

KfK 5068  
Dezember 1992

# **Untersuchungen eines kohärenten vektoriellen Radarverfahrens zur Beobachtung der Atmosphäre bei 10 GHz**

**D. Gräbe**  
Institut für Technische Physik  
Energie- und Stoffumsetzungen in der Umwelt

**Kernforschungszentrum Karlsruhe**



**KERNFORSCHUNGSZENTRUM KARLSRUHE**

**Institut für Technische Physik**

**Energie- und Stoffumsetzungen in der Umwelt**

**KfK 5068**

**Untersuchungen eines kohärenten vektoriellen  
Radarverfahrens zur Beobachtung der Atmosphäre bei 10 GHz\***

**D. Gräbe**

**\*Dieser Veröffentlichung liegt eine am Institut für Höchstfrequenztechnik und  
Elektronik der Universität Karlsruhe durchgeführte Diplomarbeit zugrunde.**

**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

# Untersuchungen eines kohärenten vektoriellen Radarverfahrens zur Beobachtung der Atmosphäre bei 10 GHz

## Kurzfassung

Die Radarmeßtechnik wird in zunehmendem Maße für die Untersuchung der Atmosphäre genutzt. Auf der Basis eines vektoriellen Netzwerkanalysators ist ein neuartiges Radarmeßsystem aufgebaut und hinsichtlich seiner Fähigkeiten untersucht worden. Die Besonderheit bei diesem System ist das Meßverfahren, bei dem das reflektierte Signal nach Betrag und Phase ausgewertet wird. Aus der anschließenden schnellen Fouriertransformation resultiert dann die Darstellung des Radarechos über der Laufzeit. Zur Bestimmung der Systemparameter ist eine Referenzstrecke auf einen rund 700 m entfernten Mast eingerichtet worden. Erste Messungen haben gezeigt, daß statische Ziele mit kleinen Radarquerschnitten nachweisbar sind. Für typische Wettererscheinungen wie Wolken und Regen werden die Auflösungsgrenzen des Systems gezeigt. Konsequenzen für zukünftige Systemauslegungen werden dargestellt.

# Investigations of a Coherent Vector Radartechnique for the Observation of the Atmosphere near 10 GHz

## Abstract

The radar measurement technique is used to an increasing degree for the investigation of the atmosphere. A novel measurement system was built on the basis of a vector network analyzer and its capability has been examined. The main feature of this system is the measurement technique, where the received signal will be analyzed for magnitude and phase. The subsequent fast Fourier transformation provides the representation of the radar echo over the delay time. To characterize the system parameters a reference line has been set up to a mast at a distance of approximately 700 m. First measurements have shown, that static targets with small radar cross sections are detectable. For typically weather appearance like clouds and rain the resolution limit will be shown. Consequences for the design of future measurement systems will be described.

## **Inhaltsverzeichnis:**

<b>1. Einleitung</b>	<b>5</b>
1.1. Aufgabenstellung	5
1.2. Vorgehensweise	6
<b>2. Theoretische Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1. Radartheorie	7
2.2. Atmosphärische Grundlagen	9
2.2.1. Rückstreuung durch Wolken und Nebel	9
2.2.2. Rückstreuung durch Niederschläge	13
2.2.3. Dynamische Vorgänge in der Atmosphäre	15
2.2.4. Kohärenz der Atmosphäre	16
<b>3. Meßsystem</b>	<b>17</b>
3.1. Meßaufbau	17
3.2. Meßprinzip	19
3.2.1. Störeinflüsse	19
3.3. Referenzstrecke	21
3.4. Sicherheitsbetrachtungen	22
<b>4. Meßverfahren für atmosphärische Messungen</b>	<b>24</b>
4.1. Der vektorielle Netzwerkanalysator (VNA)	24
4.2. Stationäre Ziele	25
4.2.1. Reichweite	25
4.2.2. Meßabtastung (Laufzeit)	26
4.2.3. Mathematische Auswertung	28
4.2.4. Mittelwertbildung (Averaging)	29
4.3. Dynamische Ziele	30
4.3.1. Abtastrate bei Standarteinstellung des VNA	30
4.3.2. Dopplereffekt	31
4.3.3. Frequenzversatz durch zweite Quelle	31
4.3.4. Kompensation des Dopplereffektes durch Frequenzversatz beim Rampmodus	31
<b>5. Freiraummessungen</b>	<b>34</b>
5.1. Meßstrategie	34
5.2. Ergebnisse im Frequenzbereich	35
5.3. Stationäre Ziele : Referenzstrecke	36
5.4. Bestimmung von Systemparametern	37
5.5. Dynamische Ziele	38
5.5.1. Spektrum	38
5.5.2. Atmosphärische Messungen	40
5.5.3. Meßergebnisse durch Mittelung der Differenz von Messungen	41
5.6. Messungen mit kreuzpolarisierten Antennen	42
<b>6. Zusammenfassung</b>	<b>44</b>
6.1. Endergebnisse	44
6.2. Ansatzpunkte für Weiterentwicklungen	44

<b>7. Anhang</b>	<b>46</b>
7.1. Literaturverzeichnis	46
7.2. Aufbau des Meßsystems	48
7.3. Meß- und Auswerteprogramm	51
7.4. Messung der Eingangsbandbreite des VNA	52
7.5. Technische Daten der Verstärker	54
7.5.1. Wanderwellenverstärker	54
7.5.2. Erster Vorverstärker	55
7.5.3. Zweiter Vorverstärker	56
7.6. Kabel	57
7.7. Speisehörner	58
7.8. Yig-Mitlauffilter	59
7.9. Parabolantennen	61
7.10. Positioniersteuerung	61
7.11. Danksagung	63

# 1. Einleitung

Im Rahmen der Umweltforschung, die in den letzten Jahren wesentlich an Wichtigkeit zugenommen hat, werden auch umfangreiche Untersuchungen über die Erdatmosphäre gemacht. Neben den relativ aufwendigen Ballonaufstiegen eignet sich besonders das Radar als Meßverfahren für den Aufbau der Atmosphäre. Von Interesse sind hierbei Zusammensetzung, Mächtigkeit und Basishöhe der Wolken sowie Niederschlagsparameter wie Tropfengröße und -verteilung. Auch atmosphärische Schichten (zum Beispiel Inversionslagen) und deren Höhe über Grund sind von Bedeutung. Neben diesen statischen Komponenten will man aber auch Windprofile sowie Luftturbulenzen mit dem Radar detektieren. Der auftretende Dopplereffekt ist hierfür als Meßparameter geeignet.

Es gibt im wesentlichen zwei Radarverfahren: Beim **Pulsradar** wird ein kurzer leistungsstarker Hochfrequenzpuls ausgesendet, wobei man die Laufzeit dieses Pulses mißt. Beim **FM-CW Radar** wird sendeseitig eine Frequenzrampe erzeugt und die laufzeitbedingte Frequenzverschiebung empfangsseitig ausgewertet.

Das in dieser Arbeit verwendete Verfahren benutzt anstelle einer Frequenzrampe, wie sie beim FM-CW Radar verwendet wird, eine Treppenfunktion. Das heißt, bei jedem Abtastpunkt der Rampe hält man die Frequenz solange konstant bis die Signalantwort nach Betrag und Phase ausgewertet worden ist. Mit dieser komplexen Information und einer anschließenden FFT-Routine kann so die rückgestreute Signalstärke über der Laufzeit in der Atmosphäre dargestellt werden.

Die Besonderheit dieser Arbeit liegt im Meßsystem. Es wurde ein Radarexperiment auf der Basis eines vektoriellen Netzwerkanalysators aufgebaut und für die Erfassung atmosphärischer Parameter optimiert.

## 1.1. Aufgabenstellung

Ziel dieser Arbeit war es aus vorhandenem Laborequipment ein neuartiges Radarsystem aufzubauen und die Eignung des zugrundeliegenden Meßverfahrens bei der Messung atmosphärischer Parameter zu untersuchen. Als zentrale Einheit wurde hierzu ein normaler vektorieller Netzwerkanalysator mit S-Parameter Test Set und Synthesized Sweeper verwendet. Desweiteren stand noch ein Wanderwellenverstärker für das X-Band (8,2 - 12,4 GHz) sowie diverse Vorverstärker für die Empfangsseite zur Verfügung.

Da im Rahmen dieser Arbeit erstmals ein kohärente vektorielle Meßmethode mit dem VNA bei Freiraummessungen über große Entfernungen hinweg eingesetzt wurde, war es wichtig die Probleme aufzuzeigen, die hierbei entstehen können. Darüberhinaus sollten erste Erfahrungen mit Messungen in der Atmosphäre gesammelt werden, um eine Grundlage für weiterführende Arbeiten zu schaffen.

Aufgrund von Literaturangaben war von Anfang ein sehr geringer Rückstreuquerschnitt der Atmosphäre zu erwarten und deshalb mußte die Empfindlichkeit des Radarsystems wesentlich gegenüber der des VNA verbessert werden.

