mischers; b) am Ausgang des Mitlauffilters; c) am Eingang des Spektrumanalysators

hat damit ein Signal zu Verfügung, daß eine Information über die Frequenz des Ausgangssignals des LO enthält. Da man aber nicht f_1 sondern $f_1 + f_2$ verfolgen möchte, wurde noch zusätzlich ein Offset-Verstärker verwendet.

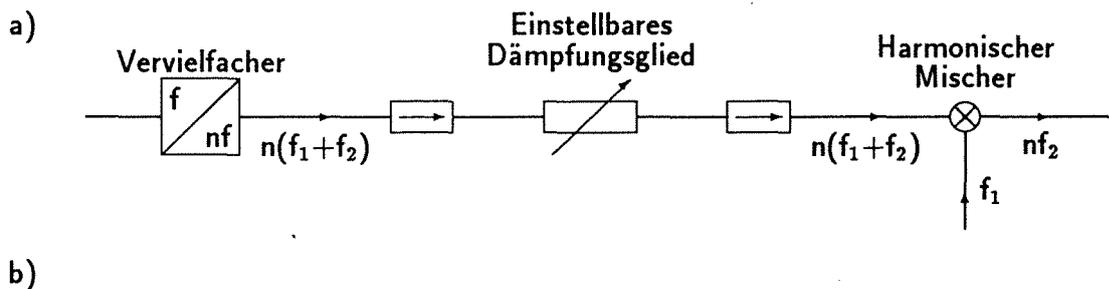
Am Ausgang des dem Mitlauffilter folgenden Verstärkers befindet sich ein 20-dB-Richtkoppler, der einen Teil des Signals dem Mitlauffilter zuführt. Diese Maßnahme ist durch das Regelprinzip des verwendeten YIG-Filters bedingt. Im Anhang A.5 sind weitere Details zu diesem Thema zu finden.

Die Anpassungsbedingungen am Ein- und Ausgang des getesteten Objektes sind i.a. unbekannt. Um eventuelle Mehrfachreflexionen zu vermeiden, wurden deshalb vor und nach dem Testobjekt Richtungsleitungen vorgeschaltet.

Da der Stabilität des als SO arbeitenden Generators Grenzen gesetzt sind und da der

Spektrumanalysator, um großen Rauschabstand zu erreichen, sehr schmalbandig eingestellt wird, wurde eine Referenzleitung zwischen den beiden Geräten verlegt. Dadurch besitzen beide Geräte eine gemeinsame 10 MHz-Referenz und es kann kohärent gemessen werden.

Für die Verwaltung und Weiterverarbeitung der vom SNA gelieferten Meßdaten wurde ein Steuercomputer eingesetzt. Er ermöglichte zugleich einen automatischen Betrieb, der angesichts der hohen Meßhäufigkeit sowie der Aufnahme mehrer Tageszyklen umfassender Meßdaten, sich als sehr hilfreich erwies.



b)

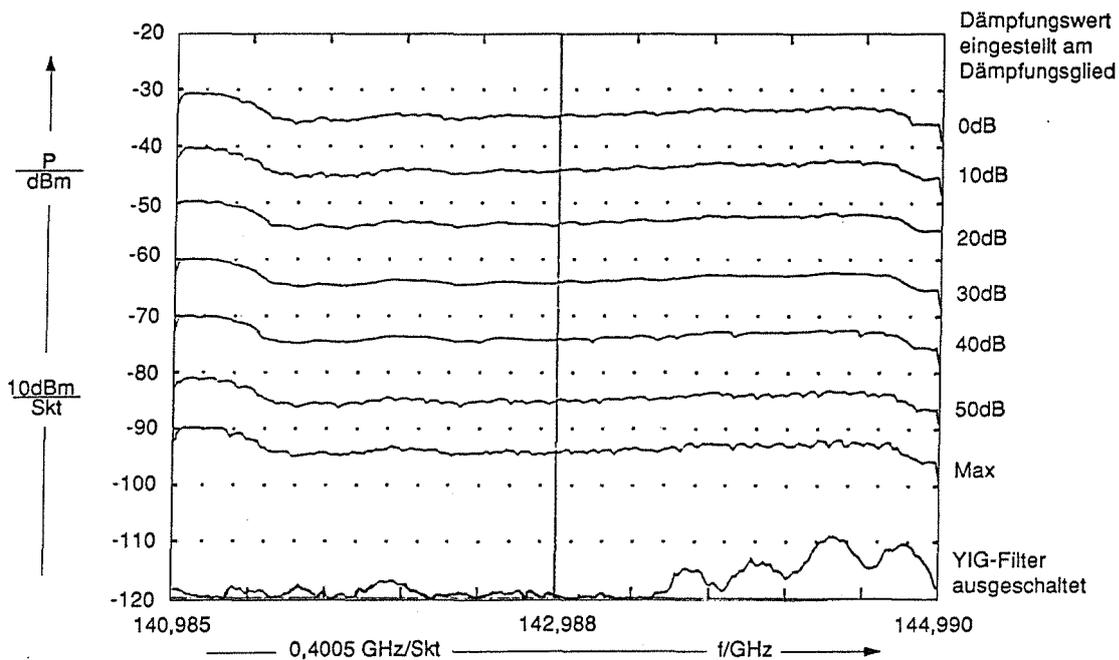


Abbildung 3.3: Dämpfungsglied als Testobjekt: a) Ausschnitt aus dem Schaltbild; b) aufgenommene Frequenzgänge

3.1.2 Tests und Optimierung der Eigenschaften

Für die Untersuchungen der Eigenschaften des SNA wurden zunächst der subharmonische Mischer (der Vervielfacher) mit dem harmonischen Mischer über eine Richtungsleitung miteinander verbunden. Somit konnte der Frequenzgang des SNA gemessen werden. Es wurden dabei verschiedene Mischersätze getestet. Die beabsichtigte Anwendung für Transmissionsmessungen in der freien Atmosphäre diktierte dabei die Kriterien. So sollte zu einem ein möglichst hoher HF-Pegel erreicht werden, wodurch ein großer Rauschabstand und damit eine gute Auflösung des Systems zu erwarten wäre. Zum anderen sollte der Frequenzgang in dem betrachteten Bereich einen möglichst flachen Verlauf zeigen. Dadurch könnten die Messungen in einem sehr empfindlichen Bereich des Spektrumanalysators durchgeführt werden, ohne die Notwendigkeit einer Bereichsumschaltung, die eine zusätzliche Ungenauigkeit mit sich führte. Anhand dieser Kriterien wurde ein Mischersatz ausgesucht.

Eine weitere Verbesserung der Eigenschaften des SNA konnte durch eine sorgfältige Bestimmung der Pegel an den Mischern erzielt werden. Insbesondere die Verwendung eines zusätzlichen Verstärkers vor dem LO-Eingang des Empfängermischers brachte eine erhebliche Steigerung des Dynamikbereiches sowie einen glatteren Frequenzgang.

Als erstes Testobjekt wurde ein einstellbares Dämpfungsglied eingesetzt (siehe Abbildung 3.3 a, [1]), deren Frequenzgänge für unterschiedliche Dämpfungswerte gemessen wurden. Diese Frequenzgänge für die in 10 dB Schritten eingestellten Dämpfungswerte, sind in der Abbildung 3.3 b dargestellt. Aus diesem Diagramm läßt sich ein Rauschabstand von annähernd 80 dB ablesen. Deutlich wird auch ein relativ glatter Verlauf der Frequenzgänge.

3.2 Die Meßstrecke

3.2.1 Anforderungen und Rahmenbedingungen

Gemäß dem Meßprinzip (siehe Abbildung 2.5) wurde eine entsprechende Freiraumstrecke ausgesucht und eingerichtet. Kriterien, die die Wahl der Meßstrecke bestimmten, sollen nun kurz erläutert werden.

Streckenlänge: sollte möglichst groß sein, um damit einen starken Meßeffect zu erreichen (die Absorption wächst exponentiell mit der Streckenlänge)

Lage und Umgebung: sollten einen möglichst störungsarmen Meßablauf erlauben (d.h. keine Objekte dürfen den Strahlungsgang überqueren). Benachbarte Objekte sollten soweit entfernt sein, daß die Wahrscheinlichkeit starker Mehrfachreflexionen gering bleibt

Reflektor: so groß wie nötig, mit zeitlich konstanter Geometrie (d.h. unempfindlich gegen Temperatur- und Windeinflüsse) und optisch glatter Oberfläche.

Unter Berücksichtigung dieser Kriterien sowie der örtlichen Gegebenheiten wurde eine zwischen zwei um 240 m entfernten Gebäuden, in der Höhe von etwa 12 m über dem Boden liegende Meßstrecke eingerichtet (siehe Anhang B.2). Die Dimensionen des Reflektors wurden teils durch theoretische Überlegungen und teils durch Experimente bestimmt.

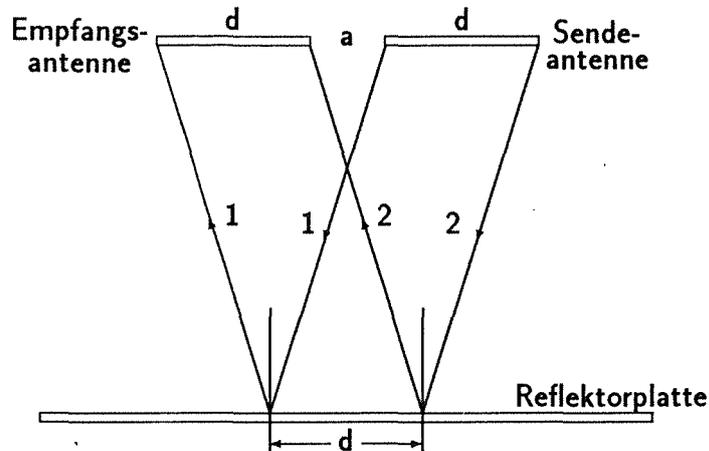


Abbildung 3.4: Nutzbarer Reflektorfläche

Abbildung 3.4 soll erläutern, wie groß die nutzbare Fläche des Reflektors unter idealisierten Bedingungen ist. Darunter fällt eine ideal glatte und ebene Reflektorplatte sowie gleichmäßig strahlende bzw. empfangende Antennenaperturen. Die Antennenaperturen sind als kreisrunde Scheiben mit dem Durchmesser d angenommen, da es sich um Linsenhörner handelt. Mit a ist der Abstand zwischen den Antennen gekennzeichnet. Strahl 1 ist der äußerst links liegende Strahl, der noch auf die Empfangsantenne fällt. Alle anderen Strahlen, die die Apertur der Sendeantenne verlassen und die Empfangsantenne erreichen, treffen die Reflektorplatte rechts von dem Auftreffpunkt des Strahles 1. Entsprechend ist der Strahl 2 derjenige, der die Reflektorplatte am weitesten rechts trifft und noch die Empfangsantenne erreicht. Alle anderen Strahlen, die auch von der Empfangsantenne erfaßt werden, liegen links von diesem Punkt. Somit wird ein nutzbarer Teil der Reflektorplatte auf eine kreisrunde Scheibe mit dem Durchmesser d , der auch dem Durchmesser der Antennenaperturen entspricht, begrenzt. Berücksichtigt man die bündelnden Eigenschaften der Antennen, d.h., daß senderseitig nicht alle Strahlrichtungen erreicht werden und empfangsseitig ein gewisser Akzeptanzwinkel nicht überschritten werden darf, so wird bei einer gleichbleibenden Distanz zwischen Antennen und Reflektor die nutzbare Fläche unter Umständen noch kleiner. Andererseits, bei einer leicht gekrümmten oder unebenen Reflektorplatte gibt es Flächenanteile, die außerhalb des hier ermittelten Bereiches liegen und trotzdem einen Beitrag zum Empfangssignal liefern. Derartige Effekte sind jedoch nach Möglichkeit zu vermeiden. Eine nach innen gekrümmte Fläche hat beispielsweise fokussierende Eigenschaften, die sich zwar bei günstigen geometrischen Bedingungen positiv auf die Empfangsleistung auswirken, jedoch die Empfindlichkeit des Systems gegenüber eventuellen Veränderungen der Geometrie (z.B. temperaturbedingt) sehr hoch wird, was

tunlichst zu vermieden ist.

Einen Reflektor, entsprechend den obigen Betrachtungen, in der Größe der Antennenapertur zu wählen, wäre nicht sinnvoll. In diesem Fall müßte man auch mit einer starken geometrischen Abhängigkeit rechnen, weil eine leichte Verschiebung aus der optimalen Position eine große Änderung der empfangenen Leistung nach sich ziehen würde. Außerdem brächte das erhebliche Probleme bei der Justierung des Meßsystems.

Ein anderer Aspekt, der sich auf die Größe der Reflektorplatte auswirkt, ist der Wunsch nach Handlichkeit, die für eventuelle mobile Anwendungen eine wichtige Rolle spielt. Daher darf die Größe und damit auch das Gewicht eine gewisse Grenze nicht übersteigen. Durchgeführte Untersuchungen mit unterschiedlichen Reflektoren haben gezeigt, wie wichtig eine stabile Geometrie ist. Verwendet man Reflektoren die nicht steif genug sind oder unter dem Einfluß der Temperatur sich stark verziehen, so muß man mit erheblichen Drifterscheinungen rechnen, die genaue Messungen praktisch unmöglich machen. Außerdem wurde festgestellt, daß die Justiervorrichtung für die Einstellung der gewünschten Anordnung der Reflektorplatte praktisch spielfrei und feinfühlig arbeiten muß. Das wird einem bewußt, wenn man bedenkt, daß eine Auslenkung um 1° bei einer Entfernung von 250 m einer Verschiebung um 4,36 m entspricht.

Für die im Rahmen dieser Arbeit eingerichtete Strecke, wurde aufgrund der o.g. Überlegungen und Erfahrungen eine Reflektorplatte aus einer 20 mm starken, geschliffenen Aluminiumplatte benutzt. Ihre Fläche betrug etwa 1m^2 und machte damit ein Vielfaches der Antennenapertur aus (siehe Anhang B.3).

3.2.2 Bestimmung der Streckendämpfung

Die Abbildung 3.3 demonstriert den Dynamikbereich des Meßsystems mit einer direkten Verbindung zwischen dem Sender und Empfänger. Die Dämpfung der Meßstrecke ist also darin nicht berücksichtigt. Sie wird im folgenden unter Anwendung gewisser Vereinfachungen ermittelt. So wird ein idealer, groß genug ausgedehnter, orthogonal zur Antennenachse positionierter Reflektor vorausgesetzt. Da die Distanz zwischen Antennen und Reflektor sehr groß gegenüber dem Abstand der Antennen zueinander ist, wird dieser vernachlässigt und damit fallen beide Antennen zusammen. Die Betrachtungen erfolgen wie auch in der Abbildung 3.4 geometrisch-optisch. Anhand dieser Voraussetzungen kann ein idealisiertes System gemäß der Abbildung 3.5 angenommen werden. Zwecks einer Veranschaulichung ist hier zusätzlich die Empfangsantenne spiegelsymmetrisch auf die andere Seite des Reflektors verlagert worden, was anhand der gemachten Annahmen zulässig ist.

Die Leistungsdichte S an einem um die Strecke r von der Sendeantenne entfernten Empfangsort ist nach [16] geben durch

$$S = \frac{P_S G_S}{4\pi r^2} . \quad (3.1)$$

Darin ist mit P_S die von der Antenne gesendete Leistung und mit G_S ihr Gewinn gekennzeichnet. Die Größe der von der Empfangsantenne empfangenen Leistung P_E hängt von

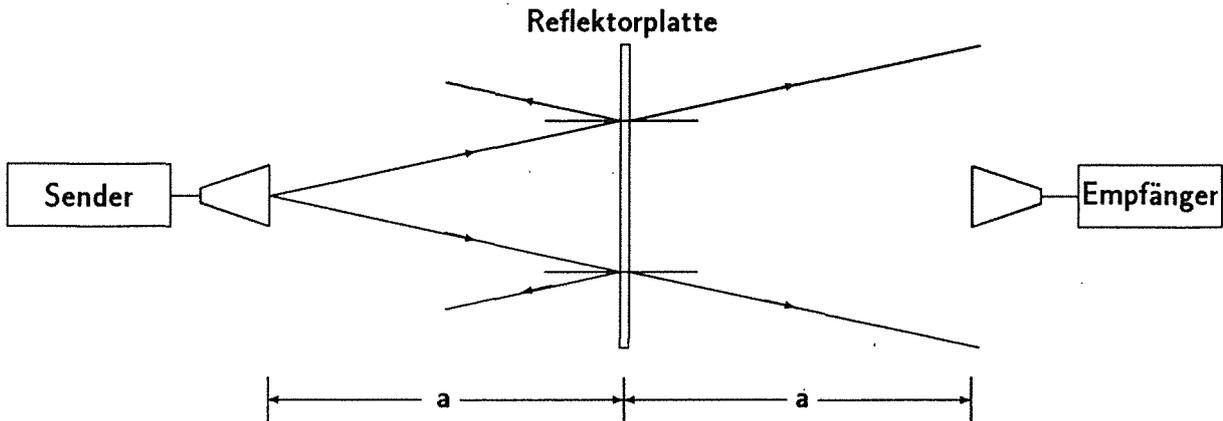


Abbildung 3.5: Prinzipbild des idealisierten Meßsystems

ihrer effektiven Fläche A_E ab, es gilt:

$$P_E = S A_E . \quad (3.2)$$

Die effektive Antennenfläche kann mit Hilfe des Gewinns G_E der betreffenden Antenne ausgedrückt werden:

$$A_E = \frac{G_E \lambda^2}{4\pi} . \quad (3.3)$$

Wie es die Abbildung 3.5 verdeutlicht ist der Empfangsort um $2a$ vom Sender entfernt. Für die Messungen wurden zwei identische Antennen verwendet, daher können ihre Gewinne gleichgesetzt werden:

$$G_S = G_E = G .$$

Damit ergibt sich für die Leistung P_E am Empfangsort

$$P_E = \frac{P_S G}{4\pi(2a)^2} \frac{G \lambda^2}{4\pi} = P_S \left(\frac{G \lambda}{8\pi a} \right)^2 . \quad (3.4)$$

Mit Hilfe der Gleichung 3.4 kann nun die Streckendämpfung A ermittelt werden:

$$A = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right) = 10 \log \left(\frac{G \lambda}{8\pi a} \right)^2 . \quad (3.5)$$

Nach weiteren Umformungen folgt für die Streckendämpfung A :

$$A = 20 \log \frac{G \lambda}{8\pi a} \text{ dB} . \quad (3.6)$$

Im Versuchsaufbau betrug die Länge der Meßstrecke $a = 240\text{m}$ und der Antennengewinn $G = 45\text{ dB}$ (siehe Anhang B.1). Die Wellenlänge im betrachteten Frequenzbereich kann zu $\lambda = 2,1\text{mm}$ angenommen werden. Diese Werte in (3.6) eingesetzt, ergeben für die Streckendämpfung $A = -39\text{ dB}$. Durchgeführte Messungen bestätigten diesen Rechenwert.

3.3 Meßsystem

3.3.1 Anordnung

Das Testobjekt aus dem Schaltbild des SNA (siehe Abbildung 3.1) bestand bei der Meßanordnung aus den Antennen und der Meßstrecke. Abbildung 3.6 zeigt die komplette Anordnung. Für die geplante Anwendung war es von Vorteil beide Antennen auf einer gemeinsamen Gehäusefrontplatte unter Berücksichtigung der identischen Lage der Polarisations Ebenen zu befestigen. Dadurch beseitigte man einige Freiheitsgrade aus dieser Anordnung, was eine erhebliche Erleichterung der später beschriebenen Justierung bedeutete.

Dem experimentellen Aufbau lag die Überlegung zugrunde, daß der HF-Teil der Schaltung, d.h. alle Komponenten ab dem Vervielfacher bis zum Heruntermischen und Verstärken, möglichst dicht beieinander anzuordnen ist. Dadurch konnten Verluste im D-Band gering gehalten und gleichzeitig der mechanische Aufbau vereinfacht werden (keine langen Hohlleiterverbindungen). Im Anhang B sind Abbildungen zu finden, die den gesamten Aufbau demonstrieren.