## 1.2. Vorgehensweise

Neben der theoretischen Einführung in die Problematik atmosphärischer Messungen wurde dann auch bald mit der Einarbeitung in das System des vektoriellen Netzwerkanalysators begonnen. Im weiteren wurde eine frei positionier- und steuerbare Antennenanlage aufgebaut, und im X-Band im Bereich von 10,0 bis 10,5 GHz erprobt. Um hier reproduzierbare Ergebnisse zu bekommen, wurde eine Referenzstrecke auf einen rund 700 m entfernten Meßmast eingerichtet. Im zweiten Teil dieser Diplomarbeit folgten schließlich atmosphärische Messungen, wobei aus den daraus erhaltenen Ergebnissen sukzessive Verbesserungen an Meßsystem und Meßverfahren erreicht worden sind. Nachstehendes Blockdiagramm skizziert diese Vorgehensweise nochmals:

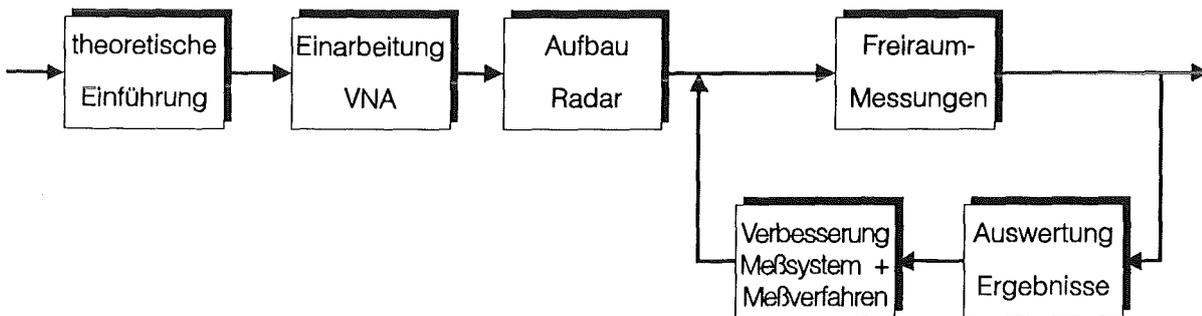


Abb.1.1: Vorgehensweise

## 2. Theoretische Grundlagen

Ehe auf die Meßmethodik eingegangen wird, ist es nötig, zuerst einige elementare physikalische Effekte zu erläutern. In diesem Kapitel werden anfänglich einige radartechnische Grundlagen, sowie im weiteren atmosphärische Vorgänge und Eigenschaften bezüglich der Radarmeßtechnik beschrieben.

### 2.1. Radartheorie

Unter Radar versteht man das Verfahren, eine hochfrequente elektromagnetische Welle ausstrahlen, ihre Reflexion von irgendwelchen Körpern oder Stoffverteilungen empfangen und aus dieser Reflexion auf die Lage und Beschaffenheit dieser Körper oder Stoffverteilungen zu schließen. Aus den Veränderungen, die der Strahl auf seinem Weg durch das entsprechende Medium hatte, wird hiernach auf Eigenschaften dieses Mediums geschlossen. In jedem Fall liegt die Radargleichung

$$P_E = \frac{G_E G_S \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} P_S \quad (2.1)$$

mit den Parametern

$P_S$	=	Sendeleistung
$P_E$	=	Empfangsleistung
$G_E$	=	Gewinn der Empfangsantenne
$G_S$	=	Gewinn der Sendeantenne
$r$	=	Abstand von der Sende- und Empfangsanlage zum Objekt
$\lambda$	=	Wellenlänge
$\sigma$	=	Rückstreuquerschnitt

zugrunde. Unter der Voraussetzung, daß gleichartige Sende- und Empfangsantennen vorliegen, vereinfacht sich Gleichung (2.1) mit

$$G_S = G_E = G \quad (2.2)$$

zu

$$P_E = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} P_S \quad (2.3)$$

Der hier eingeführte Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  ist eine charakteristische Größe für das Zielobjekt, die von der Wellenlänge  $\lambda$  sowie der wirksamen rückstreuenden Fläche  $A$  abhängig ist:

$$\sigma = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2} \quad (2.4)$$

Voraussetzung für diese Definition ist allerdings, daß sich der reflektierende oder streuende Gegenstand im Fernfeld der Sendeantenne befindet und somit im Wellenfeld einer ebenen Welle liegt. Der Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  kann je nach Form des rückstreuenden Objektes wesentlich von dessen wirksamer Oberfläche  $A$  abweichen.

Stellt nun die Atmosphäre das zu untersuchende Objekt dar, wird mit einem Radarstrahl nicht ein einzelner ausgedehnter Gegenstand erfaßt, sondern eine große Anzahl vieler kleiner Partikel, deren einzelne kleine Rückstreuquerschnitte sich zu einem Gesamt-rückstreuquerschnitt superponieren. Betrachtet man nun Partikelgrößen, die deutlich kleiner als die Wellenlänge sind, so unterscheidet man je nach Verhältnis von Partikelumfang zur Wellenlänge zwischen der Rayleigh-Streuung und der Mie-Streuung (Abb.2.1). Bei Partikelgrößen in der Atmosphäre wie sie in Mitteleuropa vorkommen (Kap.2.2.) mit Durchmessern von bis zu 4 mm [20] und der bei diesem Radar verwendeten Wellenlänge von rund 3 cm, bewegt man sich ausschließlich im Bereich der Rayleigh-Streuung. Die gesamte weitere Betrachtung basiert daher auf der Rayleigh-Streuung. Beispielsweise berechnet sich der Rückstreuquerschnitt eines kugelförmigen metallischen Partikels wie folgt [2]:

$$\sigma = \frac{4 (2\pi)^4}{\pi \lambda^4} V^2 \quad (2.5)$$

mit  $V$  = Volumen des Partikels.

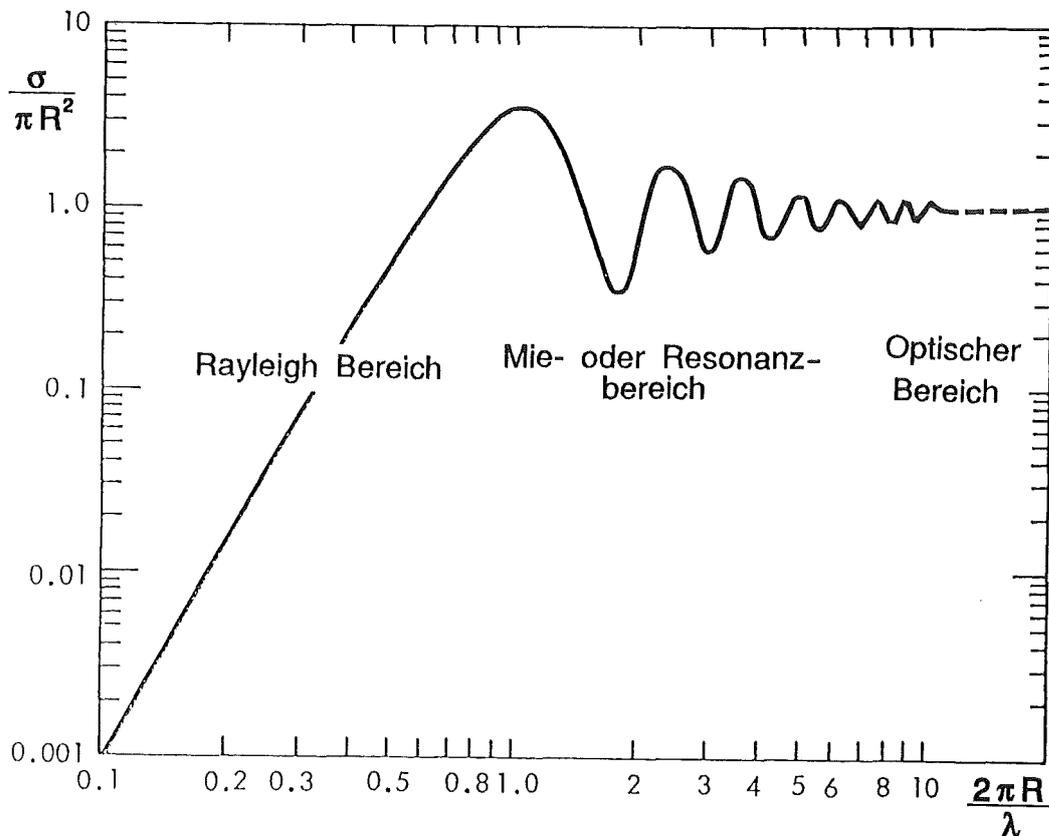


Abb.2.1: Rückstreuquerschnitt einer metallischen Kugel mit dem Radius  $R$  [20]