3.3.2 Justierung

Das aus Antennen und Reflektor bestehende System besaß vier Freiheitsgrade. Die Antennen, wie auch der Reflektor, konnten jeweils horizontal (d.h. nach links und rechts) und vertikal geschwänkt werden. Die Verschiebungen entlang der Wellenausbreitungsrichtung stellte hier keinen echten Freiheitsgrad dar. Aufgrund der relativ großen Entfernung zwischen Antennen und Reflektor, erwies sich eine Zielvorrichtung auf dem Antennengehäuse als notwendig. Sie wurde in der Anfangsphase mit Hilfe einer kürzeren Strecke geeicht. Als besonders aufwendig zeigte sich das gegenseitige Finden der Antennen und des Reflektors. Für Systeme, die für größere Meßstrecken geplant sind, ist daher zu überlegen, die Reflektorplatte entsprechend größer zu wählen oder sich einer lasergestützten Justiermethode zu bedienen. Ebenfalls empfehlenswert wäre eine fernbedienbare Einstellvorrichtung für den Reflektor.

Kapitel 4

Freiraummessungen

In diesem Kapitel werden die durchgeführten Messungen beschrieben und ausgewertet. Einige angewendete Meßmethoden und -strategien werden erläutert und ihre Anwendbarkeit beurteilt.

4.1 Meßwerterfassung

Entsprechend den Vorüberlegungen wurde ein Frequenzbereich in der Größe von etwa 4GHz, zentriert auf die 142-GHz-Resonanzlinie von Ozon, gewählt. Der angesprochene Frequenzbereich wurde dabei schrittweise mit 200 Meßpunkten abgefahren. Gemessen wurden die Pegel der vom Reflektor zurücklaufenden Welle. Da es von vornherein feststand, daß die zu beobachtenden Nutzeffekte sehr gering sein werden, hat man auf Mehrfachmessungen gesetzt, um so über Mittellungen eventuelle Störungen zu beseitigen und die Empfindlichkeit zu steigern. Eine computergestützte Meßwerterfassung wurde deshalb unerlässlich. Für diesen Zweck wurde auch die entsprechende Software entwickelt.

Die Anlaufphase brachte einige Systemeigenschaften zum Vorschein, die bei den anstehenden Messungen berücksichtigt werden mußten. Als ein wichtiger Faktor stellte sich die Laufzeit der Signale auf der Meßstrecke heraus. Eine zu schnelle Wobbelgeschwindigkeit in Verbindung mit einer sehr schmalen Empfängerbandbreite, im Bereich von 100 Hz und kleiner, brachte eine starke Einbuße beim Empfangspegel (je nach Verhältnisse etwa um 10 dB). Es ist damit zu begründen, daß während der Sender schon auf eine höhere Frequenz gestellt worden ist, und zwar durch eine Änderung der Frequenz des lokalen Oszillators (f_1 in der Abbildung 3.6), wahr noch ein Signal mit dem alten Frequenzwert unterwegs. Im Empfängermischer wurde es dann „falsch“, d.h. auf eine niedrigere Zwischenfrequenz, heruntergemischt, da der LO schon weitergestellt worden war. Ein sehr selektiv auf eine gewählte Zwischenfrequenz eingestellter Empfänger reagierte daher mit einer Pegelabsenkung, da das Signal nicht mehr in sein Frequenzfenster paßte. Diese Überlegungen machen außerdem deutlich, daß auf die Stabilität des lokalen Oszillators hohe Ansprüche gestellt werden müssen, um schmalbandig und damit auch mit großem Rauschabstand messen zu können. Noch stabiler muß der subharmonische Oszillator sein, wengleich hier der Empfänger eine gemeinsame Referenz mit dem SO besitzt. Die bei der

weiteren Frequenzaufbereitung im SO eventuell entstehenden Schwankungen sind beiden Geräten nicht gemeinsam und können dazu führen, daß das Empfangssignal außerhalb des Frequenzfensters des Spektrumanalysators gerät. Die Verwendung hochqualitativer Systemkomponenten ist daher unabdingbar.

Um die herrschenden Ozonkonzentrationen laufend kontrollieren zu können, wurde parallel zu dem mikrowellentechnischen Meßaufbau ein Ozonmeßgerät nach Dacebi betrieben. Dieses Gerät entnimmt über einen Schlauch Luftportionen aus der Umgebung auf und führt eine spektrale Untersuchung der Probe im UV-Bereich durch. In diesem Frequenzbereich ist eine starke Absorptionsbande von Ozon angesiedelt. Die Absorptionswirkung der ozonhaltigen Luft wird mit der von ozonfreien Luft verglichen und daraus die Konzentration ermittelt. Aus der Funktionsweise ist ersichtlich, daß man damit nur die lokalen Konzentrationen erfassen kann, und somit nicht exakt die Verhältnisse auf der Mikrowellenstrecke kennt. Da man jedoch keine sehr starken Diskontinuitäten der Ozonkonzentrationen in der betrachteten Umgebung zu erwarten hatte und da man sich lediglich für eine tendenzielle Entwicklung und Größenordnungen der Konzentrationen interessierte, störte diese Tatsache nicht.

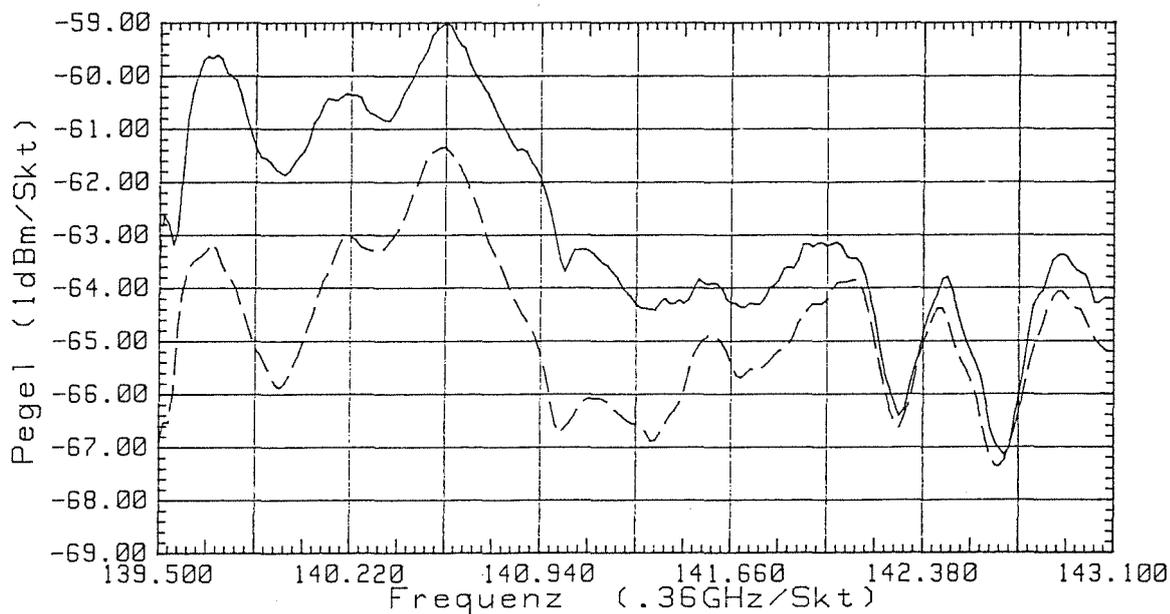


Abbildung 4.1: Zeitliche Mittelwerte über 20 aufeinanderfolgende Messungen

— von ca. 8⁰⁰ Uhr (Ozonkonzentration etwa 15 ppb)

-- von ca. 16⁰⁰ Uhr (Ozonkonzentration etwa 60 ppb)

Die als erstes angewendete Strategie basierte auf dem Grundgedanken einen Vergleich zwischen Messungen, die bei unterschiedlichen Ozonkonzentrationen in der Luft aufgenommen worden sind, durchzuführen. Es wurden einige zeitlich dicht aufeinanderfolgende Messungen aufgenommen. Anschließend wurden diese über die Zeit gemittelt. Zu einem

späteren Zeitpunkt, nachdem die Ozonkonzentration auf das mehrfache angestiegen war, wurde eine zweite Meßserie durchgeführt und ihre Ergebnisse gemittelt (Abbildung 4.1). Um festzustellen wie sich die gestiegene Ozonkonzentration auf die gemessenen Pegel auswirkt, wurde die Differenz der beiden gebildet (*Mittelwert 8⁰⁰Uhr - Mittelwert 16⁰⁰Uhr*). Diese Differenzkurve ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

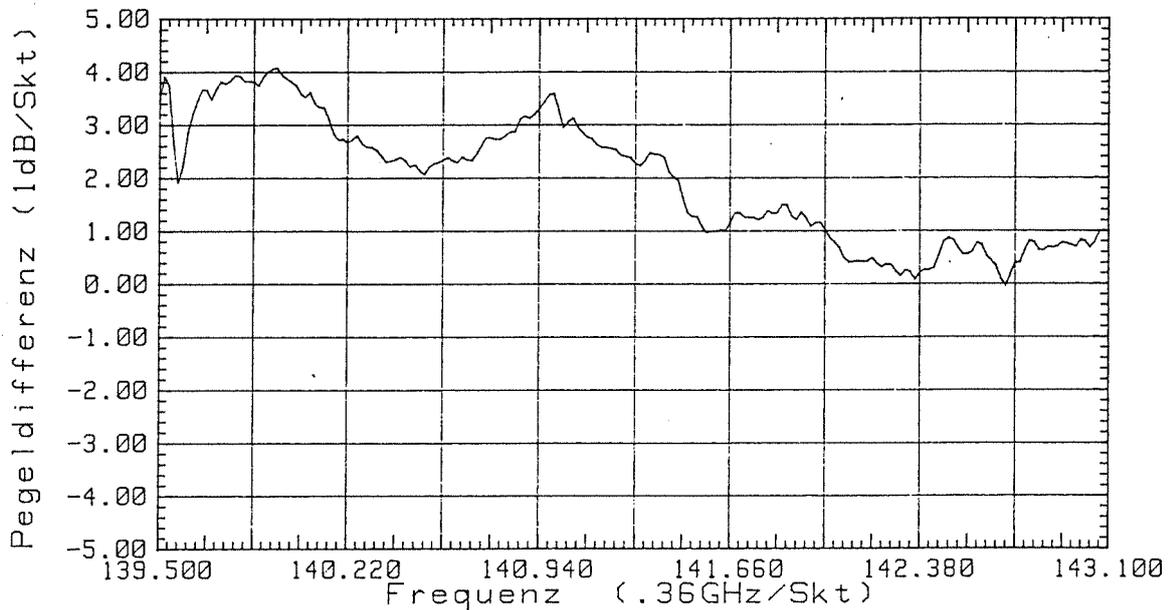


Abbildung 4.2: Differenzkurve der zeitlichen Mittelwerte

Eine eindeutige Spektrallinie von Ozon in der Gegend von 142 GHz läßt sich darin nicht ausmachen. Der starke Dämpfungsanstieg im Bereich der niedrigeren Frequenzen kann aufgrund seiner Größe nicht durch resonante Übergänge verursacht worden sein. Vergleiche mit weiteren Meßserien brachten keine zusätzlichen Erkenntnisse. Daher wurde beschlossen kontinuierlich über einige Tageszyklen Messungen durchzuführen, um somit eine Information über die zeitliche Entwicklung der Meßwerte zu erhalten. Nach entsprechenden Änderungen des Steuerprogrammes war das System nun in der Lage automatisch Messungen durchzuführen und die Meßwerte abzuspeichern. Daraufhin wurde eine mehrtägige Meßkampagne durchgeführt. Begrenzt durch die eingestellte Wobblegeschwindigkeit und durch die interne Verarbeitungszeit im Rechner ergab sich ein etwa Zwei-Minuten-Zyklus, d.h. jede zwei Minuten wurde der 4 GHz große Bereich um die 142-GHz-Resonanzlinie von Ozon in 200 Schritten abgefahren.

4.2 Auswertung der Daten

Der erste Schritt bei der Datenauswertung bestand darin, Frequenzbereiche zu ermitteln, die einen besonders starken Tagesgang zeigten. Man ging nämlich davon aus, daß Reso-

nanzlinien anderer Stoffe, wie z.B. Schwefeldioxid, die ebenfalls in diesem Frequenzbereich angesiedelt sind, durch die Messung miterfaßt werden und sich teilweise mit den durch Ozon verursachten Effekten überlagern. Durch Übereinanderschreiben zeitlich aufeinanderfolgender Meßwerte wurden die stark variierenden Bereiche sichtbar (siehe Abbildung 4.3 a).

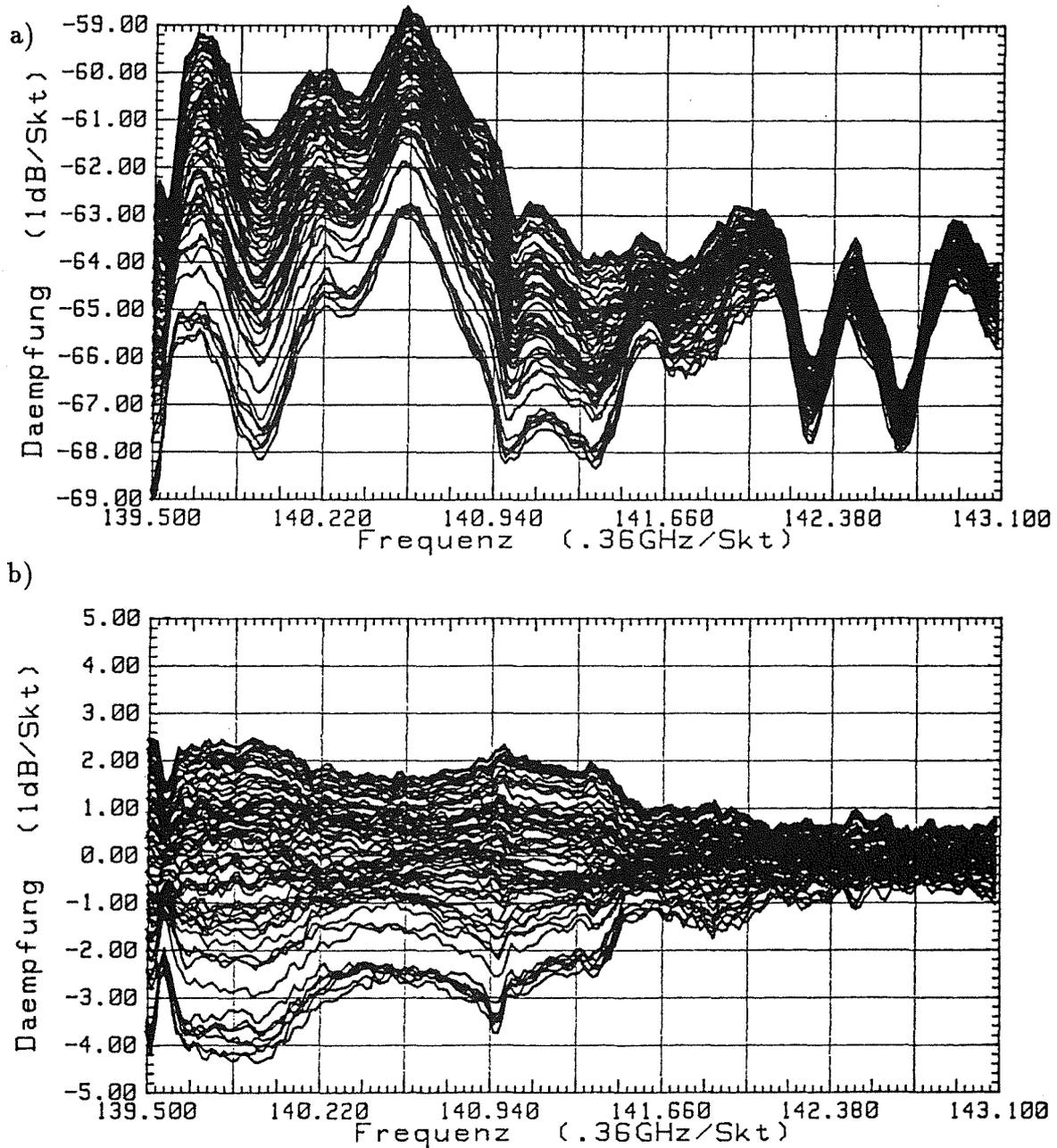


Abbildung 4.3: Variation der Tageswerte: a) Originalmessungen;
b) Messung - Langzeitmittelwert

Aus dieser Darstellung sind Unterschiede im zeitlichen Verlauf verschiedener Frequenzbereiche sichtbar. Die Größe der Variation der Werte an steilen Flanken des Frequenzganges sind hieraus jedoch schwer abzulesen. Außerdem könnte eine globale sich über den gesamten Bereich ausstreckende Drift den Meßwerten überlagert sein, die zu eliminieren wäre. Daher wurde ein Langzeitmittelwert¹ errechnet, der anschließend von allen Meßkurven abgezogen worden ist. Abbildung 4.3 b beinhaltet das Ergebnis. Bereiche in der Gegend von 140 und 140,9 GHz zeigen darin einen deutlich ausgeprägten Verlauf. Dagegen durchlaufen Bereiche in der rechten Hälfte des Diagrammes, insbesondere um 142,7 GHz, nur einen sehr schmalen Wertebereich. Eine Ursache für dieses Verhalten konnte zu diesem Zeitpunkt noch nicht festgestellt werden. Die zeitliche Entwicklung der Meßwerte, wie sie Abbildung 4.4 zeigt, weist einen periodischen Verlauf auf. Während früh morgens sehr hohe Pegel gemessen werden konnten, sind im Laufe des Tages die Pegelwerte um einige dB abgesunken. Um Mitternacht zeigen die Pegel annähernd ihre Werte vom Tagesbeginn.

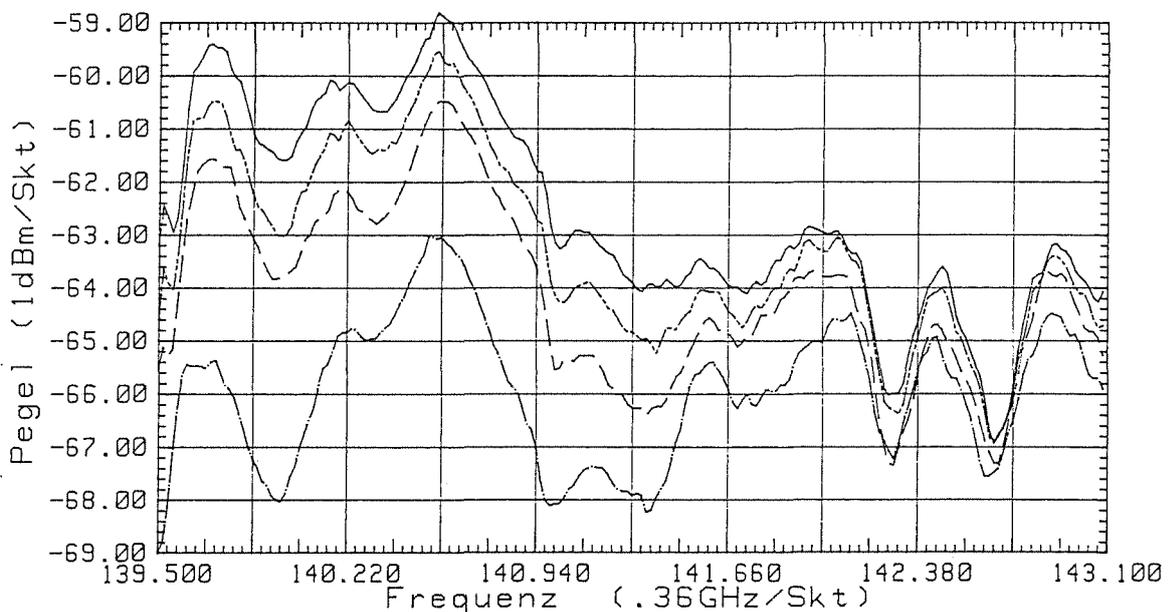


Abbildung 4.4: 6-Stunden Werte im Tagesverlauf: — um 6⁰⁰Uhr; - - um 12⁰⁰Uhr; - · - um 18⁰⁰Uhr; · · · um 24⁰⁰Uhr

Aus den vorhandenen Daten wurden schließlich Histogramme mit einer Auflösung von etwa 700 Meßpunkten pro 24 Stunden erstellt. Ein Vergleich mit einem parallel zu diesen Messungen erfaßtem Verlauf der lokalen Ozonkonzentrationen, sollte den Zusammenhang aufzeigen.