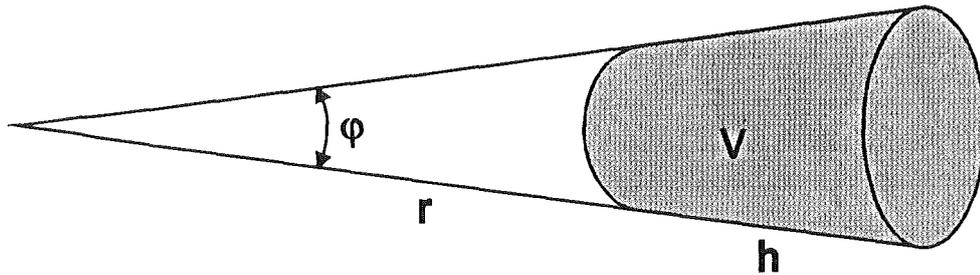


Abb.2.2: Richtcharakteristik der Sende- und Empfangsantenne

Da in der meteorologischen Radartechnik kein einzelnes ausgedehntes Objekt vorhanden ist, definiert man hier den Volumenrückstreuquerschnitt: man bezieht den Gesamtrückstreuquerschnitt, den man in einem Teilbereich der Atmosphäre messen kann, auf das Volumen, das die Schnittmenge von Sendekeule und Empfangskeule bildet (Abb.2.2). Dieses  $\sigma_V$  ist eine Funktion der Wellenlänge  $\lambda$  und dem Gehalt an flüssigem Wasser pro Kubikmeter Luft (Kap.2.2.1.):

$$\sigma_V = \frac{\sigma}{V} = f(m_V, \lambda) \quad (2.6)$$

$V$  = Volumen des Atmosphärensektors

Wird nun von kegelförmigen Sende- und Empfangskeulen ausgegangen, was bei schmalen Öffnungswinkeln sowie im Fernfeld der Antenne durchaus zulässig ist, ergibt sich unter der Voraussetzung  $h \ll r$  (Abb.2.2) und unter Vernachlässigung der Streckendämpfung (bei der Wellenlänge  $\lambda = 3\text{cm}$  liegt diese selbst bei stärkstem Regen unter 0,2 dB/km) folgende meteorologische Radargleichung:

$$P_E = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma_V \pi h \tan^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{(4\pi)^3 r^2} P_S \quad (2.7)$$

$G$  = Gewinn von Sende- und Empfangsantenne =  $G_S = G_E$

$h$  = Höhe des Atmosphärensektors

$\varphi$  = Winkel der Hauptkeule der Antennenrichtcharakteristik

## 2.2. Atmosphärische Grundlagen

### 2.2.1. Rückstreuung durch Wolken und Nebel

Die wichtigsten Parameter beim Modellieren von Wolken und Nebel sind:

- 1.) der flüssige Wassergehalt pro Volumeneinheit,  $m_V$  ( $\text{g}/\text{m}^3$ )
- 2.) die Tropfengrößenverteilung,  $p(r)$
- 3.) die Zusammensetzung (Wasser, Eis oder Regen)
- 4.) und die Basishöhe der Wolke über dem Grund.

In nachstehender Tabelle 2.1 sind die wichtigsten Wolkenarten mit den entsprechenden Parametern dargestellt, wobei  $\alpha$  und  $\gamma$  Kurvenparameter der Tropfengrößenverteilung sind:

**Tab.2.1: die wichtigsten Eigenschaften von Wolken [20]**

Wolkenname	Basishöhe (m)	Obergrenze (m)	Gehalt an flüss. H <sub>2</sub> O (g/m <sup>3</sup> )	mittl. Tröpfchenradius $r_c$ (μm)	Kurvenparameter $\alpha$ $\gamma$		Zusammensetzung
Cirrostratus	5000	7000	0,1	40	6,0	0,5	Eis
Stratus	500	1000	0,25	10	6,0	1,0	Wasser
Nebel	0	50	0,15	20	7,0	2,0	Wasser
Dunst	0	1500	10 <sup>-3</sup>	0,05	1,0	0,5	Wasser
Cumulus	500	1000	0,5	10,0	6,0	0,5	Wasser
Cumulonimbus	1600	2000	0,8	20,0	5,0	0,3	Wasser

Die Tropfengrößenverteilung wie sie in [20] vorgestellt wird, berechnet sich zu

$$p(r) = ar^\alpha \exp(-br^\gamma) \quad (2.8)$$

wobei neben  $\alpha$  und  $\gamma$  auch  $a$  und  $b$  physikalische Parameter sind, die sich aus der Berechnung des am häufigsten vorkommenden Radius (Gl.2.9) ( $dp(r)/dr = 0$ ) und dem Gehalt an flüssigem Wasser pro Volumeneinheit (Gl.2.11) ergeben:

$$r_c^\gamma = \frac{\alpha}{b\gamma} \quad (2.9)$$

Das entsprechende Dichtemaximum ist deshalb

$$p(r_c) = ar_c^\alpha \exp\left(-\frac{\alpha}{\gamma}\right) \quad (2.10)$$

Der Wassergehalt oder die Massendichte einer Wolke berechnet sich aus der Tröpfchenverteilung  $p(r)$ , des spezifischen Gewichts von Wasser  $\rho_{H_2O}$ , dem Volumen eines Tröpfchens und der Integration über  $r$ :

$$m_v = \frac{4}{3} \pi \rho_{H_2O} \int_0^\infty r^3 p(r) dr = \frac{4 \cdot 10^6 a \pi}{3\gamma \cdot b^\beta} \Gamma(\beta) \quad (2.11)$$

mit:

$$\beta = \frac{\alpha + 4}{\gamma} \quad (2.12)$$

Die normierte Tröpfchenverteilung ist damit vollständig durch die Parameter  $m_V$ ,  $r_c$ ,  $\alpha$  und  $\gamma$  bestimmt:

$$p_n(r) = \frac{p(r)}{p(r_c)} = \left(\frac{r}{r_c}\right)^\alpha \exp\left\{-\frac{\alpha}{\gamma}\left[\left(\frac{r}{r_c}\right)^\gamma - 1\right]\right\} \quad (2.13)$$

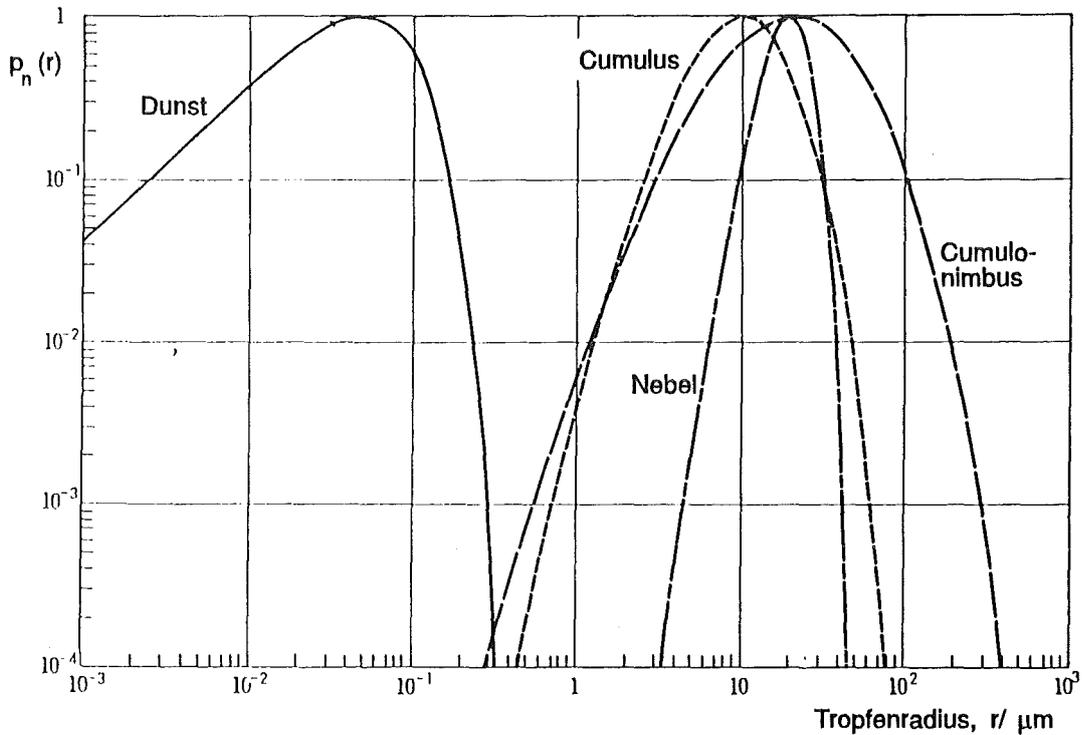


Abb.2.3: Normierte Tropfengrößenverteilung bei Wolken [20]

Bei Rayleigh-Streuung berechnet sich der Volumenrückstreuquerschnitt von einem einzelnen kugelförmigen Partikel mit dem Radius  $r$  aus der Formel (2.5) mit  $V = \frac{4}{3}\pi r^3$  und mit der komplexen Materialkonstanten ( $n$  = Brechungsindex,  $\epsilon_r$  = Dielektrizitätszahl)

$$K = \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \quad (2.14)$$

zu

$$\sigma_b = \frac{64\pi^5}{\lambda^4} r^6 |K|^2 \quad (2.15)$$

$\sigma_V$  folgt deshalb als Summe aller Partikel pro Volumeneinheit ( $\sigma_V$  in  $1/m$ )

$$\sigma_V = \sum_{i=1}^{N_V} \sigma_b(r_i) = \frac{64\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^{N_V} r_i^6 \quad (2.16).$$

und mit dem Reflektionsfaktor  $Z$

$$Z = \sum_{i=1}^{N_v} d_i^6 = 64 \sum_{i=1}^{N_v} r_i^6 \quad (2.17)$$

zu

$$\sigma_V = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 Z \quad (2.18)$$

Setzt man  $\lambda$  in cm ein und  $Z$  in  $\text{mm}^6/\text{m}^3$ , so erhält man  $\sigma_V$  zu [20]:

$$\sigma_V = 10^{-10} \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 Z \quad (2.19)$$

In [20] wird der Reflektionsfaktor einer Wolke in Abhängigkeit von ihrer Zusammensetzung (Wasser oder Eis) sowie in Abhängigkeit vom Wassergehalt  $m_v$  ( $m_v$  in  $\text{g}/\text{m}^3$ ) wie folgt angegeben:

$$Z_{\text{H}_2\text{O}} = 4,8 \cdot 10^{-2} m_v^2 \quad (2.20a)$$

$$Z_{\text{Eis}} = 9,21 \cdot 10^3 m_v^4 \quad (2.20b)$$

Eiskristalle in Wolken liegen bezüglich ihres Durchmessers oft einige Größenordnungen über denen von Wassertröpfchen. Deshalb ist der Reflektionsfaktor einer Eiswolke grundsätzlich erheblich größer als der einer Wasserwolke bei gleichem Gehalt an flüssigem Wasser pro Volumeneinheit. Setzt man diese Reflektivitätsfaktoren in Gleichung (2.19) ein, erhält man den Volumenrückstreuquerschnitt von Wolken:

$$\sigma_{V,\text{H}_2\text{O}} = \frac{1,47}{\lambda^4} \cdot 10^{-9} |K_{\text{H}_2\text{O}}|^2 m_v^2 \quad (2.21a)$$

$$\sigma_{V,\text{Eis}} = \frac{2,82}{\lambda^4} \cdot 10^{-4} |K_{\text{Eis}}|^2 m_v^4 \quad (2.21b)$$

Mit den Werten für

$$|K_{\text{H}_2\text{O}}|^2 \approx 0,9 \quad \text{und} \quad |K_{\text{Eis}}|^2 \approx 0,2$$

erhält man ein Volumenrückstreuquerschnitt (Tabelle 2.2) für die wichtigsten Wolkenarten gemäß Tabelle 2.1:

**Tab.2.2: Volumenrückstreuquerschnitt von Wolken ( $\lambda = 2,95 \text{ cm}$ )**

Wolkenname	Volumenrückstreuquerschnitt $\sigma_v \text{ (1/m)}$
Cirrostratus	$7,45 \cdot 10^{-11}$
Stratus	$9,83 \cdot 10^{-13}$
Nebel	$3,54 \cdot 10^{-13}$
Dunst	$1,57 \cdot 10^{-17}$
Cumulus	$3,93 \cdot 10^{-12}$
Cumulonimbus	$1,01 \cdot 10^{-11}$

### 2.2.2. Rückstreuung durch Niederschläge

Regentropfen haben wesentlich größere Durchmesser als Wolkentropfen. Trotzdem erreichen Regentropfen in Mitteleuropa selten Größen von 4 mm. Bei einer Wellenlänge von 3 cm kann deshalb noch ohne weiteres die Rayleigh-Näherung verwendet werden. Die Tropfengrößenverteilung von Regentropfen wird für diese Näherung in der Literatur [20] wie folgt angegeben:

$$p(d) = N_0 \exp(-bd) \quad (2.22)$$

- $p(d)$  = Anzahl der Tropfen mit dem Durchmesser  $d$ , pro Volumeneinheit pro Tropfendurchmesserintervall, ( $m^{-4}$ )  
 $N_0$  =  $8,0 \cdot 10^6 m^{-4}$   
 $d$  = Tropfendurchmesser ( $m$ )

Wobei sich  $b$  ( $b$  in  $1/m$ ) aus der Regenrate ( $R_r$  in  $mm/h$ ) berechnet:

$$b = 4100 \cdot R_r^{-0,21} \quad (2.23)$$

Diese Formel gilt näherungsweise für Regenraten bis zu rund 23 mm/h und ist auch nur als Durchschnitt vieler Messungen zu sehen. Einzelne Regenfälle können individuell abweichende Verteilungen aufweisen.

Der Reflektivitätsfaktor von Regen berechnet sich zu

$$Z = 200 \cdot R_r^{16} \quad (2.24)$$

für Frequenzen bis zu rund 10 GHz ( $R_r$  in  $mm/h$  und  $Z$  in  $mm^6/m^3$ ). Setzt man Gleichung (2.24) in Gleichung (2.19) ein, so erhält man den Volumenrückstreuquerschnitt für Regen ( $\lambda$  in  $cm$  und  $\sigma_v$  in  $1/m$ ):

$$\sigma_v = \frac{6,12}{\lambda^4} \cdot 10^{-6} |K|^2 R_r^{16} \quad (2.25)$$

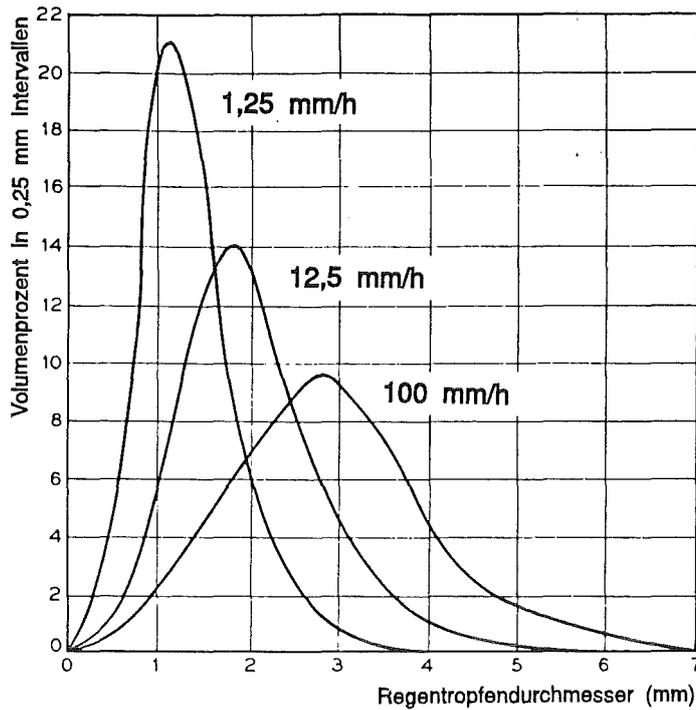


Abb.2.4: Tropfengrößenverteilung bei Regen [20]

Beispiele für den Volumenrückstreuquerschnitt bei unterschiedlichen Regenraten sind in nachstehender Tabelle 2.3 aufgeführt:

Tab.2.3: Volumenrückstreuquerschnitt von Regen ( $\lambda = 2,95 \text{ cm}$ )

Regenrate $R_r$ (mm/h)	Volumenrückstreuquerschnitt $\sigma_v$ (1/m)
0,5	$2,16 \cdot 10^{-8}$
1,0	$6,55 \cdot 10^{-8}$
2,0	$1,98 \cdot 10^{-7}$
5,0	$8,60 \cdot 10^{-7}$
10	$2,61 \cdot 10^{-6}$

Schneeflocken werden in der Radarmeteorologie wie Eiskristalle mit derselben Masse behandelt. Es wird jedoch ein unterschiedlicher Reflexionsfaktor  $Z_s$  definiert ( $\lambda$  in cm und  $\sigma_v$  in 1/m):

$$\sigma_v = 10^{-10} \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K_s|^2 Z_s \quad (2.26)$$

mit

$$|K_s|^2 \approx 0,2 \quad (2.27)$$

und

$$Z_s = 500 \cdot R_r^{1,6} \quad (2.28)$$

für einzelne Kristalle und

$$Z_s = 2000 \cdot R_r^2 \quad (2.29)$$

für die gesamte Schneeflocke.  $R_r$  ist bei diesen Formeln die Schneefallrate (*in mm/h*), die genau wie beim Regen durch die Flüssigwassermenge bestimmt ist. Das heißt, um  $R_r$  bei Schneefall zu bestimmen, muß erst der gefallene Schnee in eine äquivalente Wassermenge geschmolzen werden. In der Regel ist die Fallrate von Schnee wesentlich kleiner als die von Regen, da die Fallgeschwindigkeit von Flocken viel geringer ist als die von Tröpfchen. Da aber der Reflexionsfaktor von Schnee wesentlich größer ist als der von Regen, erhält man beim Vergleich gleicher Fallraten einen höheren Rückstreuquerschnitt.

### 2.2.3. Dynamische Vorgänge in der Atmosphäre

Bisher wurde die Atmosphäre ausschließlich als statisches Gebilde betrachtet. Im Laufe dieser Arbeit hat sich jedoch herausgestellt, daß es notwendig ist auch dynamische Effekte der Atmosphäre zu betrachten. In diesem Kapitel werden deshalb die zwei wichtigsten Ursachen für die Bewegung von Hydrometeoren, also den rückstreuenden Partikeln, dargestellt.

Ein rückstreuender Partikel kann generell zum einen aufgrund von Luftbewegungen (Wind), zum anderen aufgrund der Erdanziehungskraft einen Geschwindigkeitsvektor besitzen. Luftbewegungen entstehen durch Ausgleichsströmungen zwischen Hochdruck- und Tiefdruckgebieten. Sie können dabei nicht nur horizontale sondern auch vertikale Komponenten besitzen. In Mitteleuropa kommen hierbei in der Regel Windgeschwindigkeiten in der Größenordnung bis zu rund 30 m/s (= 108 km/h) vor. In seltenen Fällen können sie auch darüber liegen.