¹Es wurden Meßwerte eines gesamten Tageszyklus für jeweilige Frequenzen gemittelt.

4.3 Analyse der Ergebnisse

Abbildung 4.5 a zeigt zeitliche Verläufe über einen 24-Stunden-Tageszyklus für unterschiedliche Frequenzbereiche. Es gibt Bereiche die nahezu einen konstanten Verlauf über

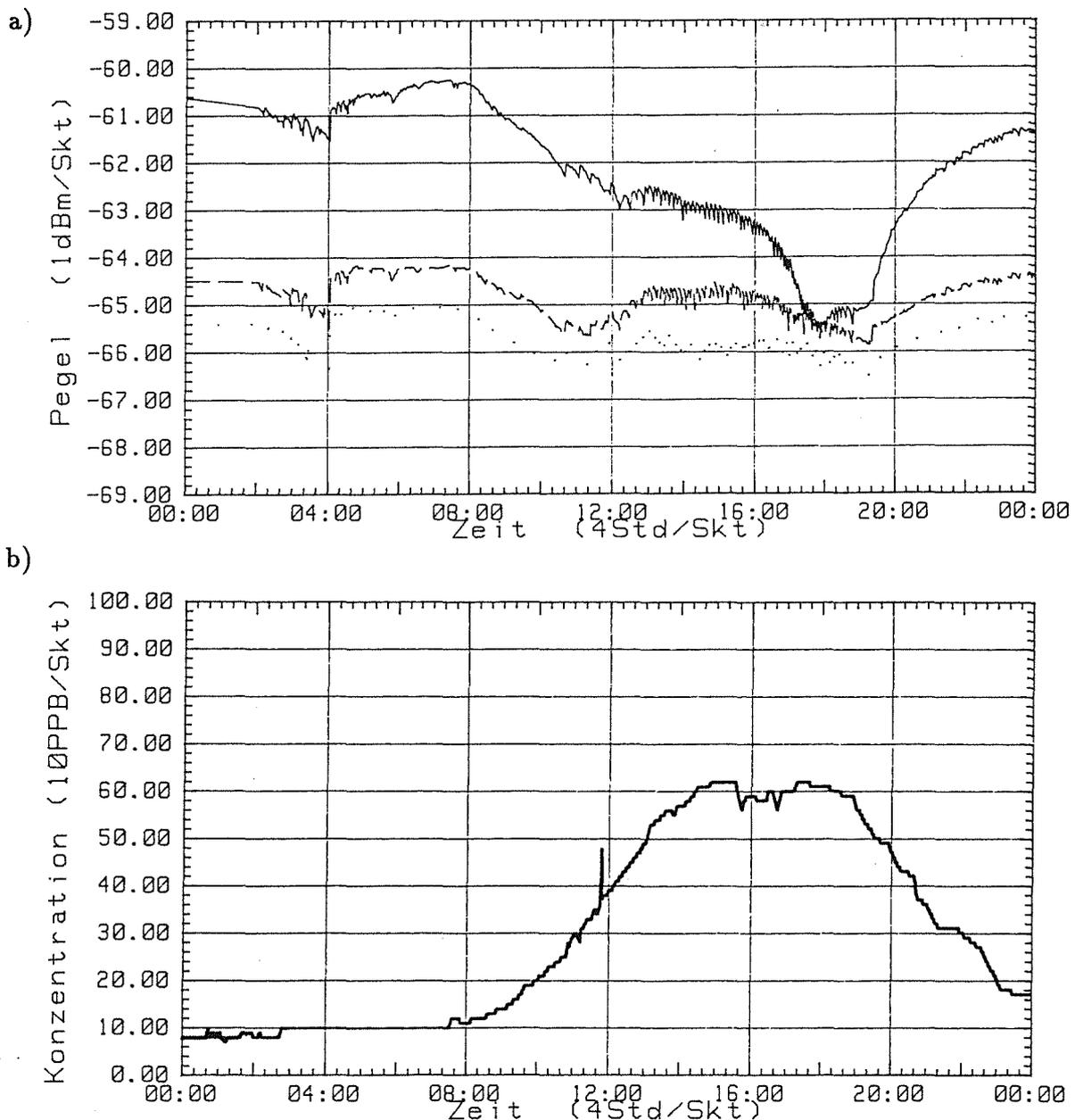


Abbildung 4.5: Histogramme der Meßwerte und der Ozonkonzentrationen über 24 Stunden: a) — Bereichsmittel 139,860-140,58 GHz; -- Bereichsmittel 141,984-142,398 GHz; Bereichsmittel 142,398-142,794 GHz;
b) lokale Ozonkonzentrationen

einen Tageszyklus zeigen (Bereich um 142,7 GHz), aber auch solche mit 6 dB Unterschied zwischen ihren Spitzenwerten. Ein periodisches Verhalten (über mehrere Tageszyklen gesehen) ist allen Kurven gemeinsam. Die zugehörigen Ozonkonzentrationen sind der Abbildung 4.5 b zu entnehmen. Der Zeitpunkt der minimalen Pegel (also die maximale Dämpfung) stimmt mit dem Zeitpunkt der maximalen Ozonkonzentrationen nicht überein. Eine Korrelation dieser Verläufe kann damit nicht nachvollzogen werden. Auch die Größe der sichtbaren Effekte stimmt mit den Annahmen bezüglich der zu erwartenden Absorptionswerte um Größenordnungen nicht überein.

Weitere Untersuchungen zeigten dagegen eine starke Korrelation mit dem Temperaturverlauf der unmittelbaren Umgebung der Meßapparatur. Darauf folgende gezielte Untersuchungen bestätigten, daß es sich hier um eine Temperaturdrift der Meßapparatur handelt, die sich sehr frequenzselektiv bemerkbar macht. Sie stand damit als Hauptursache für die bisher beschriebenen Effekte fest. Weitere Einzelheiten zu diesem Thema sind dem Anhang C zu entnehmen.

Aufgrund der Temperaturdrift war man gezwungen, eine grundlegende Änderung des Meßkonzeptes durchzuführen. Eine Temperaturstabilisierung stand angesichts der begrenzten Zeit und Mittel nicht zur Debatte. Daher wurde das Konzept einer bezogenen Messung herangezogen.

4.4 Referenzstrecke

4.4.1 Grundidee

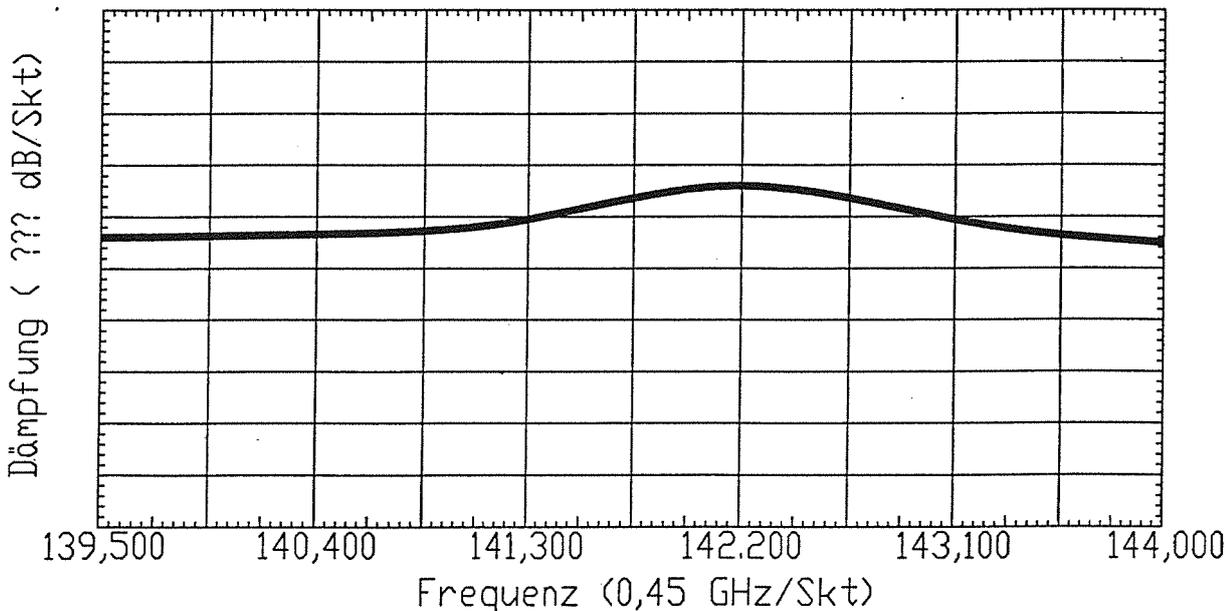


Abbildung 4.6: Theoretisch erwarteter Verlauf der Differenzkurve

Messungen über zwei Meßstrecken unterschiedlicher Länge werden in direktem Vergleich zueinander gesetzt. Ist die Zeitdifferenz zwischen diesen Messungen gering im Vergleich zu der Zeitkonstanten des Driftvorganges, so ist die Annahme berechtigt, daß in beiden Fällen eine unveränderte Meßapparatur vorliegt. Da die Meßstreckenlängen unterschiedlich sind, ist der Einfluß der absorbierenden Komponente auf der längeren Strecke größer als der auf der kürzeren Meßstrecke. Eine Differenzbildung zwischen den Meßwerten der kurzen und der langen Meßstrecke sollten dann, unter Vernachlässigung der Absorption andere Luftkomponenten, den in der Abbildung 4.6 dargestellten Verlauf zeigen.

4.4.2 Aufbau

Für die Referenzstrecke wurde eine Reflektoranordnung gewählt, die der Abbildung 4.6 zu entnehmen ist. Sie wurde durch zwei senkrecht zueinander und unter dem Winkel von 45° zu den Antennenachsen stehende Spiegel gebildet. Zwischen beiden Spiegeln wurde eine Lochblende angebracht, die zweierlei Rollen spielte. Zum einen sollte sie eventuellen Mehrfachreflexionen vorbeugen und zum anderen konnte über eine Änderung der Größe der Öffnung der Empfangspegel eingestellt werden. Um weitere Mehrfachreflexionen aus der Umgebung der Meßapparatur auszuschließen, wurde die gesamte Anordnung in einem mit Dämpfungsmaterial ausgekleideten Holzkasten eingebettet. Im Anhang B.4 ist eine Abbildung der Referenzstrecke zu finden.

Eine Reflektoranordnung mit nur einem Spiegel wurde nicht angestrebt, weil wie es frühere Messungen gezeigt haben, bringt ein in der Nähe der Antennen parallel zur Antennenapertur angebrachter Reflektor erhebliche Probleme aufgrund der Mehrfachreflexionen mit sich. Zudem wirkt sich die Parallaxe der Antennen auf einer kurzen Strecke besonders stark aus.

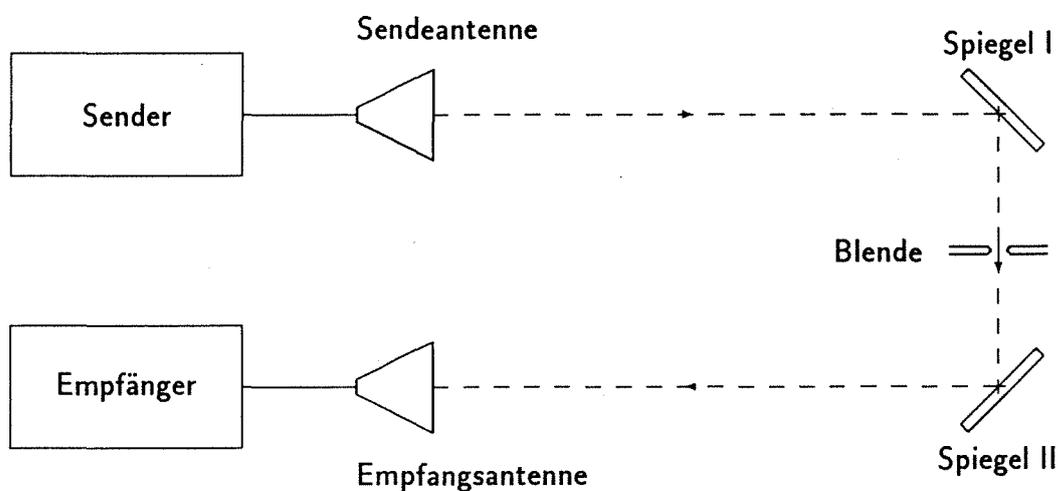
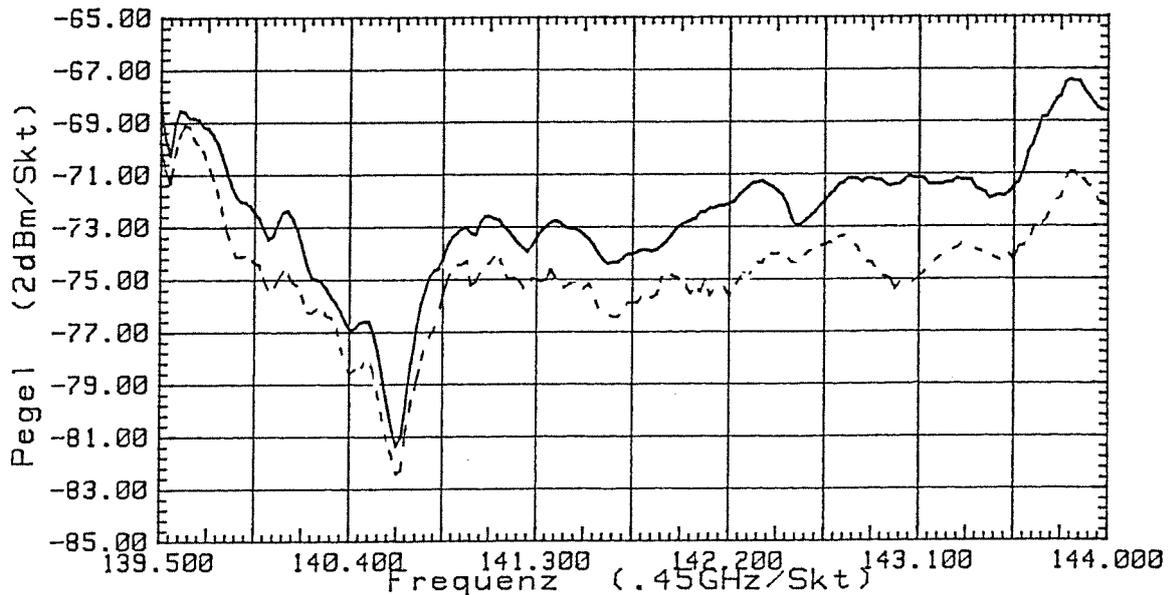


Abbildung 4.7: Anordnung der Referenzstrecke

4.4.3 Messungen

Der Wunsch nach einer automatisch einfahrbaren Referenzstrecke konnte aufgrund der verbleibenden Zeit nicht verwirklicht werden². Bei den durchgeführten Messungen wurde daher die Referenzstrecke von Hand vor die Antennen gesetzt. Dieser Vorgang wirkte sich, zufolge der ungenügenden Positioniergenauigkeit, negativ auf die Meßgenauigkeit aus. Durch eine entsprechende Wahl der Blendengröße konnte annähernd der gleiche Empfangspegel, wie bei der langen Freiraumstrecke eingestellt werden. Abbildung 4.8 a zeigt die Verläufe, die zeitlich dicht aufeinanderfolgend über die beiden Strecken aufgenommen worden sind. Die Abbildung 4.8 b zeigt die aus den obigen Verläufen resultierende Differenzkurve. Aufgrund der Tatsache, daß es sich hierbei nicht um eine horizontal verlaufende Gerade handelt, kann man von unterschiedlicher Wirkung der Strecken auf das gesendete Signal ausgehen. Eine Ähnlichkeit mit der Kurve aus der Abbildung 4.6 ist hier offenbar nicht gegeben. Ein Merkmal dieser Kurve ist der zu höheren Frequenzen hin ansteigende Verlauf. Es könnte in Einklang mit dem in der Abbildung 2.2 gezeigten ebenfalls ansteigenden Verlauf gebracht werden, der durch die breitbandige Wasserabsorption verursacht worden ist. Eine Verifikation dieser Aussage könnte durch eine Messung an einem extrem trockenen Tag gemacht werden³.

a)



²Wie es später gemachte Erfahrungen zeigten, ist dies zu empfehlen, um eine exakte und schnelle Positionierung zu ermöglichen.

³Die gezeigten Messungen wurden in der zweiten Novemberhälfte durchgeführt. Angesichts unserer geographischen Lage und der Rheinnähe ist dies mit einer relativ hohen Luftfeuchtigkeit in Verbindung zu bringen.

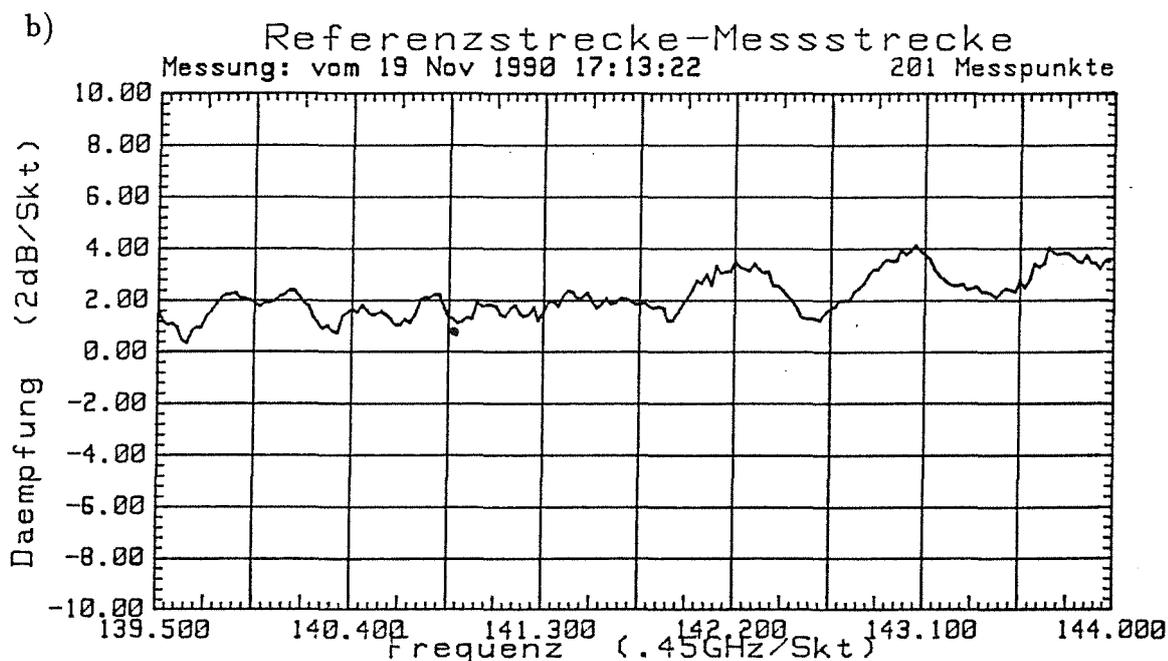


Abbildung 4.8: Messungen mit Hilfe der Referenzstrecke: a) — Frequenzgang aufgenommen über die Referenzstrecke; -- Frequenzgang aufgenommen über die lange Meßstrecke; b) Differenz der beiden Kurven

Die Ursache für die Entstehung der lokalen Maxima in der Differenzkurve konnte nicht eindeutig festgestellt werden. Die Konstanz dieser Erscheinung über die gesamte Meßzeit, läßt auf Ursachen im Bereich der Streckengeometrie schließen. Auch die Größenordnung dieser Effekte im Bereich von ca. 2 dB sowie deren Breite entlang der Frequenzachse widerspricht den inzwischen ermittelten theoretischen Werten für die Größe der Absorptionseffekte und deren Linienbreite.

4.4.4 Nichtresonante Effekte

Das betriebene Meßsystem eignet sich auch für Untersuchungen von Effekten in der freien Atmosphäre, die andere Ursachen als Rotationsübergänge haben. So kann beispielsweise der Einfluß von Niederschlägen auf die Absorption der Meßstrecke untersucht werden. Es wurden Messungen bei unterschiedlichen Wetterlagen durchgeführt. Die dabei erhaltenen Meßergebnisse sind in der Abbildung 4.9 zusammengefaßt. Es zeigte sich beispielsweise (siehe Teil a der Abbildung), daß leichter Regen einen sehr geringen Einfluß auf die Dämpfung der Strecke nimmt. Bei einem sehr starken Regen wurde ein Zuwachs an Dämpfung von etwa 1 dB gegenüber dem niederschlagslosen Fall beobachtet (siehe Teil a der Abbildung 4.9). Noch extremer macht sich ein starker Schneefall bemerkbar (siehe Teil b der Abbildung 4.9). Hier ist ein Zuwachs von ca. 2,5 dB zu verzeichnen. Dieses Verhalten läßt sich durch Streueffekte erklären. Große Niederschlagspartikeln üben dabei einen stärkeren Einfluß auf die elektromagnetische Welle aus, als es die kleineren Partikeln vermögen.

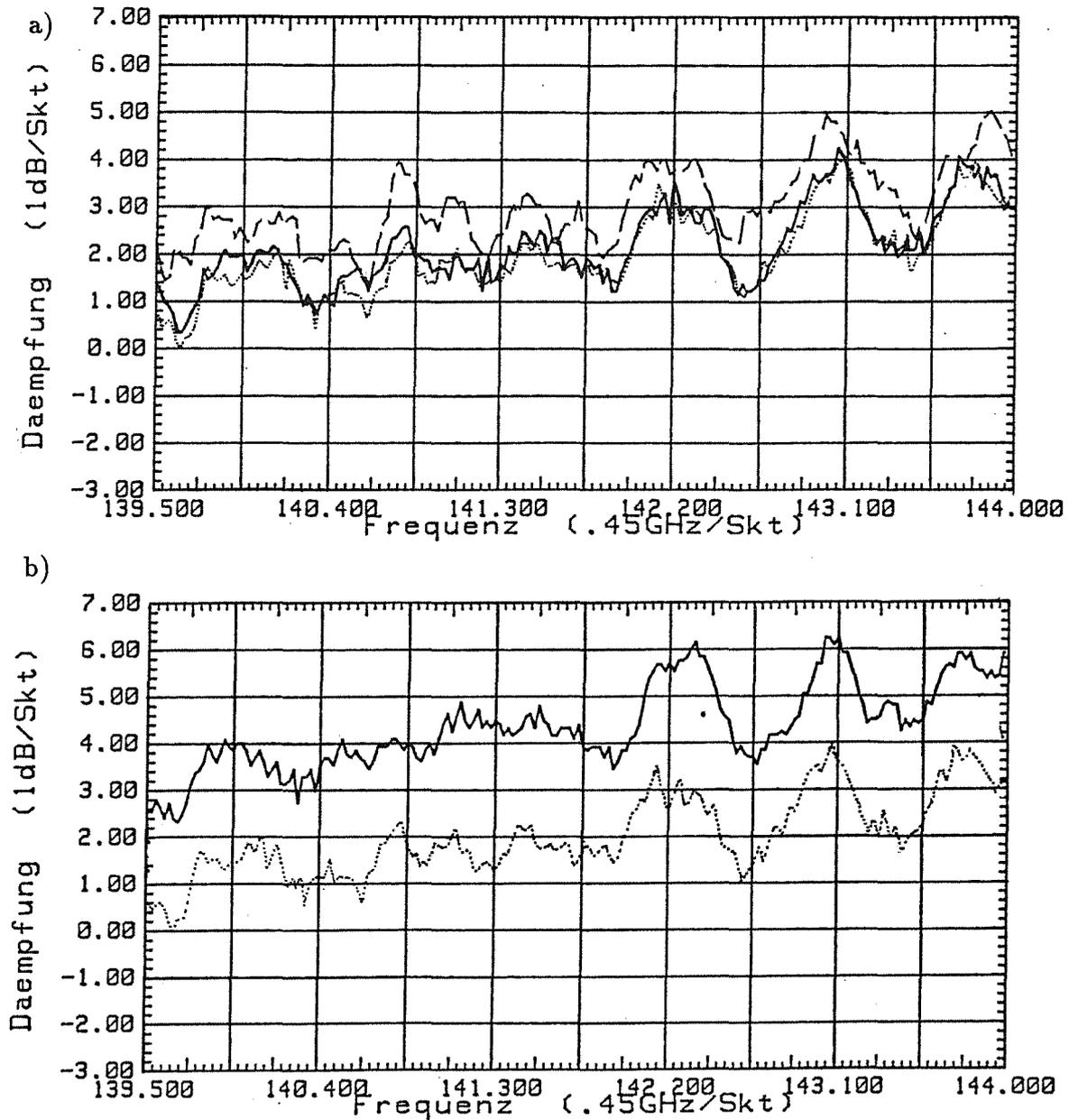


Abbildung 4.9: Niederschlagseinfluß auf die Streckendämpfung:

- a) Frequenzgang aufgenommen beim Niederschlagsfreien Wetter,
 — Frequenzgang aufgenommen beim leichten Regen;
 - - Frequenzgang aufgenommen beim starken Regen;
- b) Frequenzgang aufgenommen beim Niederschlagsfreien Wetter,
 — Frequenzgang aufgenommen beim starken Schneefall

Diese am Rande der Arbeit durchgeführten Untersuchungen weisen damit eine neue mögliche Anwendung des Meßsystems auf, das hinsichtlich dieser Anwendung einigen Änderungen zu unterwerfen wäre (man denke hier z.B. an Wetterfestigkeit etc.). Zu achten ist auf die Dauer der einzelnen Messungen. Sie muß klein im Vergleich zu den Niederschlagsdichteänderungen gemacht werden, was z.B. durch die Reduktion der Anzahl der Meßpunkte zu erreichen wäre. Eine Änderung der Niederschlagsgröße während der Messung würde die Verhältnisse der gemessenen Pegel verfälschen. Eine auf die geschilderte Anwendung gezielt durchgeführte Meßkampagne könnte dann weiterführende Ergebnisse liefern.

Kapitel 5

Resümee

Dieses Kapitel faßt die im Rahmen der Arbeit erzielten Ergebnisse und gewonnenen Erfahrungen zusammen. Zusätzlich werden Möglichkeiten für Verbesserungen am System und Meßmethoden angesprochen.

5.1 Endergebnisse

Ein Meßsystem für Transmissionsmessungen in der freien Atmosphäre im Bereich von 140 GHz wurde aufgebaut und in Betrieb genommen. Die Länge der Meßstrecke betrug 240 m, könnte aber bei bisherigen Pegelverhältnissen um eine Größenordnung ausgedehnt werden, ohne Änderungen an den HF-Komponenten vornehmen zu müssen. Zur Erzeugung und Auswertung der Mikrowellensignale wurde ein skalarer Netzwerkanalysator nach [1] aufgebaut und für die Anwendung optimiert. Dabei wurde ein Rauschabstand von ca. 80 dB erreicht; mit der 240 m langen Meßstrecke waren es ca. 40 dB. Unterschiedliche Reflektoren wurden hinsichtlich ihre Anwendbarkeit erprobt. Um Langzeitmessungen und statistische Auswertung zu ermöglichen wurde eine entsprechende Software für die Steuerung des Meßsystems, die Meßwertaufnahme und die Auswertung der Daten entwickelt. Für die Sicherstellung der Langzeitstabilität wurde das Konzept bezogener Messungen mit Hilfe einer Referenzstrecke erprobt. Seine Wirkung konnte nachgewiesen werden. Damit wurde ein neuer Weg für Weiterentwicklungen des Meßsystems aufgezeigt. Die mit Referenzmessungen erreichte Genauigkeit wurde mit $<0,5$ dB abgeschätzt. Sie wurde vor allem durch die improvisierte und daher auch mechanisch unpräzise Referenzstrecke bedingt. Die Ozonlinie konnte mit diesem Aufbau nicht nachgewiesen werden. Die zu erwartenden Meßeffekte liegen in der Größenordnung von 10^{-4} dB. Es konnten dagegen Niederschlagseinflüsse auf die Dämpfung der Signale im betrachteten Frequenzbereich beobachtet werden.

5.2 Ansatzpunkte für Weiterentwicklung

Ob im Hinblick auf Messungen resonanter oder auch nicht resonanter Transmissionseffekte in der Atmosphäre, es bestehen einige Möglichkeiten das System und die Meßmethoden weiterzuentwickeln. Als ein wesentlicher Punkt erscheint hier eine Verbesserung im Bereich der Messungen mit Hilfe der Referenzstrecke. Eine wohl definierte, d.h. zeitlich stabile und mit besonders hoher Wiederholgenauigkeit automatisch einfügbare Referenz hilft vorhandene Driften zu unterdrücken und erleichtert eine quantitative Aussage über die gemessene Größe. Eine Erhöhung des Rauschabstandes durch die Anwendung Signalquellen höherer Leistungen¹ kann die Genauigkeit der Messungen wesentlich verbessern. Anwendung verbesserter Meßstrategien mit einem besonderen Gewicht auf eine relativ zur Zeitkonstanten eventueller Driften kurze Dauer der Einzelmessungen eröffnet den Weg zu statistischer Meßwertverarbeitung, wodurch ebenfalls ein Zugewinn an Genauigkeit, auch unterhalb der Quantisierungsgrenze des Spektrumanalysators, zu erwarten ist. Eine Vergrößerung der Meßstreckenlänge bringt einen höheren Meßeffect mit sich. Ähnlich wie bei der Referenzstrecke stellt aber auch hier die Mechanik das Hauptproblem². Insbesondere für Untersuchungen der Niederschlagseinflüsse auf die Streckendämpfung muß eine Wetterfestigkeit des Meßsystems erreicht werden. Für die Erfassung resonanter Effekte, unter Verzicht auf den Freiraumaspekt, wäre der Einsatz einer geeigneten Meßzelle zu erwägen. Dadurch könnten einige in der freien Atmosphäre vorhandene Störungsquellen eliminiert werden.

Angesichts der großen Differenz, die zwischen den zu erwartenden resonanten Transmissionseffekten und den bisher erreichten Ergebnissen zu überbrücken ist, sollte man an möglichst vielen der vorgeschlagenen Maßnahmen gleichzeitig weiterentwickeln. Eine gute Referenz in Verbindung mit großem Rauschabstand, starkem Meßeffect und umfangreicher Statistik ist daher anzustreben.

¹z.B. ein Gunn PLO oder ein RWO mit PLL

²siehe auch Diskussion auf Seite 28

Literaturverzeichnis

- [1] Geist T., G. Hochschild, W. Wiesbeck (Sept. 1988), Scalar Network Analysis with High Dynamic Range, Proc. 18. EuMC, Stockholm, pp. 339-343
- [2] Güsten H. (1986), Formation, Transport and Control of Photochemical Smog, in The Handbook of Environmental Chemistry, O. Hutzinger, Vol. 4 Part A pp. 54, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo
- [3] Ingram D.J.E. (1978), Hochfrequenz- und Mikrowellen-Spektroskopie, Franzis-Verlag München
- [4] Kolbe W.F. and B. Leskovar (1983), Millimeter and Submillimeter Wave Absorption by Atmospheric Pollutants and Constituents; in Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, Vol. 30, No.5, pp. 463-478
- [5] Kolbe W.F., B. Leskovar, and H. Buscher (1976), Absorption Coefficients of Sulfur Dioxide Microwave Rotational Lines, in Journal of Molecular Spectroscopy, No. 59, pp. 86-95
- [6] Lovas F.J. (1986), Rest Frequencies for Interstellar Molecular Microwave Transitions, in Journal of Physical and Chemical Reference Data, Vol. 15, No. 1, pp. 275-277
- [7] Reinschlüssel R. and B. Schiek (1985), A Sensitive Cavity-Based Gas-Spectrometer for Broadband Operation at 26-40 GHz, Proceedings of Europ. Microw. Conf., Paris, 1985, pp. 890-900
- [8] Schanda E. (1988), Applications of Microwave to Remote Sensing; Mikrowellen Magazin, Vol. 14 No.2, pp 124-132
- [9] Schuon E., H. Wolf (1987), Nachrichtenmeßtechnik, Prinzipien Verfahren, Geräte, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York
- [10] Townes, C.H., A.L. Schawlow (1975), Microwave Spectroscopy; Dover Publications, Inc. New York
- [11] Ulaby, F.T., R.K. Moore, A.K. Fung (1981), Microwave Remote Sensing Vol. I - Microwave Remote Sensing: Fundamentals and Radiometry; Advanced Book Program, Addison Wesley Pub. Co.

- [12] Van Vleck J.H. and V.F. Weisskopf (1945), On the Shape of Collision-Broadened Lines, in *Reviews of Modern Physics*, Vol. 17, No. 2 and 3 pp. 227-236
- [13] Volz A., H. Geiss, S. McKeen, and D. Kley (1989), Correlation of Ozone and Solar Radiation at Montsouris and Hohenpeissenberg: Indications for Photochemical Influence, in *Ozone in the Atmosphere, Proceedings of the Quadrennial Ozone Symposium 1988 and Tropospheric Ozone Workshop Goettingen (Germany)*, R.D. Bojkow and P. Fabian, , A. DEEPAK Publishing
- [14] Vowinkel B., *Passive Mikrowellenradiometrie*, Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig/Wiesbaden
- [15] J.W. Waters (1976), Absorption and Emission of Microwave Radiation by Atmospheric Gases, in *Methods of Experimental Physics*, Meeks M.L., Vol. 12 Astrophysics Part B: Radio Telescopes, Chapter 2.3 by ; Academic Press New York, San Francisco, London
- [16] Wiesbeck W. (1986). Skriptum zur Vorlesung: Hochfrequenztechnik II - Antennen und Wellenausbreitung, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe
- [17] Wolf H. (1982), *Nachrichten Übertragung. Eine Einführung in die Theorie*, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York

Anhang A

Skalarer Netzwerkanalysator

A.1 Lokaler Oszillator

Die Rolle eines LO (Kennzahl 1 in der Abbildung A.1) übernahm der 8341 B Synthesized Sweeper von Hewlett Packard.

Seine Spezifikationen laut Hersteller:

Frequenz: 0,01 ... 26,5 GHz

Auflösung: 3 Hz (im verwendeten Frequenzbereich)

Referenzoszillatoralterung: $1 \cdot 10^{-9}$ pro Tag

Temperaturkoeffizient: $< 1 \cdot 10^{-10}$ pro °C

Änderung verursacht durch eine 10% Spannungsänderung: $< 1 \cdot 10^{-10}$

Schaltzeit in Fast Phase Lock Mode: < 20 msec

Der Synthesizer wurde während der Messungen im Bereich von 15,2...15,7 GHz, bei einem Ausgangspegel von annähernd 6 dBm betrieben.

A.2 Subharmonischer Oszillator

Als subharmonischer Oszillator fungierte vorwiegend ein Signalgenerator der Serie SMS von Rohde und Schwarz (Kennzahl 2 in der Abbildung A.1). Seine Frequenzstabilität hat sich als etwas zu gering erwiesen, was sich insbesondere bei sehr schmalbandigen Messungen bemerkbar machte. Gelegentlich wurde daher das Nachfolgermodell SMG des gleichen Herstellers angewendet. Einen direkten Vergleich der beiden enthält die Abbildung A.2. Zu sehen sind deutliche Pegelschwankungen beim Einsatz des SMS, die auf die angesprochene Frequenzinstabilität zurückzuführen ist. Im Meßbetrieb arbeiteten beide Generatoren mit einer Signalfrequenz von 300 MHz und einem Ausgangspegel im Bereich von -4 dBm.

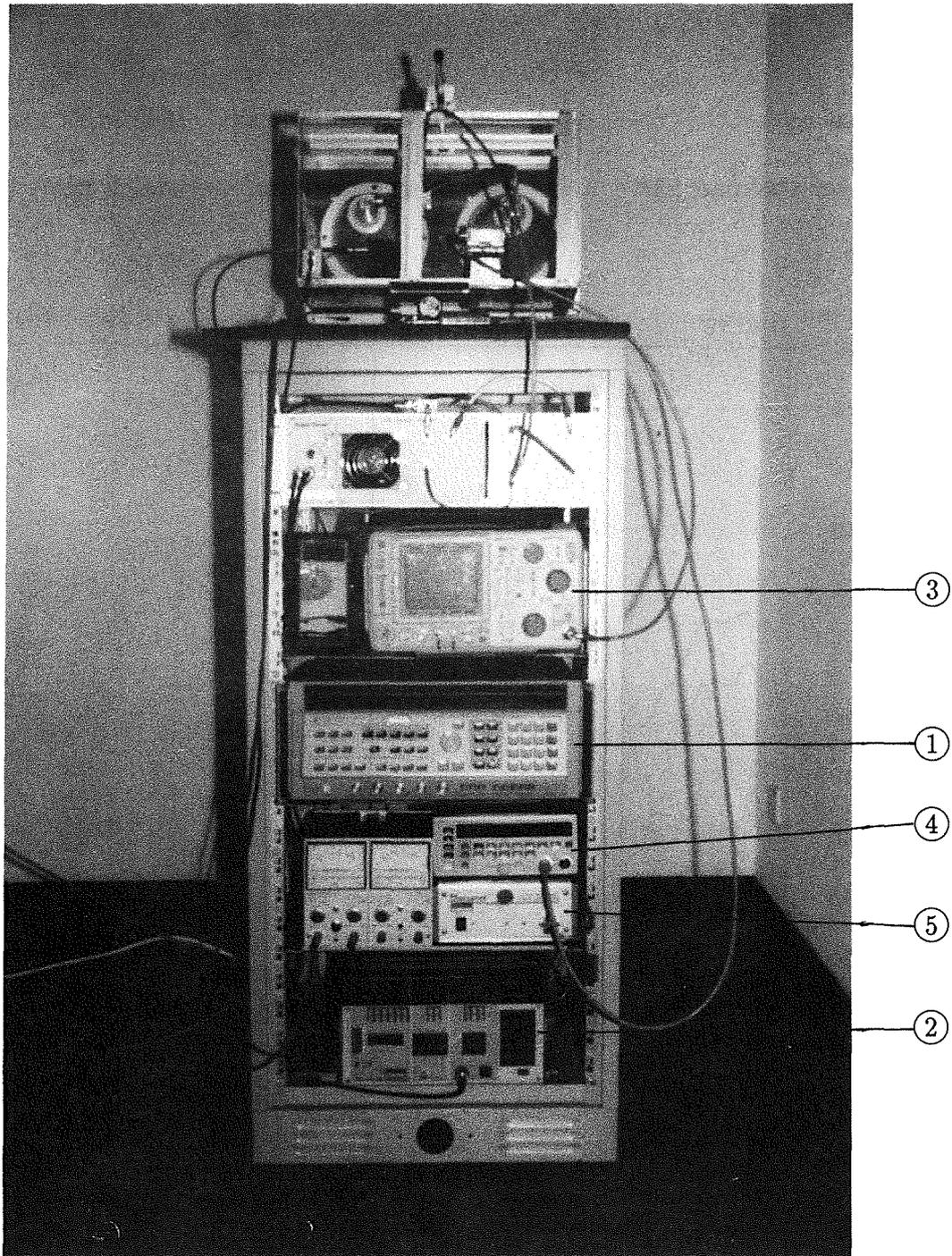


Abbildung A.1: Meßaufbau - Geräte-Rack: 1 - LO; 2 - ZF-Generator; 3 - Spektrumanalysator; 4 - Leistungsmeßgerät; 5 - YIG-Filter-Steuergerät