Die Größe der durch Gravitation hervorgerufenen Geschwindigkeit eines Hydrometeors hängt in erster Linie von dessen Volumen und Masse ab. Durch Luftreibung in der Atmosphäre erhalten die Partikel jedoch eine Grenzgeschwindigkeit, die nicht überschritten werden kann. Betrachtet man beispielsweise Regentropfen so erhält man eine Endgeschwindigkeit wie sie in Tabelle 2.4 dargestellt ist:

**Tab.2.4: Tropfenendgeschwindigkeit**

Tropfenradius $r / (mm)$	Endgeschwindigkeit $v_E / (m/s)$
0,25	2,10
0,50	3,90
0,75	5,30
1,00	6,40
1,25	7,30
1,50	7,90
1,75	8,35
2,00	8,70
2,25	9,00
2,50	9,20
2,75	9,35
3,00	9,50
3,25	9,60

Man sieht, daß die Größenordnung der Endgeschwindigkeit von Regentropfen ungefähr in derselben Größenordnung liegt, wie die hierzulande üblichen Windgeschwindigkeiten. Bei einer rein skalaren Messung der Geschwindigkeit von Regentropfen läßt es sich daher nicht erkennen, welcher Mechanismus für die Geschwindigkeit verantwortlich ist.

#### **2.2.4. Kohärenz der Atmosphäre**

Um gut reproduzierbare Ergebnisse bei der Messung von dynamischen Objekten wie der Atmosphäre zu erhalten, ist es wichtig die Meßdauer kurz genug gegenüber der Kohärenzzeit des Objektes zu wählen. Bei atmosphärischen Objekten, wie Wolken, Wolkenschichtungen und Niederschlägen liegt die Kohärenzzeit, aufgrund der ständigen Dynamik in der Atmosphäre, im Bruchteil einer Sekunde [1].

Wird der vektorielle Netzwerkanalysator als Radarmeßgerät eingesetzt, so erhält man aufgrund von großen Signallaufzeiten in der Atmosphäre lange Meßzeiten. Vorallem im Step-Modus (siehe Kap.4.2.2.) muß bei jedem Meßpunkt die ganze Signallaufzeit in der Atmosphäre abgewartet werden, was die Meßzeiten entsprechend verlängert. Sie kann hier etliche Sekunden erreichen. Diese Meßzeiten sind zu lang um die Atmosphäre innerhalb deren Kohärenzzeit zu messen.

Im Ramp-Modus können die Meßzeiten deutlich kürzer gehalten werden, so daß es möglich ist die Atmosphäre ohne Fehler zu messen. Dies ist ausführlich in Kapitel 4.3 dargestellt.

Die implementierte Mittelwertbildungsroutine (Averaging) (Kap.4.2.4) verursacht ebenfalls eine deutliche Erhöhung der Meßdauer. Sie kann deshalb bei atmosphärischen Messungen nicht benutzt werden.

# 3. Meßsystem

## 3.1. Meßaufbau

Das Meßsystem des VNA-Radars ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Zentrale Einheit dieses VNA-Radars bildet, wie in der Aufgabenstellung (Kap.1.1) beschrieben, der vektorielle Netzwerkanalysator mit Synthesized Sweeper und S-Parameter Test Set. Der Sweeper des VNA Systems erzeugt ein zwischenfrequentes Signal, das vom Test Set zu einem hochfrequenten gemischt und so zu einem Wanderwellenverstärker geführt wird. In diesem wird es auf rund 40 dBm (=10 Watt) verstärkt und über einen Parabolspiegel in die Atmosphäre ausgestrahlt. Ein gleichartiger parallelstehender Parabolspiegel empfängt das gestreute Signal aus der Atmosphäre, das dann über einen Vorverstärker und einem YIG-Mitlauffilter zur Breitbandrauschunterdrückung wieder dem VNA eingespeist wird und zur Auswertung gelangt. Angeschlossen an das VNA-System ist ein Rechner, der die Datenspeicherung und -auswertung übernimmt. Nachfolgende Tabelle 3.1 gibt einen groben Überblick der wichtigsten Eigenschaften des Meßsystems:

*Tab.3.1: Eigenschaften des Meßsystems*

Frequenzbereich	10 ... 10,5 GHz	3 dB-Breite der Hauptkeule	3°
Verstärkung des Wanderwellenverstärkers	40 dBm	Schwenkbereich der Sende- und Empfangsanlage	180° Azimut 10° ... 50° Elev.
Gewinn der Antennen	je 36,4 dB	Entkopplung zwischen beiden Antennen	80 ... 90 dB (stellungsabhäng.)
Offsetwinkel der Antennen	26,5°	Verstärkung des Vorverstärkers	35 dB / 60 dB
Durchmesser der Parabolspiegel	1,2 m	FFT-Dynamik des VNA	80 dB
Abstand zwischen den Parabolspiegeln	2,8 m (Mitte - Mitte)	gesamte Kabeldämpfung	15 dB

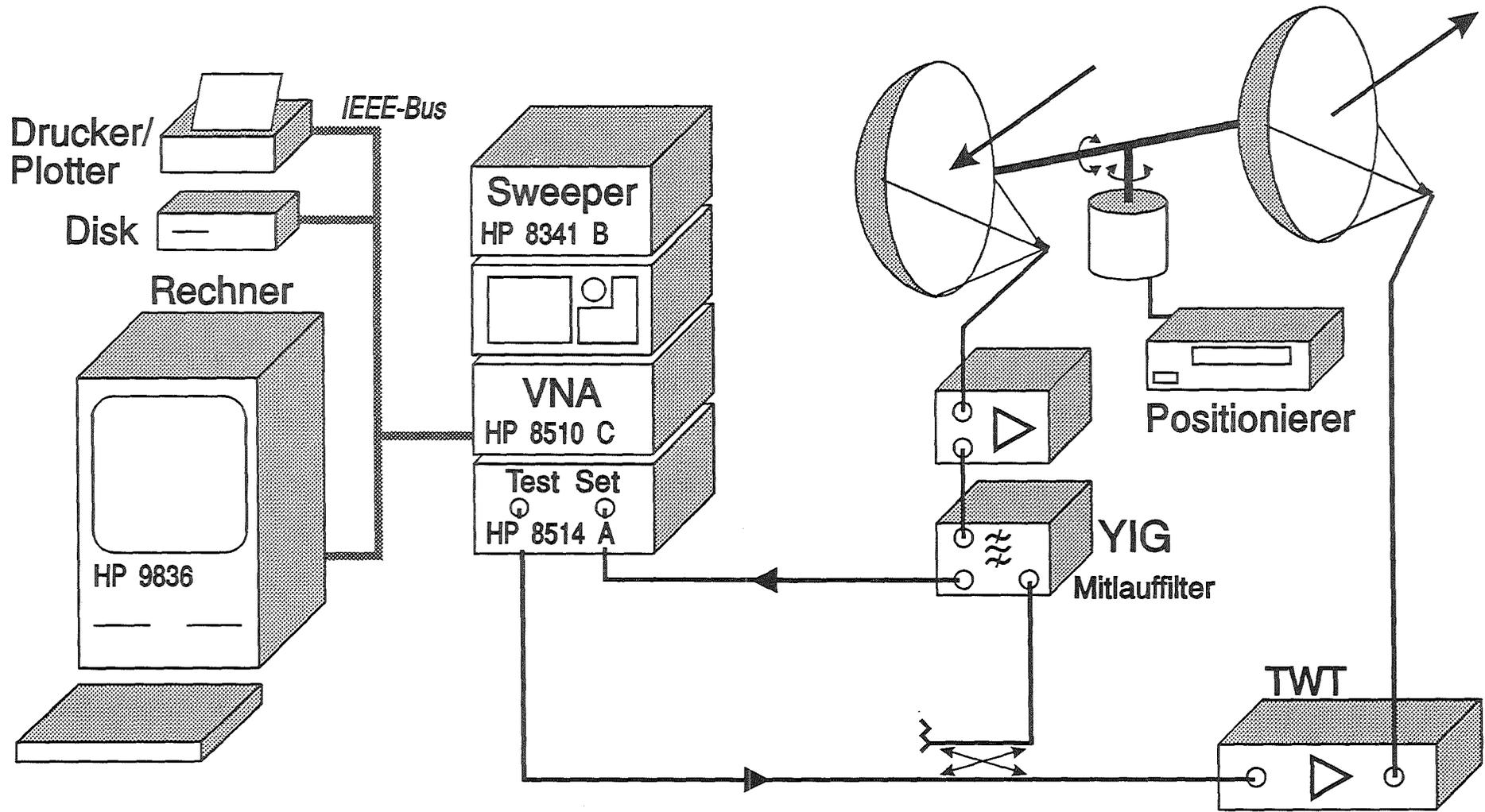
Grundlage für einige dieser Parameter waren folgende Gedanken:

**Wellenlänge  $\lambda$ :** Wegen

$$\sigma_v \sim \frac{1}{\lambda^4} \tag{3.1}$$

(Rayleigh - Streuung, Gl.(2.5)) sollte der Volumenrückstreuquerschnitt möglichst klein gewählt werden. Eingeschränkt durch den Frequenzbereich bis 18 GHz vom VNA und einem vorhandenen Wanderwellenverstärker, der im X-Band arbeitet sowie der Nebenbedingung, daß im X-Band lediglich der Bereich von 10,0 bis 10,5 GHz derzeit ungenutzt ist, wurde die Wellenlänge gewählt, die diesem Frequenzbereich entspricht. (Der Bereich von 10 bis 10,5 GHz hat man für den Amateurfunk freigehalten. Er wird derzeit jedoch noch kaum genutzt.)