Die Spezifikationen beider Geräte:

Größe	Wert beim SMS	Wert beim SMG
Frequenzbereich	0,4 ... 1040 MHz	100 kHz ... 1000 MHz
Auflösung	100 Hz	1 Hz
Störhub bei CW und FM ¹	≤ 4 Hz	≤ 2 Hz

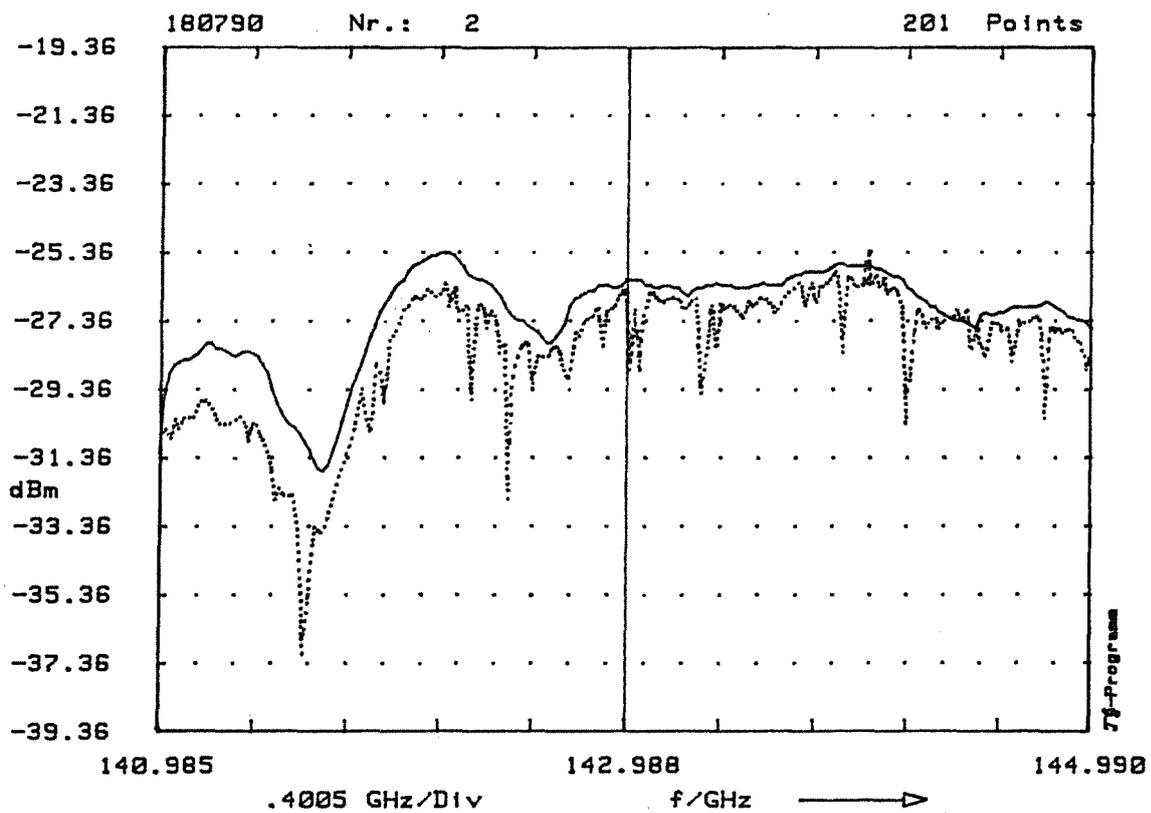


Abbildung A.2: Vergleich zwischen SMS und — SMG

¹Aufgrund der Vervielfachung um den Faktor 9 fällt der Störhub stärker ins Gewicht.

A.3 Spektrumanalysator

Benutzt wurde ein programmierbarer Spektumanalysator 494 P von Tektronix (Kennzahl 3 in der Abbildung A.1)

Seine Spezifikationen:

Bereich der Mittenfrequenz: 10 kHz ... 21 GHz

Auflösungsbandbreite: 30 Hz, 100 Hz ... 1 MHz in Dekadenschritten

Maximale Auflösung am IEEE-Bus (Quantisierungsgrenze): 0,04 dB

Das Gerät wurde bei einer Mittenfrequenz von 2,7 GHz und der Empfängerbandbreite von 100 Hz bzw. 1 kHz betrieben.

A.4 Mischer

A.4.1 Balancierter Mischer

Zu Überlagerung der Signale des LO- und des ZF-Generators wurde ein Balancierter Mischer vom Typ DM1-18A eingesetzt (Kennzahl 1 in der Abb. A.3). Seine Spezifikationen sind dem in der Abbildung A.4 enthaltenen Datenblatt des Herstellers zu entnehmen.

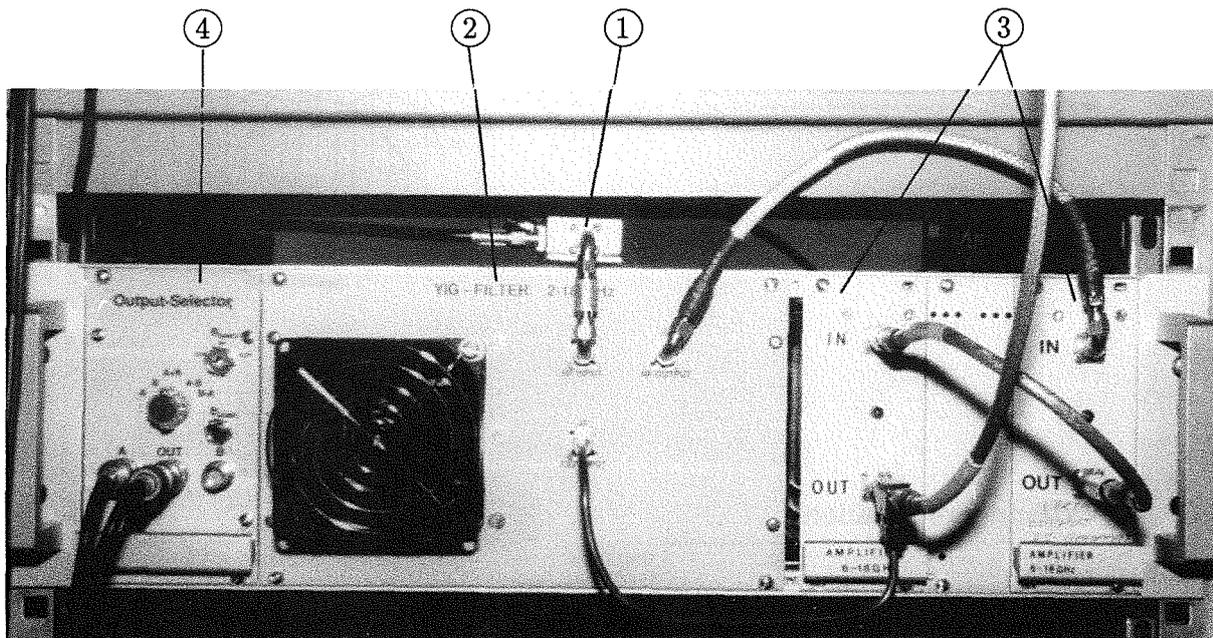
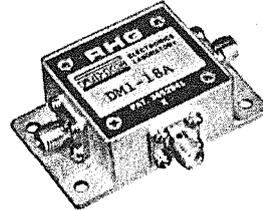


Abbildung A.3: Systemkomponenten des SNA: 1 - balancierter Mischer; 2 - YIG-Filter; 3 - $(f_1 + f_2)$ -Verstärker (kaskadiert); 4 - Offset-Verstärker

MODEL DM1-18A DOUBLE-BALANCED MICROWAVE MIXER 1-18 GHz

- 6.0 dB Typical Midband Conversion Loss
- 28 dB Typical Midband L-R Isolation



Guaranteed Specifications*

(From -55°C to +85°C)

Frequency Range	RF, LO Ports	1-18 GHz
	IF Port	DC-500 MHz
Conversion Loss**	6-16 GHz	8.0 dB Max
	1-18 GHz	9.5 dB Max
Isolation	LO to RF	22 dB Min
	LO to IF	18 dB Min

Typical Performance

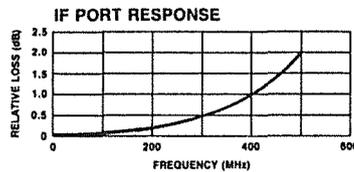
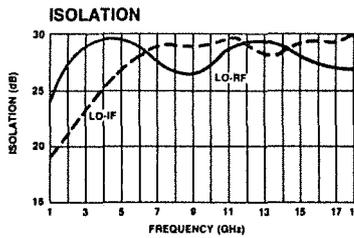
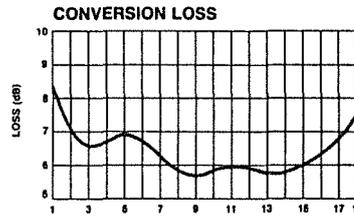
Operating Characteristics

Impedance	50 Ohms Nominal
Maximum Input	
Total Power	+23 dBm Max @ 25°C
RF Input	
1 dB Compression	+2 dBm Typical
SSB Noise Figure	Within 1 dB of Conversion Loss Max
Package Type	Connectorized (C-27)
(See pages 340 to 349 for physical dimensions.)	

Environmental

These units are designed to meet the environmental requirements of Table 1A, page 358 of the Adams-Russell Electronics catalog.

*All specifications apply when operated at +7 dBm available LO power with 50 ohm source and load impedance.
 **For IF frequencies of 100 MHz and an RF power of -10 dBm or lower.
 For additional RHG products see the latest RHG Electronics Laboratory, Inc. catalog.



Ordering Information

Model No.	Connectors	Unit Price (1-9 Units)
DM1-18A	SMA	\$510

Delivery is from stock.



RHG Electronics Laboratory...Make the Connection
 161 East Industry Court, Deer Park, NY 11729 (516) 242-1100 TWX 510-227-6083

Abbildung A.4: Datenblatt des DM1-18A

A.4.2 Vervielfacher

Als Vervielfacher wurde ein subharmonisch gepumpter Mischer SHM 12/7b der Firma Telefunken System Technik betrieben (Kennzahl 1 in der Abbildung A.6).

Seine Spezifikationen laut Hersteller:

Signalfrequenz: 130 ... 150 GHz

LO-Frequenz: 63 ... 67 GHz

ZF-Bereich: 0,5 ... 17,5 GHz

Testmessung:

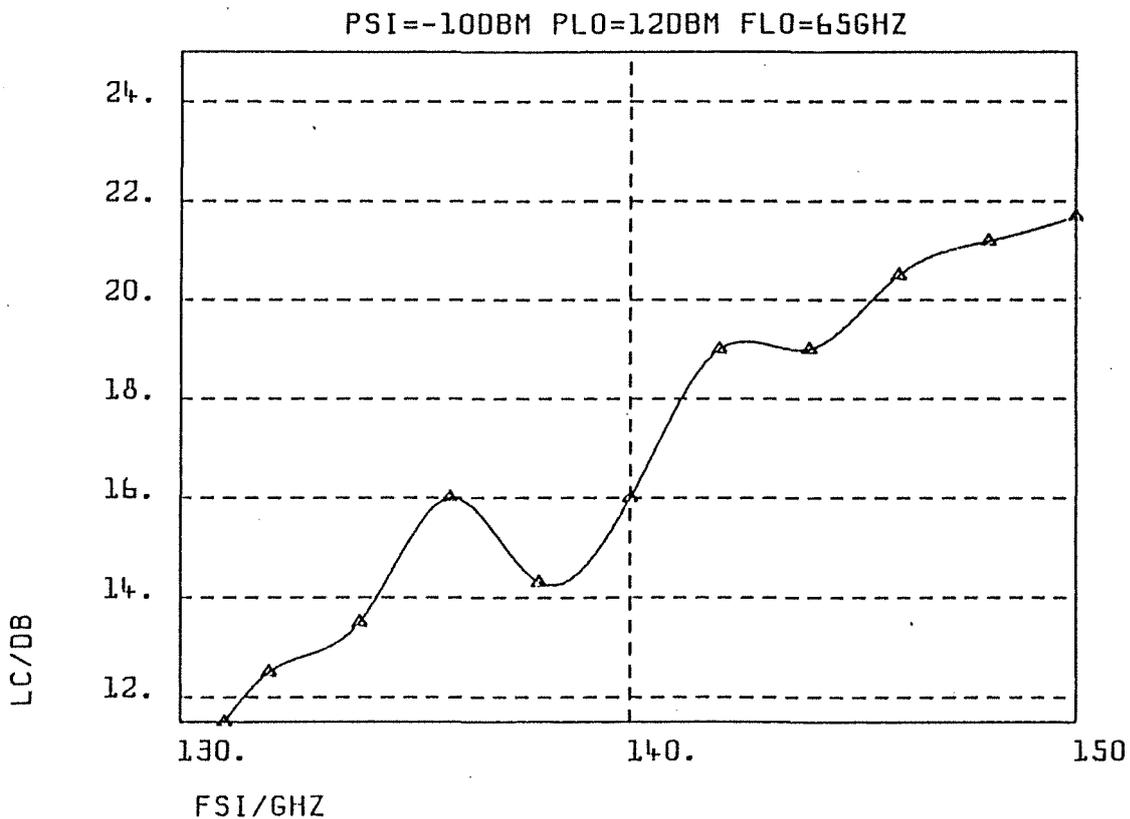


Abbildung A.5: Testmessung des SHM 12/7B Seriennummer 9003

Dieser Mischer wurde mit einem Signal gespeist, deren Pegel knapp unter 16 dBm lag. Da dieser Wert nahe an der Grenze der zulässigen maximalen Eingangsleistung des Mixers liegt, war eine Überwachung des Signals, insbesondere nach durchgeführten Änderungen am System, mit Hilfe eines präzisen Leistungsmeßgerätes unerlässlich (Kennzahl 4 in der Abbildung A.1).

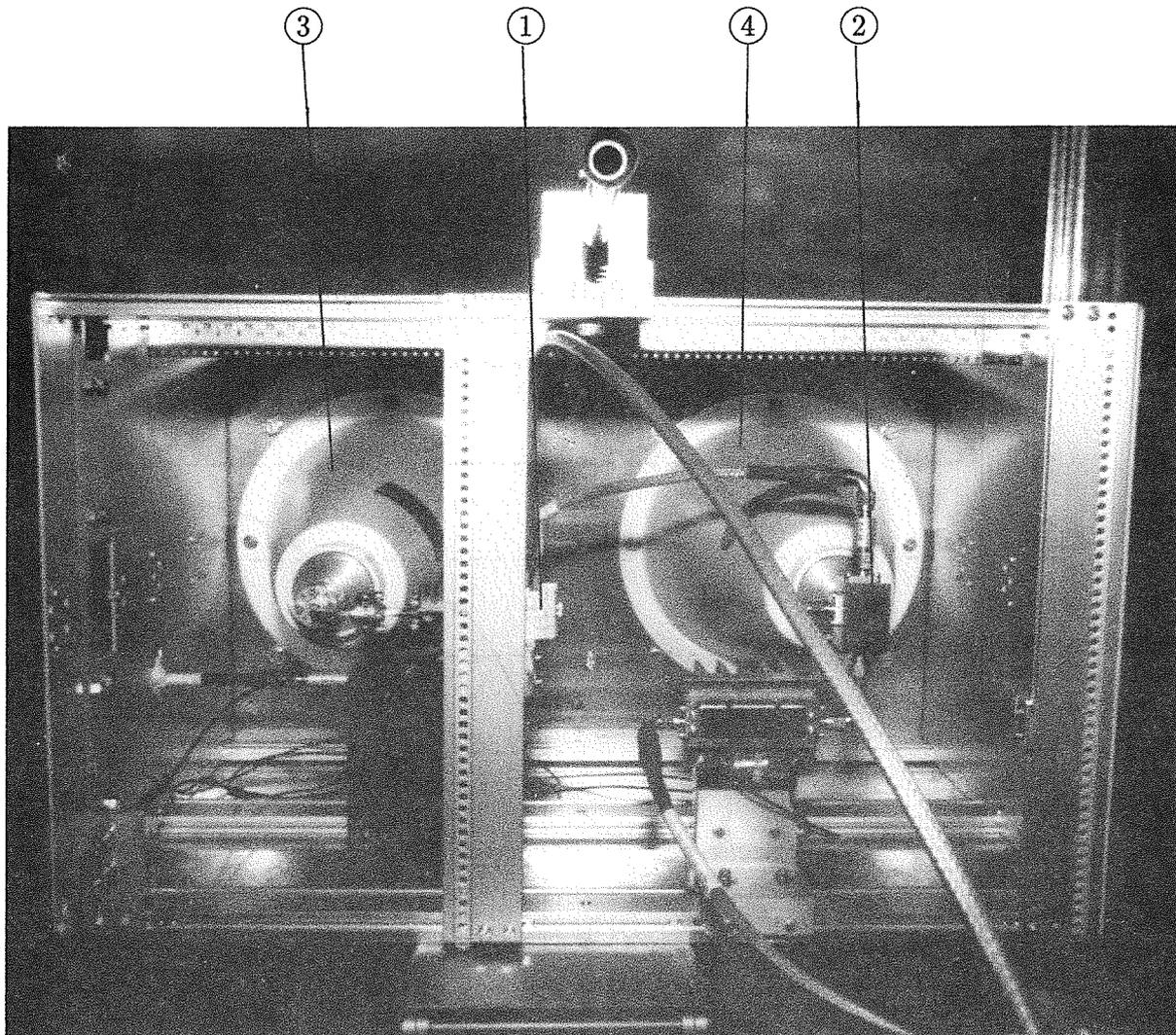


Abbildung A.6: HF-Teil des Meßsystems. Durch den kompakten Aufbau sind alle HF-Komponenten in einer Einheit untergebracht. Lediglich drei S-Band Leitungen bilden die Verbindung zum restlichen System. 1 - Vervielfacher; 2 - Empfänger-Mischer; 3 - Sendeantenne; 4 - Empfangsantenne

A.4.3 Empfänger-Mischer

Zum Heruntermischen des Meßsignals wurde ein Oberwellenmischer OWM 7 der Firma AEG benutzt (Kennzahl 2 in der Abbildung A.6). Dieser Mischer zeichnete sich durch folgenden Daten aus:

Signalfrequenz: 140 ... 150 GHz

LO-Frequenz: 16 ... 16,5 GHz

ZF-Bereich: 0 ... 5 GHz

Optimale LO-Leistung:

f_{LO}/GHz	16,0	16,1	16,2	16,3	16,4	16,5
P_{LO}/dBm	8,5	6,5	6,5	6,5	7,5	7,5

Testmessung:

Signalfrequenz: 140 ... 150 GHz

Signalleistung: -5 ... -8 dBm

LO-Frequenz: 16,0 GHz

Konversionsverlust: 33 ... 37 dB

A.5 YIG-Filter

Um aus dem Mischprodukt $nf_1 \pm mf_2$ das Summenglied $f_1 + f_2$ zu erhalten, wurde ein 2-18 GHz YIG-Mitlauffilter der Firma Ferretec verwendet (Kennzahl 2 in der Abbildung A.3, bereits in einem Gehäuse mit Zwangskühlung eingebaut). In der Abbildung A.7 b ist das Regelprinzip des Filters schematisch dargestellt.

Das Rampensignal des Synthesizers, erweitert um eine Offsetspannung, bestimmt über die Steuereinheit des Filters (Kennzahl 5 in der Abbildung A.1) die Mittenfrequenz des Durchlaßbereiches.

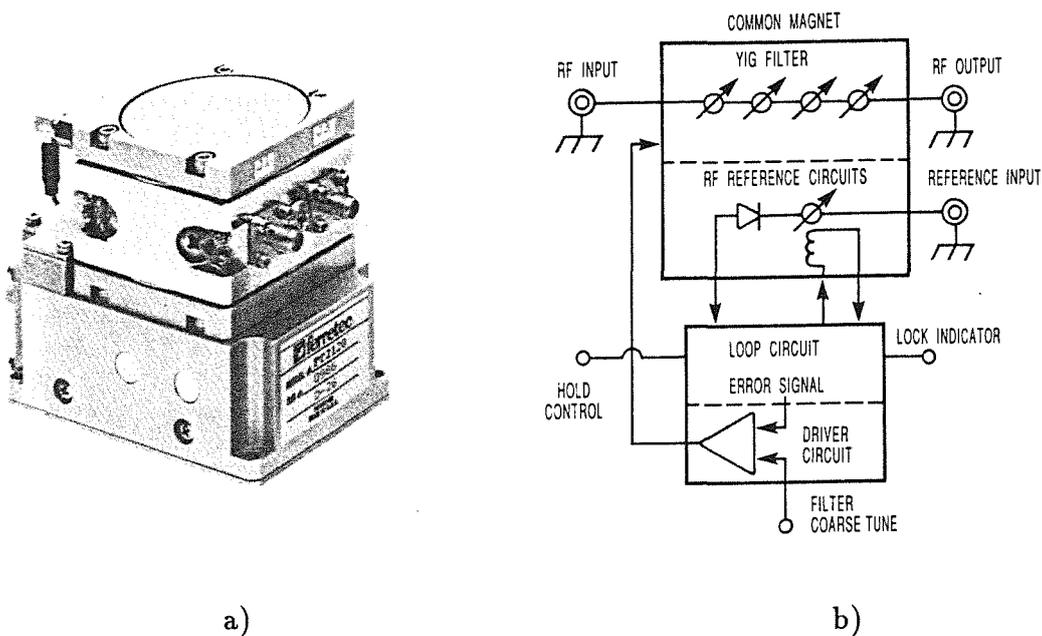
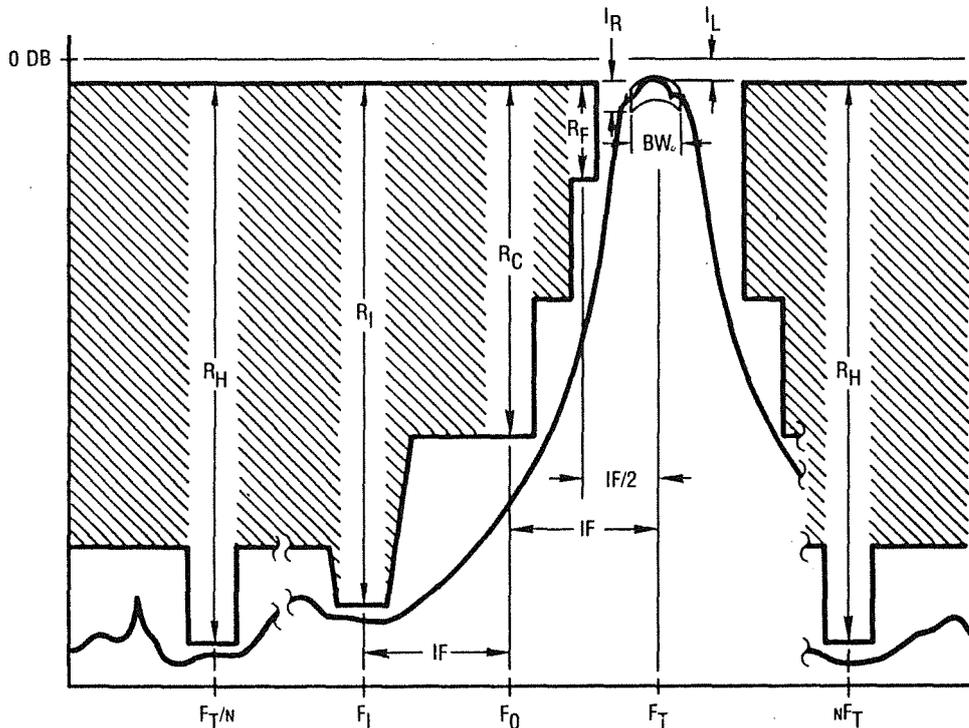


Abbildung A.7: YIG-Filter; a) äußerer Anblick; b) Regelprinzip

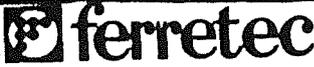
Da man nicht den Träger selbst, sondern das Summenglied herausfiltern wollte, mußte das vom Hersteller angebotene Schaltungskonzept (siehe Abbildung A.10) entsprechend geändert werden. Die Bereitstellung des Referenzsignals erfolgt über einen 20 dB Richtkoppler erst nach der Filterung und nach der Verstärkung des Signals (siehe hierzu die Abbildung 3.1). Die Herstellerspezifikationen des Filters beinhaltet die Abbildung A.8.



- F_T** The desired center frequency of the passband. F_T is equal to F_0 , the reference source frequency + or - the IF offset frequency.
- F₀** The reference source (or local oscillator) frequency. For zero offset (tracking filter) $F_0 = F_T$.
- F_I** The image frequency in a receiver located on the opposite side of the local oscillator, F_0 , and spaced from F_0 by the IF offset.
- BW** The minimum frequency band centered on the desired tuned frequency, F_T , over which the total filter loss will not exceed $I_L + I_R$.
- I_L** The insertion loss at a point in the bandwidth BW that exhibits the minimum value.
- I_R** The maximum ripple, including magnetostatic modes occurring in the bandwidth BW.
- VSWR** The VSWR measured at the best point in the bandwidth BW.
- IF** The offset frequency (+ or -) at which the bandwidth BW is centered from the RF reference source, F_0 (usually the LO). In tracking filter or comb line selection applications $IF = 0$.

- R_F** The minimum rejection, in a band $BW/2$ wide centered at one-half the IF frequency from the tuned frequency F_T and located between F_T and F_0 . This "half-IF" rejection is needed to determine rejection of a spurious intermodulation product in the receiver systems caused by 2LO - 2SIG combinations.
- R_C** The minimum rejection at the reference frequency, F_0 . This is needed to determine the amount of "LO suppression" provided by the filter in receiver systems.
- R_I** The minimum rejection in a band BW wide centered at a frequency F_I on the opposite side of F_0 from the passband (usually called the "image" band). In the case of zero offset (filter tracks on reference frequency) R_I is defined as the minimum rejection ± 200 MHz from F_T .
- R_H** The minimum rejection at harmonics and subharmonics of the frequency F_T within the specified tuning range.

Abbildung A.8: Technische Daten des YIG-Filters

		FERRETRAC® CLOSED LOOP FILTER DATA SHEET			MOD.# <u>FT2181</u> SER.# <u>4128</u> DATE <u>4/10/90</u> TEST BY <u>[Signature]</u>			
		OPEN LOOP DATA						
FREQ (GHz)	TUNE VOLTAGE	B.W. (MHz) (50mV)spec	MAX IL (dB) (7.0)spec	MAX SPUR/RIPPLE (dB) (2.0)spec	MIN VSWR (2:1)spec			
<u>2.0</u>	<u>1.0</u>	<u>54</u>	<u>4.6</u>	<u>0.1</u>	<u>1.66</u>			
<u>6.15</u>	<u>3.075</u>	<u>54</u>	<u>3.6</u>	<u>0.5</u>	<u>1.80</u>			
<u>10.3</u>	<u>5.15</u>	<u>60</u>	<u>3.9</u>	<u>0.5</u>	<u>1.62</u>			
<u>14.45</u>	<u>7.225</u>	<u>70</u>	<u>3.5</u>	<u>0.3</u>	<u>1.89</u>			
<u>18.6</u>	<u>9.3</u>	<u>89</u>	<u>3.1</u>	<u>0.9</u>	<u>1.66</u>			
REJECTION (GHz)	HARMONIC dB spec		IMAGE dB spec		REFERENCE dB spec		HALF I.F. dB spec	
<u>2.0</u>	<u>>60</u>	<u>60</u>	<u>—</u>	<u>N/M</u>	<u>—</u>	<u>N/M</u>	<u>—</u>	<u>N/M</u>
<u>6.15</u>	<u>>60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>10.3</u>	<u>>60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>14.45</u>	<u>>60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>18.6</u>	<u>>60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
Hysteresis <u>7.9</u> MHz		Limiting <u>>+10</u> dBm		<u>+10 dBm min</u>				
Comments _____								
CLOSED LOOP DATA								
FREQ. (GHz)	LOCK IND. (no data)	Min Capture Range ± <u>100</u> (no data)	MIN LOCKING INPUT POWER <u>-15 dBm</u> (no data)	S/H FUNCTION (no data)	Min ± BW <u>25</u> MHz (no data)			
<u>2.0</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>			
<u>6.15</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>			
<u>10.3</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>			
<u>14.45</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>			
<u>18.6</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>	<u>✓</u>			
BURN IN: START DATE _____ TIME _____								
STOP DATE _____ TIME _____								
Comments _____								
Comments _____								
QA <u>7</u> DATE <u>APR 11 1990</u>								

FORM NO.0350169 REV.3 12/28/87

Abbildung A.9: Meßdaten des angewendeten Exemplares des YIG-Filters

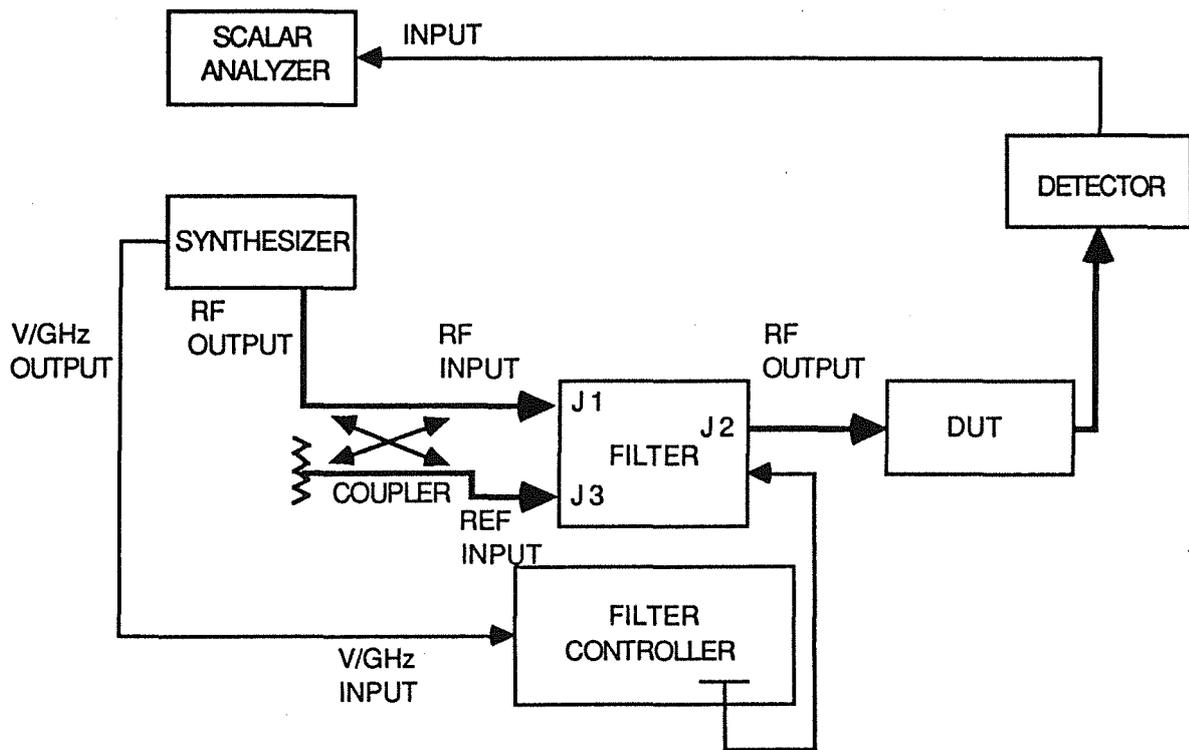


Abbildung A.10: Typische Schaltung mit einem YIG-Filter

A.6 Offset-Verstärker

Das vom LO-Generator angebotene Steuersignal mußte für die Abstimmung des YIG-Filters auf das Summenglied $f_1 + f_2$ um eine der Zwischenfrequenz f_2 entsprechenden Spannung erweitert werden. Diese Aufgabe übernahm ein Offsetverstärker (Kennzahl 4 in der Abbildung A.3). Das Schaltbild ist der Abbildung A.11 zu entnehmen. Das Signal B im Bereich von -0,2 ... +0,2 V konnte als Option intern aus der Versorgungsspannung gewonnen werden. Das Signal A ist das Rampensignal des Sweepers.

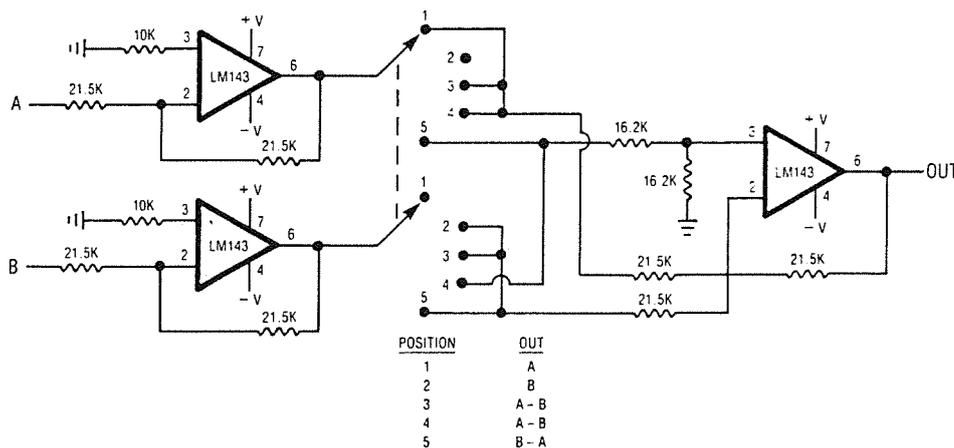


Abbildung A.11: Schaltbild des Offset-Verstärkers

A.7 Verstärker

Technische Daten verwendeter Verstärker sind vollgenden Datenblättern zu entnehmen.

Model	Frequency Response (GHz)	Gain (dB)	Typical Gain (dB)	Noise Figure (dB)	Power Output for 1 dB Gain Compression (dBm)	Gain Flatness (±dB)	Typical Third Order Intercept Point (dBm)	VSWR (50 ohms)		Input Power		Case Type
	Minimum	Minimum	Typ.	Typ./Max.	Minimum	Maximum	dBm	In	Out	Voltage (VDC)	Typical Current (mA)	
AFT-4231	2-4	11.5	12.0 Typ.	3.6/4.0	+13	1.0	+23	2.0	2.0	+15	75 Typ.	AS2
AFT-4232	2-4	23.0	24.0 Typ.	3.6/4.0	+13	1.0	+23	2.0	2.0	+15	150 Typ.	AS2
AFT-4233	2-4	35.0	36.0 Typ.	3.6/4.0	+13	1.0	+23	2.0	2.0	+15	225 Typ.	AS4
AFT-4234	2-4	47.0	48.0 Typ.	3.6/4.0	+13	1.5	+23	2.0	2.0	+15	300 Typ.	AS4
AFT-4261	2-4	10.0	10.5 Typ.	4.7/5.0	+20	1.0	+29	2.0	2.0	+15	175 Typ.	AS2
AFT-4262	2-4	21.5	22.5 Typ.	3.6/4.0	+20	1.0	+29	2.0	2.0	+15	225 Typ.	AS2
AFT-4263	2-4	34.0	35.0 Typ.	3.6/4.0	+20	1.0	+29	2.0	2.0	+15	275 Typ.	AS4
AFT-4264	2-4	44.5	46.0 Typ.	3.6/4.0	+20	1.5	+29	2.0	2.0	+15	325 Typ.	AS4

Abbildung A.12: Technische Daten des ZF-Verstärkers; Hersteller: Avantek

Model Number	Freq. (GHz)	Gain (Min.) (dB)	Gain Var. (Max.) (\pm dB)	Noise Figure (Max.) (dB)	VSWR (Max.)		Dynamic Range 1 dB Gain Comp. Output (Min., dBm)	Nom. DC Power (+15V, mA)	Outline
					Input	Output			
AFD2-060180-60	6-18	8	1.25	6.0	2:1	2:1	+5	60	47
AFD3-060180-60	6-18	12	1.5	6.0	2:1	2:1	+10	120	48
AFD4-060180-60	6-18	16	1.75	6.0	2:1	2:1	+10	180	49
AFD5-060180-60	6-18	20	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	240	50
AFD6-060180-60	6-18	24	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	300	51
AFD7-060180-60	6-18	28	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	360	52
AFD8-060180-60	6-18	32	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	420	53
AFD9-060180-60	6-18	36	2.5	6.0	2:1	2:1	+10	480	54
AFD10-060180-60	6-18	40	2.7	6.0	2:1	2:1	+10	540	55

Abbildung A.13: Technische Daten der kaskadierten ($f_1 + f_2$)-Verstärker; siehe auch Kennzahl 3 in Abbildung A.3 ; Hersteller: MITEQ

Model Number	Freq. (GHz)	Gain (Min.) (dB)	Gain Var. (Max.) (\pm dB)	Noise Figure (Max.) (dB)	VSWR (Max.)		Dynamic Range 1 dB Gain Comp. Output (Min., dBm)	Nom. DC Power (+15V, mA)	Outline
					Input	Output			
12-18 GHz									
AMF-2B-1218-60	12-18	8	.75	6.0	2:1	2:1	+5	75	20
AMF-3B-1218-60	12-18	12	1.0	6.0	2:1	2:1	+5	125	21
AMF-4B-1218-60	12-18	16	1.0	6.0	2:1	2:1	+10	175	22
AMF-5B-1218-60	12-18	20	1.5	6.0	2:1	2:1	+10	225	23
AMF-6B-1218-60	12-18	25	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	275	24
AMF-7B-1218-60	12-18	30	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	325	25
AMF-8B-1218-60	12-18	35	2.0	6.0	2:1	2:1	+10	375	26

Abbildung A.14: Technische Daten des LO-Verstärkers (vor dem Eingang des Empfänger-mischers; Hersteller: MITEQ

Anhang B

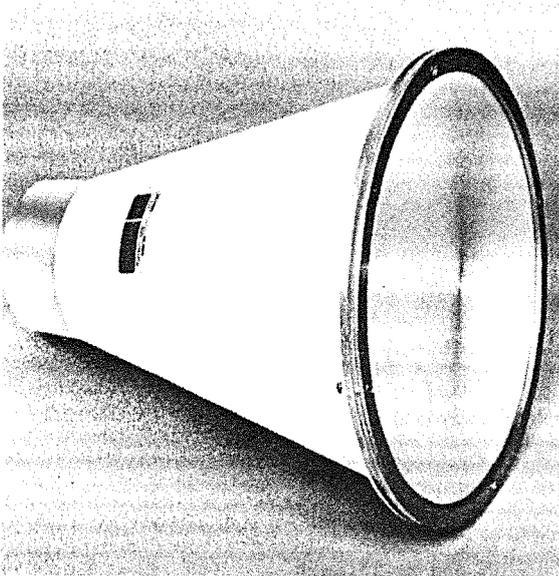
Meßsystem



Abbildung B.1: Das gesamte Meßsystem

B.1 Antennen

Es wurden zwei identische Antennen vom Typ 45808H-1006 der Firma Hughes verwendet. Ihre spezifikationen sind den Folgenden Abbildungen zu entnehmen. In der Abbildung A.6 mit den Kennzahlen 3 bzw.4 für Sende- bzw. Empfangsantenne markiert.