Abb. 3.1: Blockschaltbild des Meßsystems



**Gewinn G:** Je größer der Gewinn der Antennen ist, desto kleiner muß die Meßempfindlichkeit der ganzen Meßanordnung sein. Leider werden die Antennen mit höherem Gewinn in ihren Abmessungen entsprechend größer und damit unhandlicher. Ausgewählt wurden hierzu auch unter Berücksichtigung des Öffnungswinkels der Hauptkeule  $\varphi$  Parabolspiegel für Fernsehsatellitenempfang mit einem Durchmesser von etwa 1,2 m. Erregt wurden diese Parabolantennen mit gewöhnlichen Standardhornantennen für das X-Band.

**Öffnungswinkel  $\varphi$ :** Je größer der Öffnungswinkel  $\varphi$  ist, desto größer ist auch das Volumen, über das bei einer Messung gemessen wird, und deshalb ist auch der Rückstreuquerschnitt höher (siehe auch Abb.2.2). Andererseits integriert man über einen größeren Bereich der Atmosphäre und löst so weniger lokale Eigenschaften auf. Es konnte allerdings auf den Öffnungswinkel kaum Einfluß genommen werden, da durch Verwendung normalen Fernsehsatellitenantennen dieser Winkel fest vorgegeben war.

**Sendeleistung  $P_s$ :** Wegen der beschränkten Eingangsempfindlichkeit des VNA sollte man um die Meßdynamik zu maximieren, die Ausgangsleistung so groß wie technisch möglich wählen. Bei dieser Arbeit stand hierzu ein Wanderwellenverstärker (Travelling Wave Tube) mit einer Ausgangsleistung von rund 10 Watt zur Verfügung. Bei ersten Meßversuchen hat sich dies als ausreichend erwiesen.

## 3.2. Meßprinzip

Das gesendete Signal wird im Step-Modus frequenzstarr über die Sendeantenne in die Atmosphäre abgestrahlt (Abbildung 3.2). In diesem Beispiel wird es dann an einem Baum im Nahbereich und an einem Turm im Fernbereich gestreut. Beide Signale überlagern sich vektoriell zu einem Gesamtsignal, das dann über die separate Empfangsantenne wieder dem VNA zur komplexen Auswertung nach Betrag und Phase zugeführt wird. Der VNA schaltet dann die Frequenz eine Frequenzstufe weiter und wiederholt diesen Vorgang. Auf diese Art werden über einen bestimmten Frequenzbereich eine Reihe komplexer Wertepaare, in diesem Fall 801, aufgenommen und dann mittels einer Chirp-Z Transformation in den Zeitbereich transformiert. Man erhält so die Information der rückgestreuten Signalstärke über der Laufzeit beziehungsweise über der Entfernung. In dem in Abbildung 3.2 dargestellten Beispiel bekommt man entsprechend ein starkes Signal im Nahbereich durch den Baum und ein kleineres schwächeres Signal im Fernbereich durch den Turm.

### 3.2.1. Störeinflüsse

In dieser Prinzipskizze (Abbildung 3.2) wird auch ein wesentliches Problem des vorgestellten Radarverfahrens deutlich. Durch die beschränkte Meß- und FFT-Dynamik des VNA und der Tatsache, daß keine Möglichkeit besteht unerwünschte Nahbereichsreflexionen herauszufiltern, muß man bei dieser Art von Radar zum einen eine hohe Antennenentkopplung erreichen sowie zum anderen einen Standort finden, bei dem sich möglichst wenige störende Objekte im Nahbereich befinden.

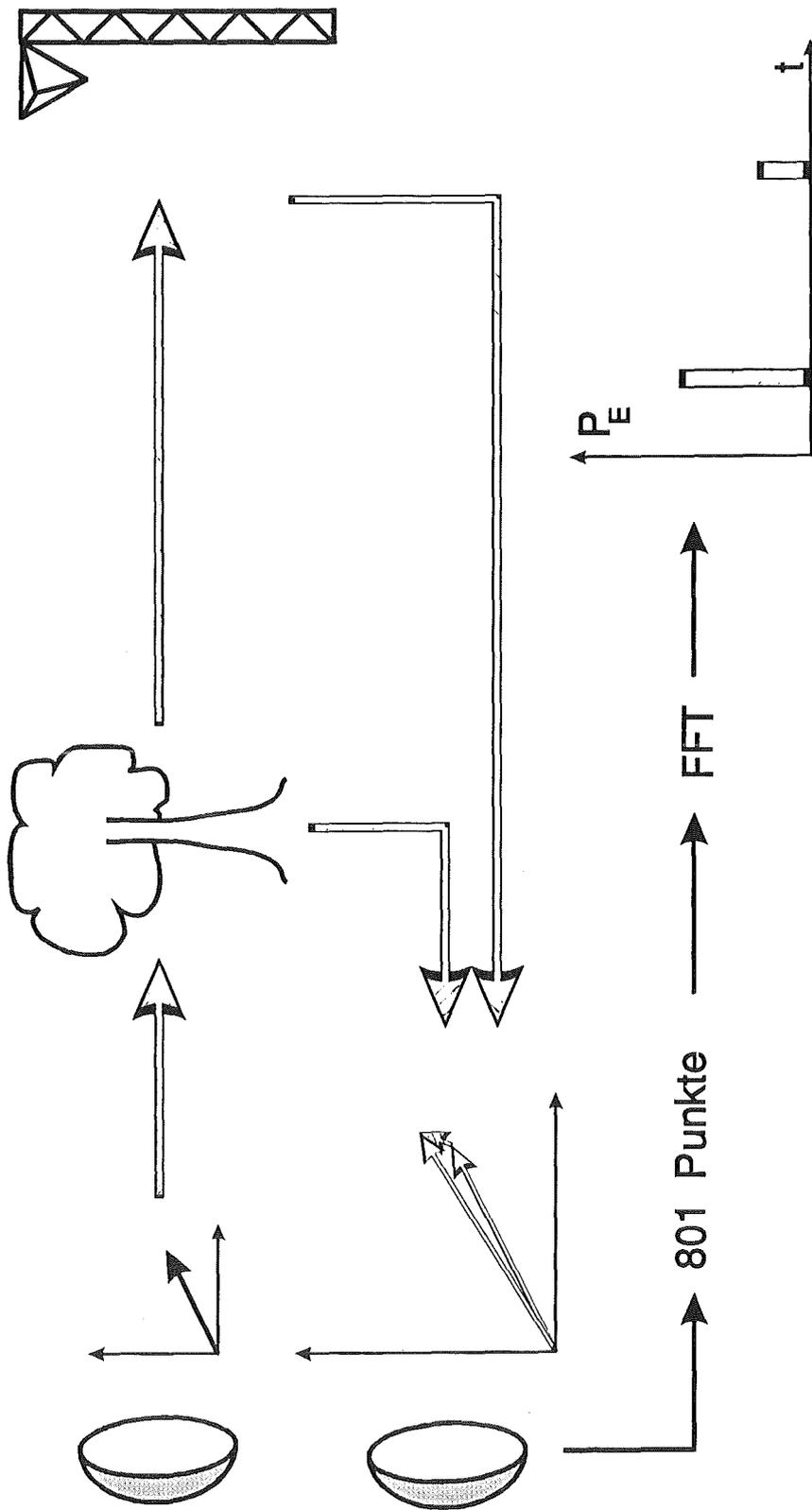


Abb.3.2: Messtechnik des VNA-Radars

Bei der hier vorgestellten Anlage konnte beides nicht optimal gelöst werden. Durch Abschirmung der beiden Parabolspiegel mit Lochblech wird eine Entkopplung von mehr als 80 dB erreicht, wobei die Nahbereichsreflexionen in derselben Größenordnung liegen (Abbildung 3.3). Hierzu ist in dieser Abbildung zusätzlich die Entkopplung ohne Lochblechschirmung eingetragen: Diese war nur rund 10 dB schlechter als die mit Lochblechschirmung. Erst eine größere Entfernung zwischen Sende- und Empfangsantenne könnte diese Verkopplung wesentlich verbessern.

Das bedeutet aber gleichzeitig auch, um kein Übersteuern des Eingangs des VNA zu riskieren (was zu Zerstörung von Bauteilen des Test-Sets führen kann), daß die Verstärkung im Sende- und Empfangszweig den Betrag der Entkopplung nicht übersteigen darf. Die Verstärkung sollte aber der Entkopplung möglichst nahe kommen, um die volle VNA- und FFT-Dynamik zu nutzen. Durch eine Gesamtverstärkung im Sende-Empfangskreis von rund 80 dB (= Wanderwellenverstärker + Vorverstärker - Kabeldämpfung) wurde diese Forderung im Wesentlichen erfüllt.