Hughes 4580xH series of low side lobe Horn Lens Antennas feature the use of corrugated conical horn radiators and plano-convex lenses connected in a graphite/epoxy housing. The corrugated horn is linearly polarized and produces equal E and H plane amplitude patterns. The polarization may be changed with the addition of the appropriate Hughes 4586xH or 4587xH polarizer. The antennas are designed with a focal length to diameter ratio (F/D) of 1.0 for size and performance considerations.

These Horn Lens Antennas cover ten percent bandwidths and feature extremely good side lobe performance with side lobes being typically 26 dB below the main beam. The input VSWR is typically 1.15:1 with slightly better performance expected in the lower waveguide bands and slightly worse in the higher ones. They are available in 3, 6, 9 and 12-inch models in K- through D-bands.

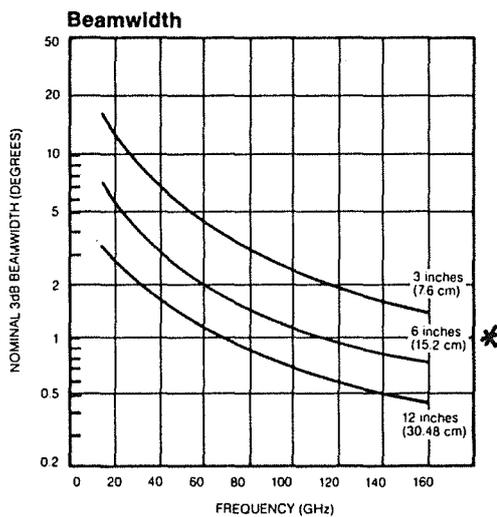


Figure 1. Beamwidth vs. Frequency

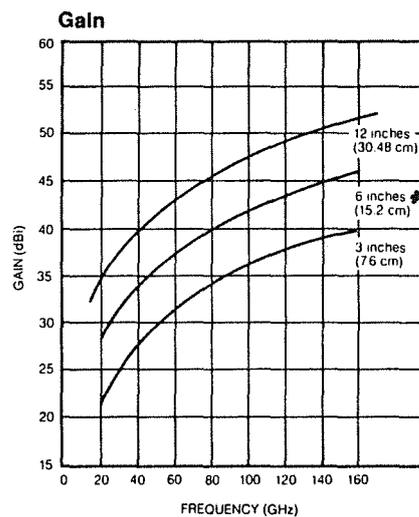


Figure 2. Gain vs. Frequency

Abbildung B.2: Technische Daten der Antennen

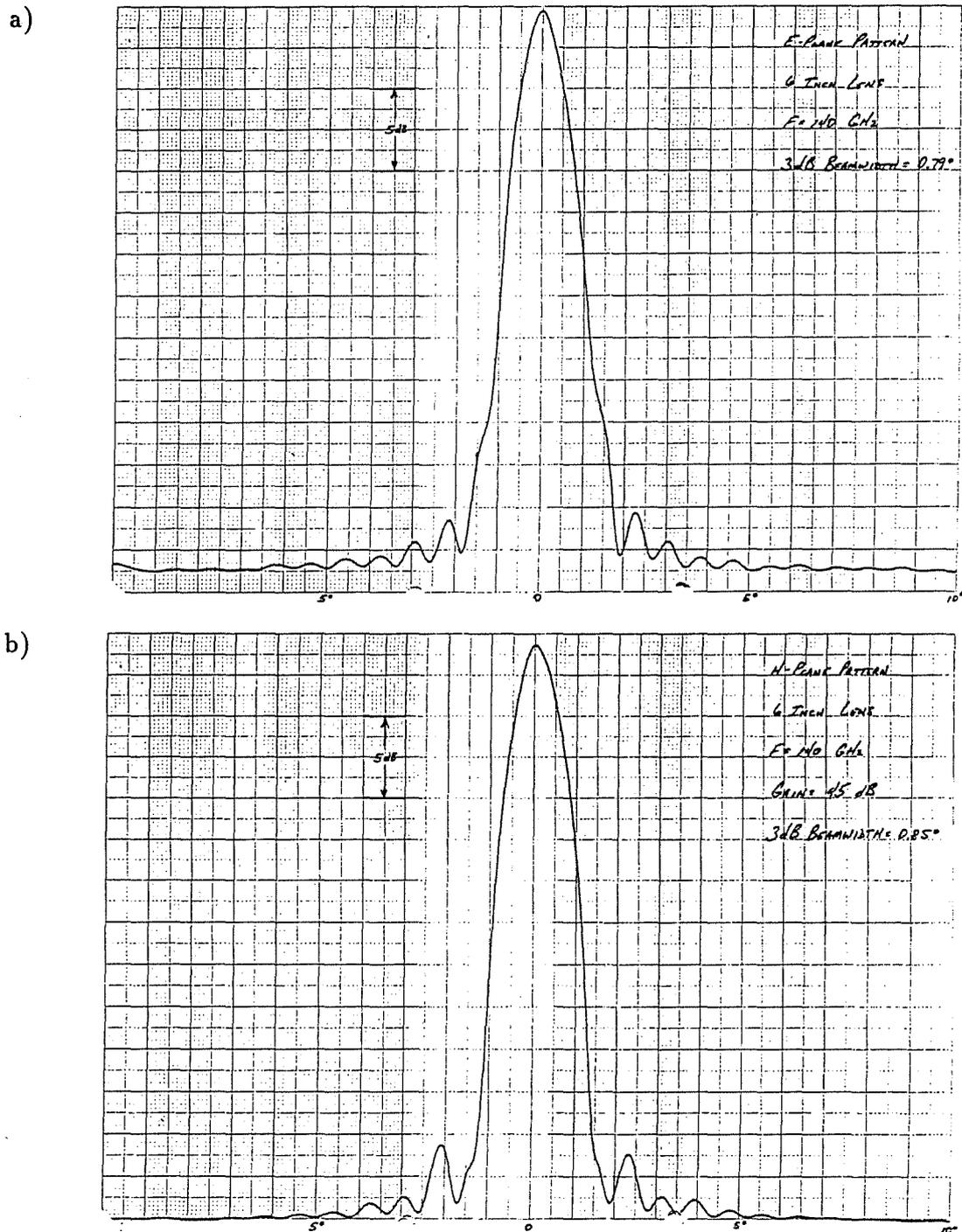


Abbildung B.3: Richtcharakteristik der verwendeten Antennen: a) E-Ebene; b) H-Ebene

B.2 Meßstrecke

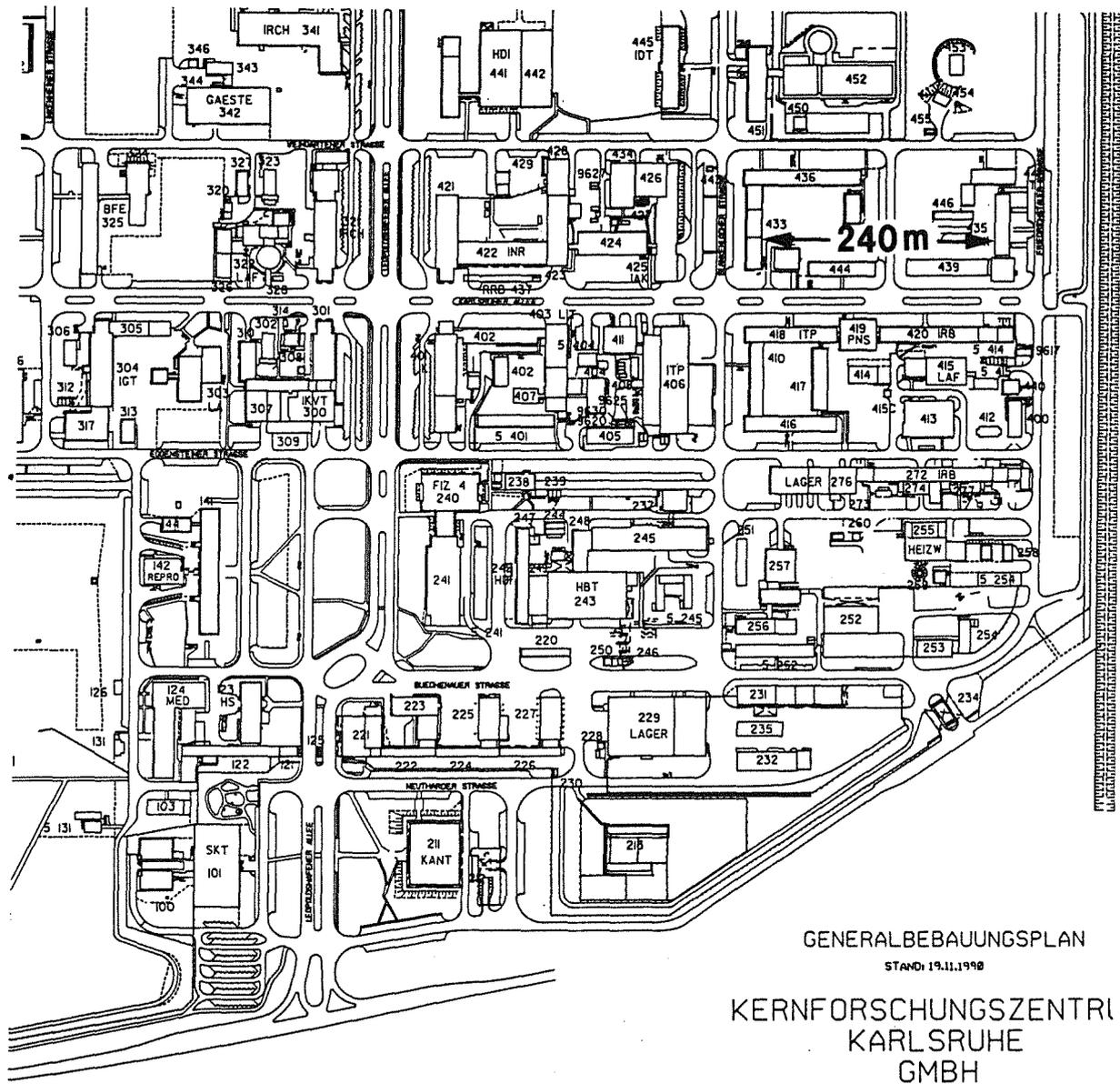


Abbildung B.4: Lage der Meßstrecke innerhalb des KfK-Geländes

In den Folgenden Abbildungen wird die gesamte Meßstrecke entsprechend dem in der Abbildung B.5 gezeigtem Signalverlauf durchlaufen.

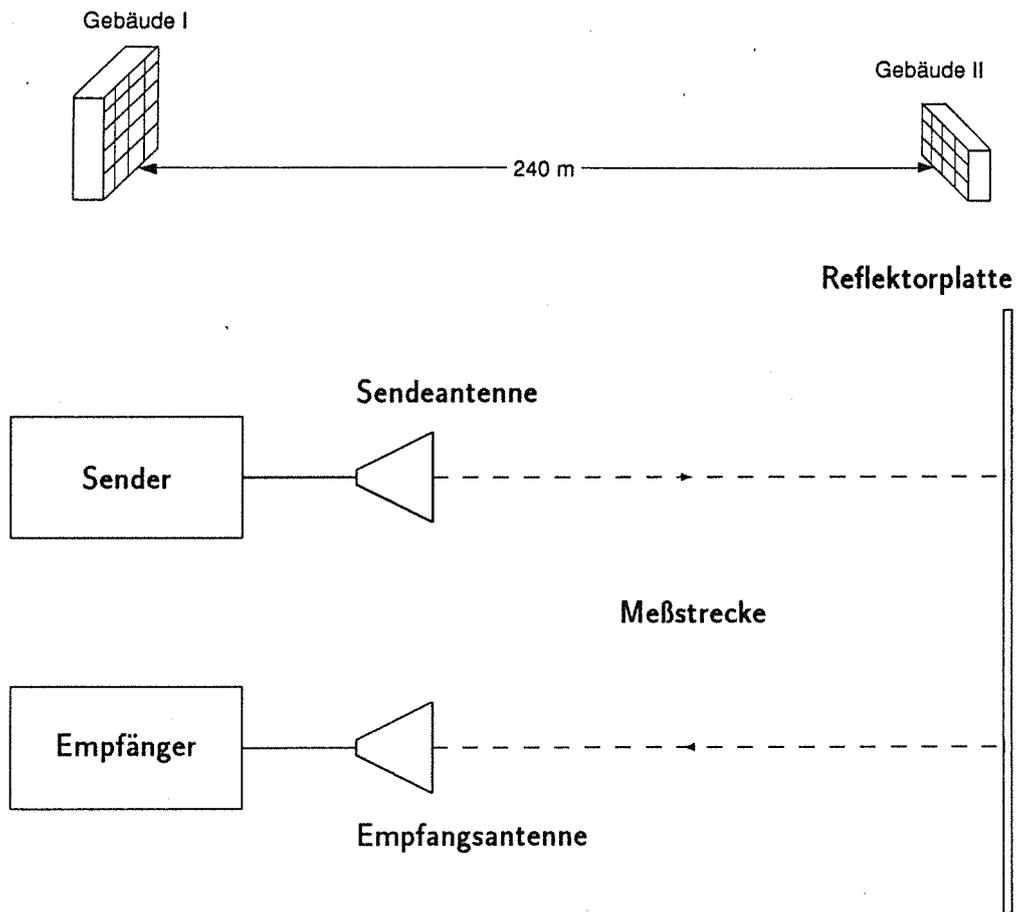


Abbildung B.5: Strahlengang gemäß dem Meßprinzip

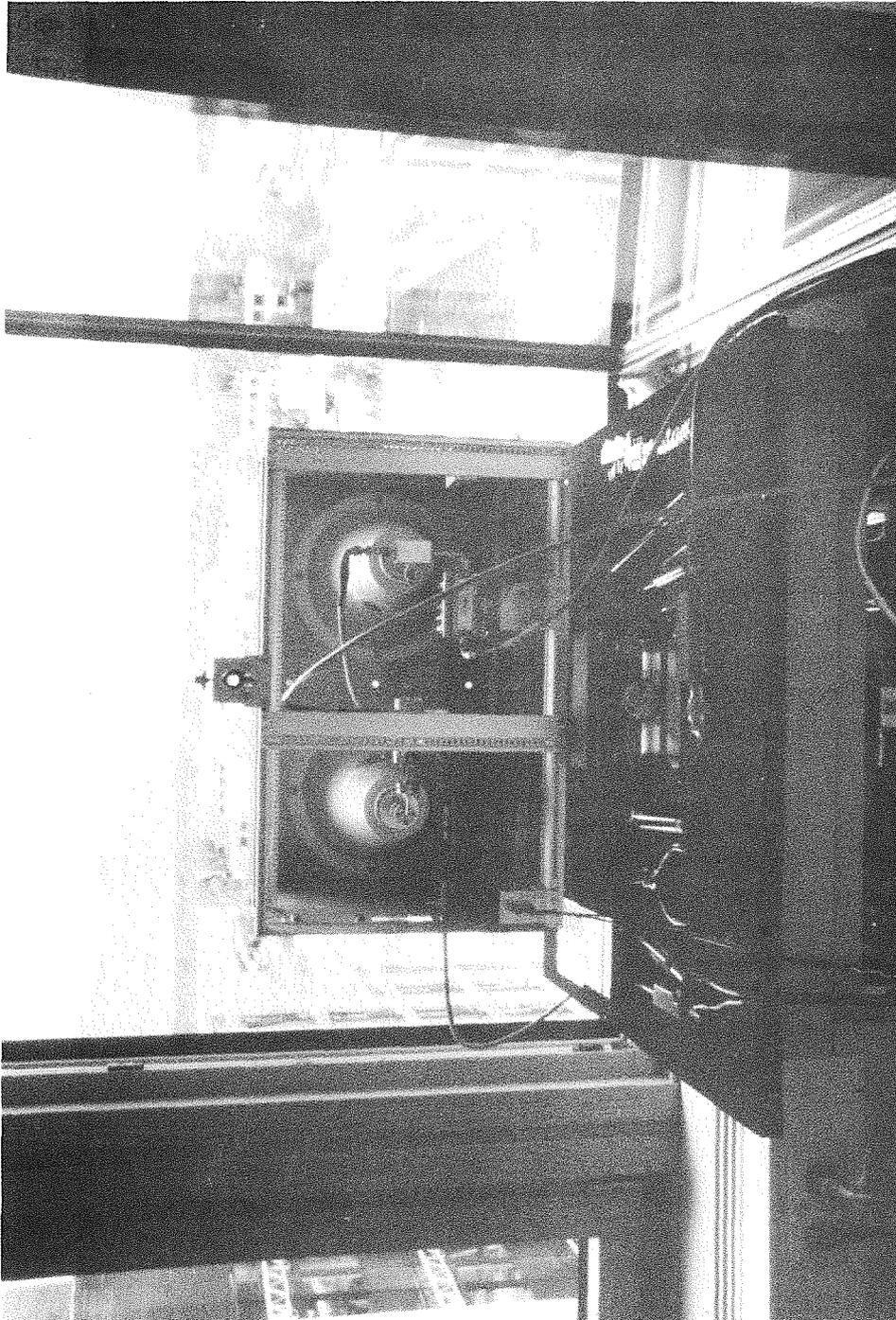


Abbildung B.6: Senden.
Das gesendete Signal wird über die links angeordnete Antenne ausgestrahlt.



Abbildung B.7: Weg zum Reflektor



Abbildung B.8: Reflektor

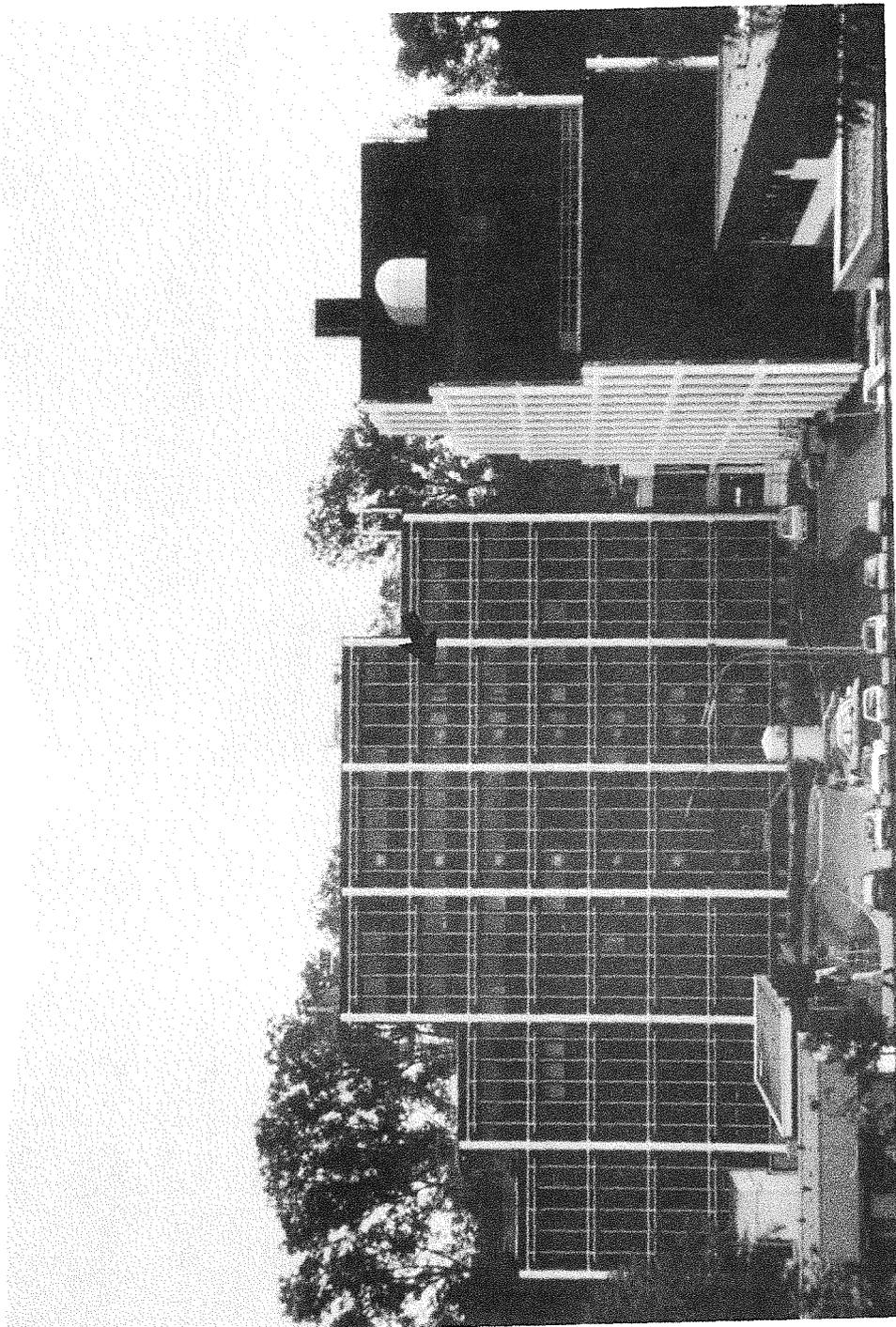


Abbildung B.9: Rücklauf zur Empfangsantenne

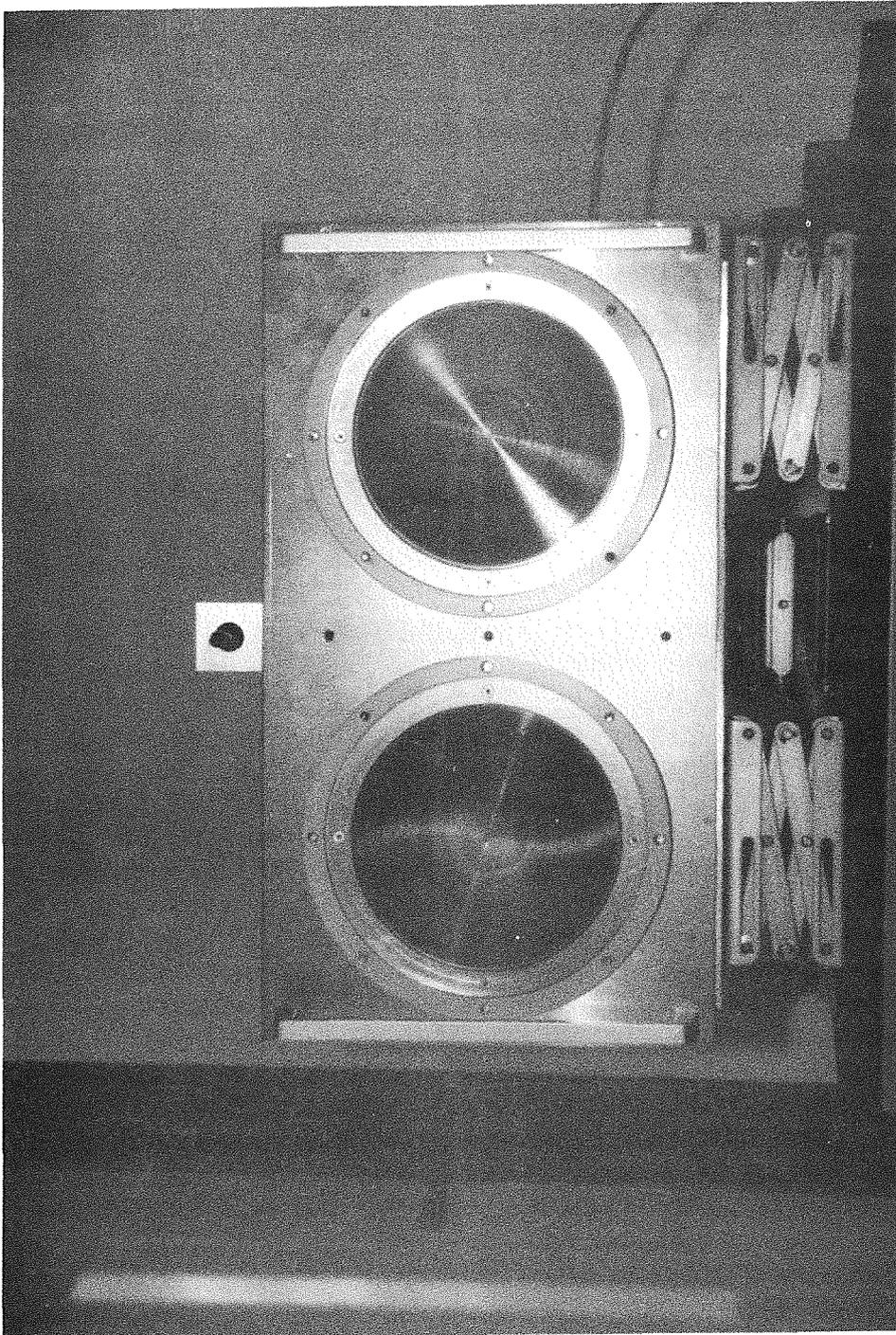


Abbildung B.10: Antennenanordnung

B.3 Reflektor

Die in der Abbildung B.8 gezeigte Reflektorplatte hat die Ausmaße $112 \times 85 \times 2$ cm. Sie stützt sich über eine Stahlkugel auf einer Konsole (unten im Bild). Dadurch sind die geforderten Freiheitsgrade erhalten geblieben. Am oberen Ende ist der Reflektor mit einer Schiene verbunden, die über zwei lange Gewindestangen mit dem Mauerwerk verbunden ist. Durch Veränderung der Position der Schiene entlang der Gewindestangen, kann der Reflektor geschwenkt werden.

B.4 Referenzstrecke

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen die eingestzte Referenzstrecke.

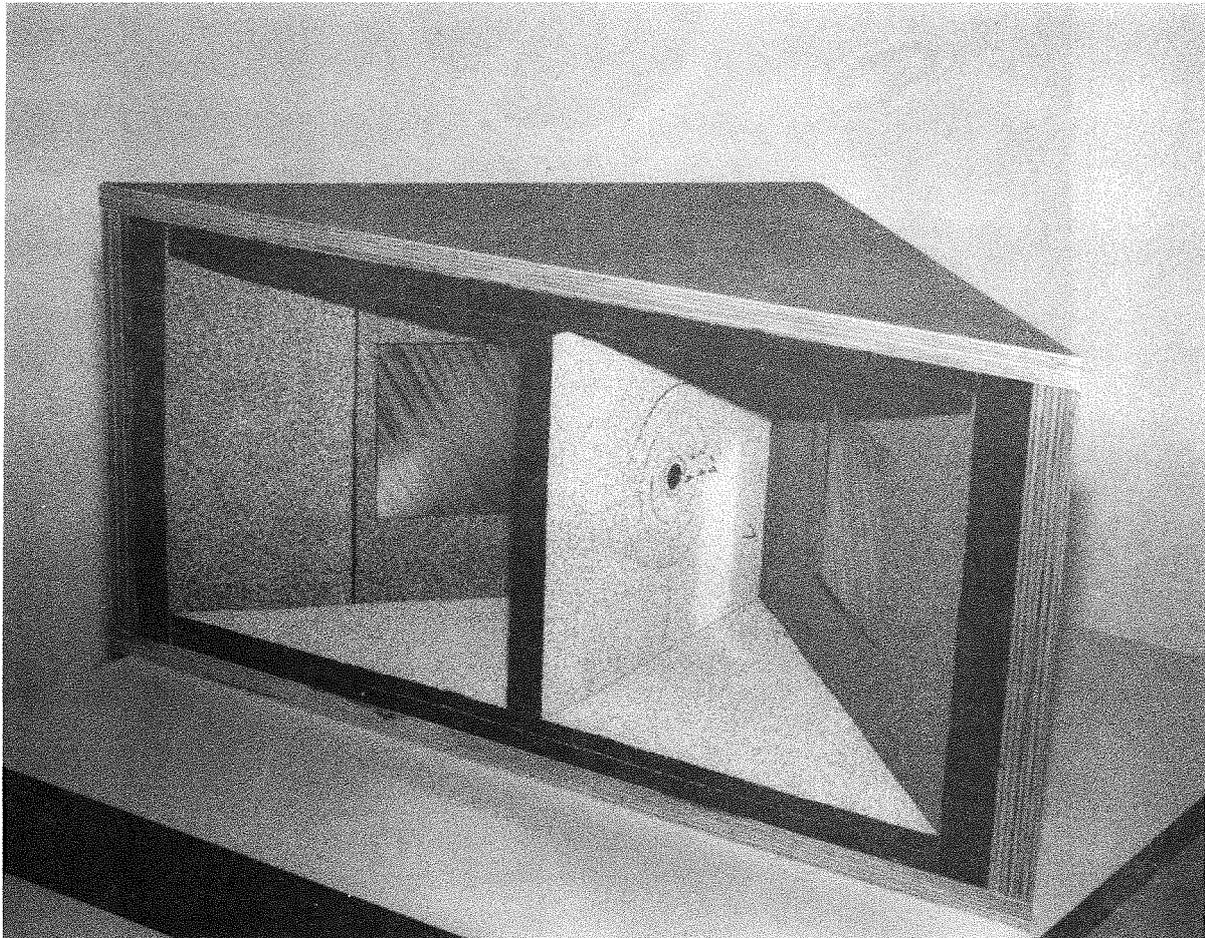


Abbildung B.11: Aufbau der Referenzstrecke; (die herausnehmbaren Ringe der Blende ermöglichen eine stufenweise Einstellung der Pegel)

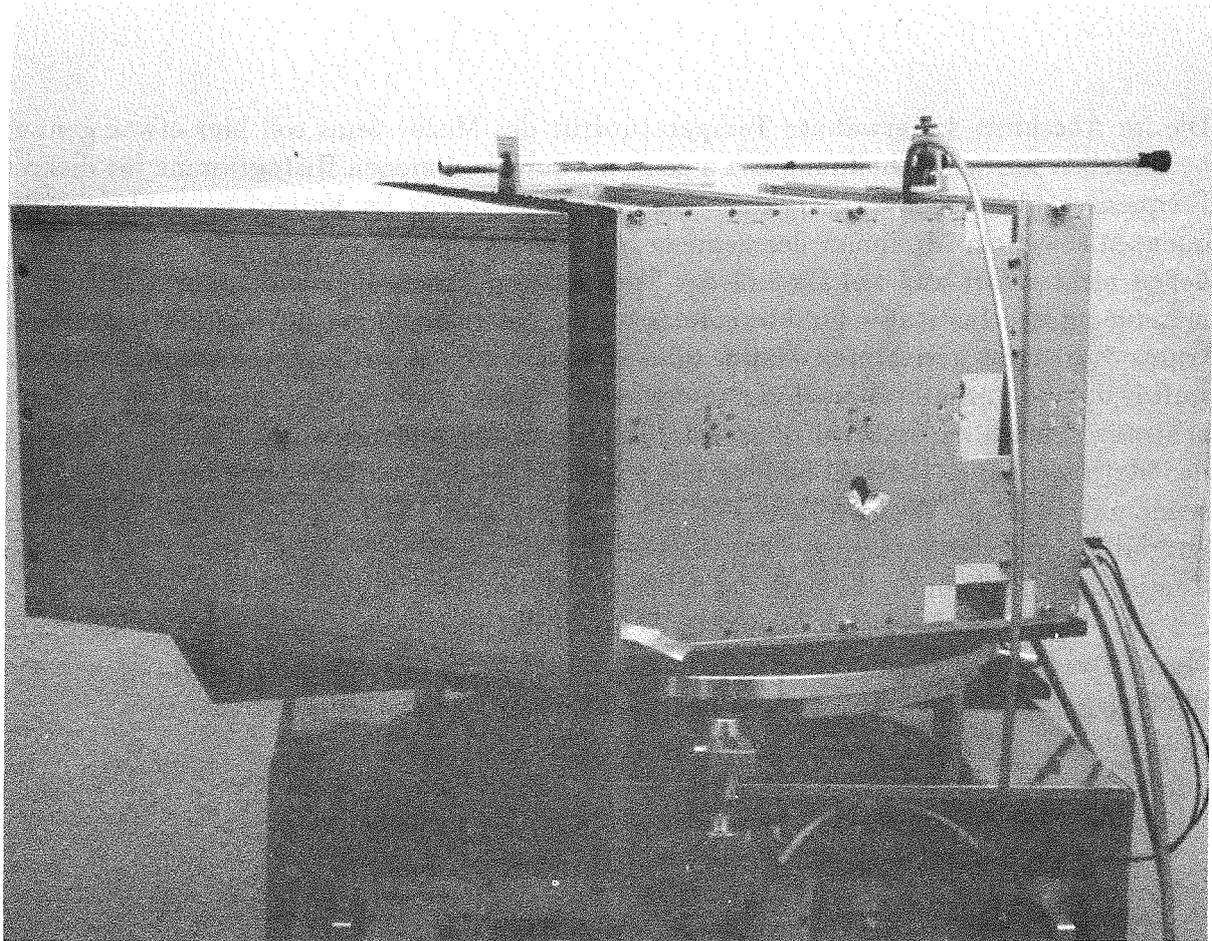


Abbildung B.12: Referenzstrecke im Einsatz

Anhang C

Temperatureffekt

Die im Abschnitt 4.3 erwähnte Temperaturdrift des Meßsystems soll hier etwas genauer beschrieben werden. Abbildung C.1 a zeigt die aufgenommenen Histogramme für diskrete Frequenzen über einen Tageszyklus. Eine starke Differenz im Verlauf benachbarter Frequenzen sowie ein Minimum der gemessenen Signalpegel zwischen ca. 18⁰⁰ und 19⁰⁰ Uhr ließen nicht sofort auf den Einfluß der Temperatur schließen. Die mit freundlicher Genehmigung des Institutes für Meteorologie und Klimaforschung des Kernforschungszentrums Karlsruhe gesichteten Daten über die aufgenommene Temperatur, Feuchtigkeit, Luftdruck etc., erlaubten noch keine eindeutige Aussage über die Ursache für die beobachteten Effekte zu machen. Erst eine Temperaturaufzeichnung in unmittelbarer Nähe der Meßanordnung (siehe Abbildung C.1 b) erhärtete den Verdacht, daß hier eine Drifterscheinung vorliegt. Weitere Tests mit künstlich erzeugten¹ Teperatursprüngen bestätigten entgültig diese Vermutungen. Die Ursache für die zeitliche Verschiebung zwischen dem Temperaturmaximum außerhalb des Meßraumes und dem im Meßraum beobachteten, ist auf eine breite, nach Westen gerichtete Fensterfront zurückzuführen. Die erst am späten Nachmittag in den Raum einfallende Sonne führte zu einer starken Erwärmung, während im Freien die Temperatur bereits eine abnehmende Tendenz zeigte.

¹starkes Aufheizen und rasches Abkühlen des Meßraumes

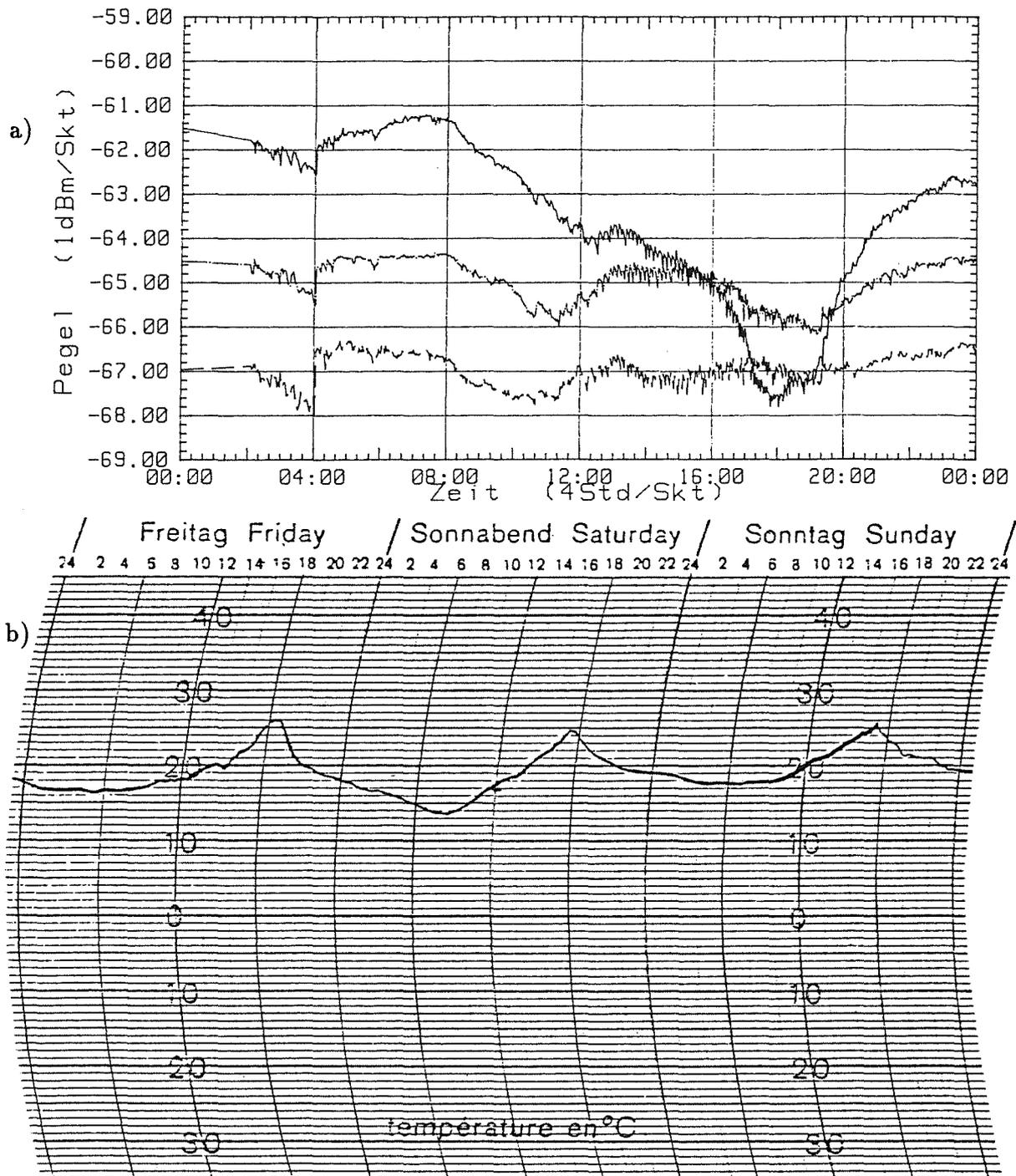


Abbildung C.1: Histogramme der Meßwerte fester Frequenzen und der Meßtemperatur

- a) — Frequenz 140,004 GHz;
 -- Frequenz 142,704 GHz;
 -·- Frequenz 142,200 GHz;
 b) Temperaturverlauf im Meßraum

Danksagung

Diesem Bericht liegt eine Diplomarbeit zu Grunde, die am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe angefertigt wurde. Dem Institutsleiter Herrn Prof. W. Wiesbeck möchte ich herzlich danken für die Ermöglichung und Unterstützung dieser Arbeit, sowie für hilfreiche Anregungen.

Ich möchte mich bei den Mitarbeitern des Institutes für Technische Physik am Kernforschungszentrum Karlsruhe herzlich bedanken, die mich bei der Durchführung dieser Diplomarbeit unterstützten. Einen besonderen Dank richte ich dabei an Herrn Dr. G. Hochschild für die Betreuung. Für eine tatkräftige Unterstützung danke ich Herrn R. Lehm und Herrn Dipl.-Ing. T. Geist. Den Mitarbeitern des Institutes für Meteorologie und Klimaforschung des KfK, insbesondere Herrn Dr. Güsten, Herrn Dipl.-Ing. J. Weppner und Frau Dipl.-Met. H. Vogel danke ich für die Bereitstellung von Räumlichkeiten und meteorologischen Meßmitteln für die Durchführung der Messungen.