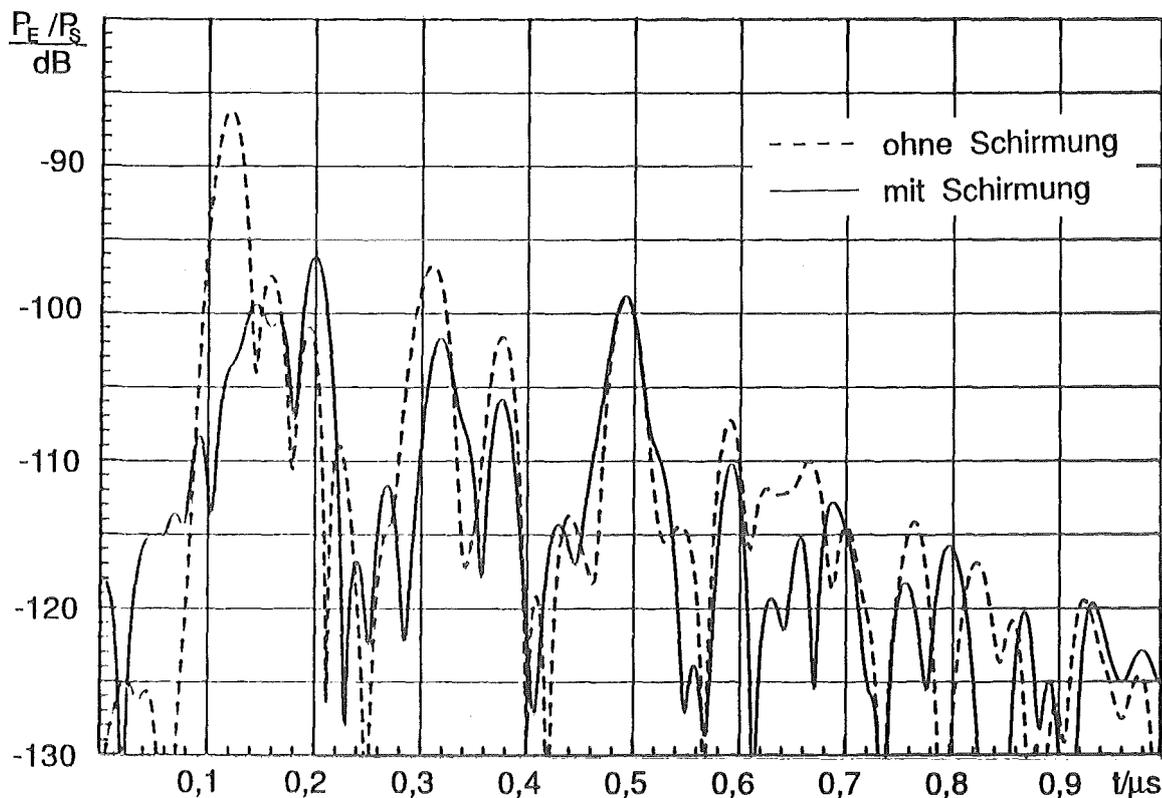


Abb.3.3: Messung der Entkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne

### 3.3. Referenzstrecke

Zu dem vorgestellten Radarsystem wurde eine Referenzstrecke eingerichtet, anhand derer man das Meßsystem überprüfen und einige Parameter messen kann. Hierzu ist ein Cornerreflektor auf einem meteorologischen Meßmast, der in horizontalem Abstand rund 670 m von der Sende- und Empfangsanlage entfernt steht, aufgehängt worden. Die Höhe dieses Meßturms beträgt genau 200 m, so daß sich die Gesamtstrecke zu rund 700 m ergibt. Anhand dieser Meßstrecke konnte die horizontale Richtcharakteristik der Antennen sowie deren Gewinn überprüft werden.

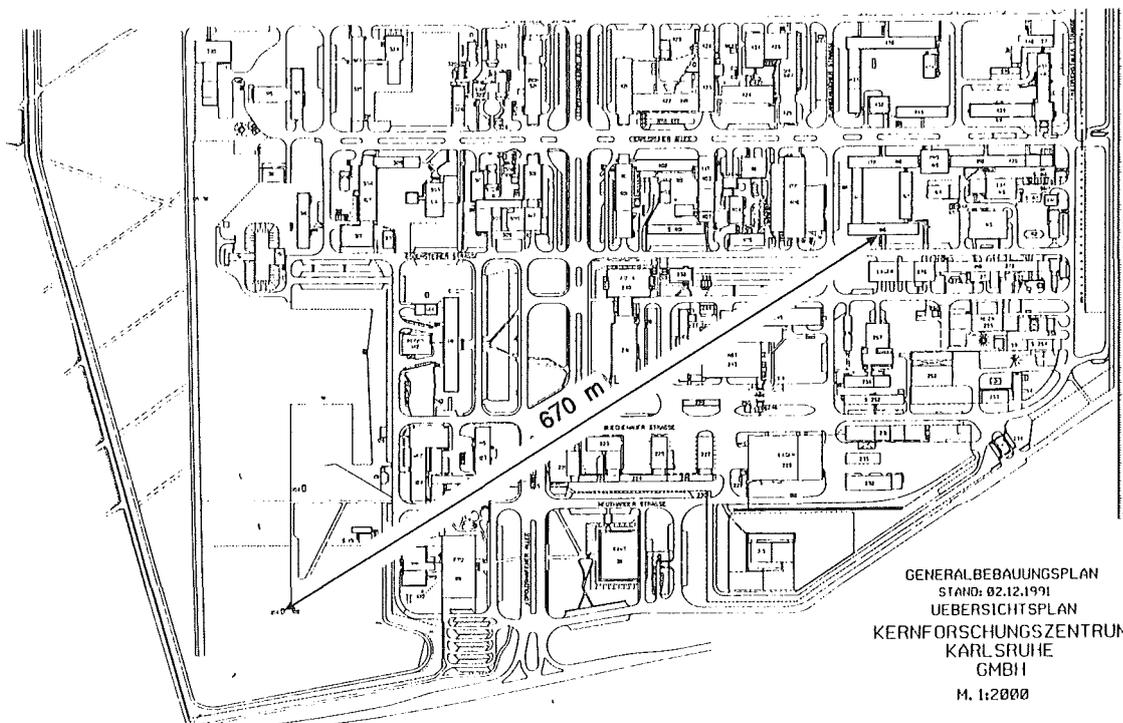


Abb.3.4: Lageplan der Referenzstrecke im Kernforschungszentrum Karlsruhe

### 3.4. Sicherheitsbetrachtungen

Bei einem allgemein zugänglichen Aufbau eines hochfrequenten Radargerätes kommt man nicht umhin, einige Sicherheitsbetrachtungen [6][18] zu überdenken. Die derzeit in der Bundesrepublik Deutschland geltenden Grenzwerte nach VDE 0848 [22] für die elektromagnetische Leistungsdichte  $S$  liegen für den Frequenzbereich von 3 bis 12 GHz und einer Einwirkdauer die größer als 6 Minuten ist, bei:

$$S = 25 \cdot \frac{f}{3000} \frac{W}{m^2} \quad (3.2)$$

mit  $f$  in MHz. Für die in dieser Arbeit verwendete Frequenz von maximal 10,5 GHz bedeutet dies eine maximale Strahlungsdichte von

$$S_{\max} = 87,5 \frac{W}{m^2} \quad (3.3)$$

Bei einer Öffnung des Feedhorns von  $5,5 \times 7,3 \text{ cm}^2$  und einer maximalen Leistung am Feedhorn von etwa 10 W erhält man eine Leistungsdichte von

$$S_{\text{Horn}} = 2490 \frac{W}{m^2} \quad (3.4)$$

Diese Leistungsdichte liegt also erheblich über dem derzeit zulässigen Grenzwert. Wird nun die Entfernung berechnet, bei der der derzeit gültige Grenzwert noch eingehalten wird, so kommt man in Keulenmitte (hier tritt die maximale Feldstärke auf) auf folgenden Wert:

$$s'_{\max} = \sqrt{\frac{P_s G_H}{4\pi S_{\max}}} = 60,2 \text{ cm} \quad (3.5)$$

- $P_s$  = max. Sendeleistung (= 10 W)  
 $G_H$  = Gewinn der Hornantenne (= 18 dB)  
 $s'_{\max}$  = Mindestentfernung vom Feedhorn  
 $S_{\max}$  = maximale Strahlungsdichte

Da die Länge zwischen Feedhorn und Parabolantenne mit etwa 81 cm größer ist als die kritische Entfernung mit 60,2 cm und der Parabolspiegel eine geschlossene Anordnung darstellt, kann hier von keiner Gefährdung ausgegangen werden. Betrachtet man nun die Sendeantenne als Ganzes, beträgt die Entfernung:

$$s''_{\max} = \sqrt{\frac{P_s G_s}{4\pi S_{\max}}} = 6,30 \text{ m} \quad (3.6)$$

- $G_s$  = Gewinn der gesamten Antenne (= 36,4 dB)  
 $s''_{\max}$  = Mindestentfernung vom Parabolspiegel

Dies ist ein Wert, den es zu beachten gilt. Vorsichtsmaßnahmen, um eine Gefährdung von Personen auszuschließen, waren zum einen eine großzügige Absperrung um die gesamte Sendeanlage, zum anderen wurden alle atmosphärischen Messungen mit einem genügend großen Elevationswinkel durchgeführt, so daß sich das Zentrum der Hauptkeule nicht in Bodennähe befand.

## 4. Meßverfahren für atmosphärische Messungen

Dieses Kapitel stellt nochmals kurz die Funktionsweise des vektoriellen Netzwerkanalysators dar, um dann ausführlich auf einige Besonderheiten einzugehen, die bei einem Einsatz als Radarmessgerät für stationäre und dynamische Ziele zu beachten sind.

### 4.1. Der vektorielle Netzwerkanalysator (VNA)

Die Abbildungen 4.1 und 4.2 zeigen das prinzipielle Meßverfahren des VNA: Das empfangene Signal wird im VNA-System in zwei Stufen auf 20 MHz beziehungsweise 100 kHz heruntergemischt, und dann bezüglich einem Referenzsignal nach Amplitude und Phase ausgewertet. Dies geschieht über einen Sample-and-Hold Multiplexer, der das analoge Signal digitalisiert und einer mathematischen Auswertung zuführt. Implementiert sind hierbei im VNA eine Averaging-Routine, eine Fehlerkorrektur, eine Chirp-Z Transformation (FFT), die Möglichkeit diverse Grundrechenarten mit anderen Messungen auszuführen und einige Scaling-Funktionen wie zum Beispiel Smoothing.

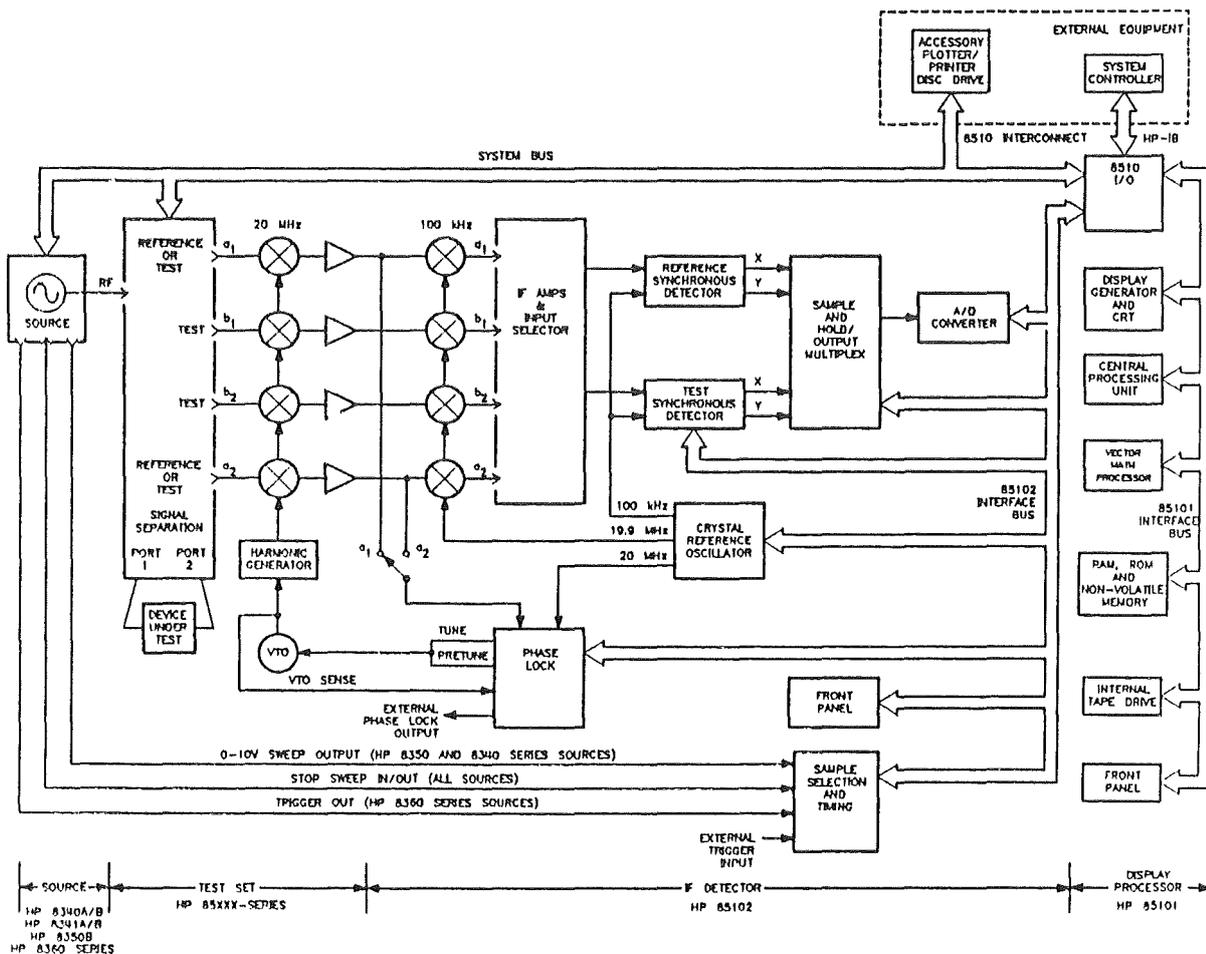


Abb.4.1: Signalauswertung des VNA [8]

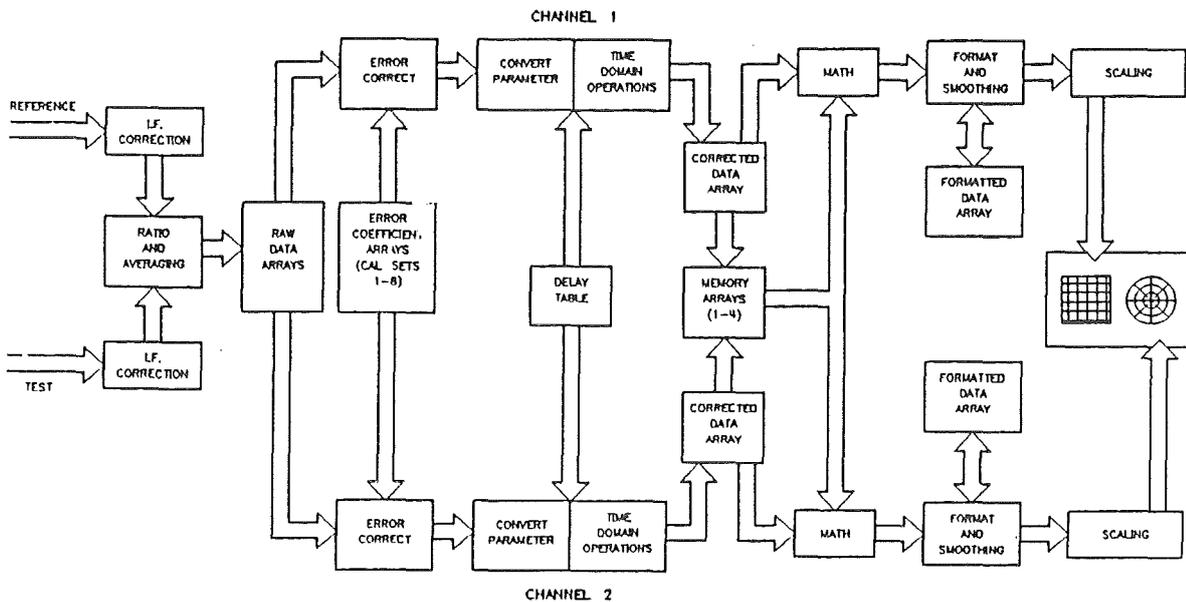


Abb 4.2: Blockdiagramm des Vektoriellen Netzwerkanalysators (VNA) [8]

## 4.2. Stationäre Ziele

Im folgenden wird das VNA-Radarmesssystem mit Hinblick auf die Messung von stationären Zielen diskutiert:

### 4.2.1. Reichweite

Die Reichweite eines Radarsystems hängt im wesentlichen von der Sendeleistung sowie von der minimal detektierbaren Empfangsleistung ab. Durch Umformung der Gleichung (2.3) ergibt sich die maximale Reichweite zu:

$$r_{max} = 4 \sqrt{\frac{G^2 \lambda^2 P_S}{(4\pi)^3 P_E}} \sigma \quad (4.1)$$

Bei dem hier verwendeten Radarsystem mit den Parametern des Meßsystems (Tabelle 3.1) und der erzielten maximalen Meßdynamik (Kap.4.3) von etwa

$$\frac{P_S}{P_E} = 150 \text{ dB} \quad (4.2)$$

erhält man in Abhängigkeit des Rückstreuquerschnittes  $\sigma$  eine maximale Meßentfernung gemäß Tabelle 4.1:

**Tab.4.1: maximale Meßentfernung**

$\sigma / m^2$	$r_{max} / m$
10	17 000
1	9 561
10 <sup>-1</sup>	5 377
10 <sup>-2</sup>	3 023
10 <sup>-3</sup>	1 700
10 <sup>-4</sup>	956
10 <sup>-5</sup>	538
10 <sup>-6</sup>	302
10 <sup>-7</sup>	170
10 <sup>-8</sup>	96

Werden mit diesem Radarsystem atmosphärische Parameter gemessen, so berechnet sich die maximale Reichweite aus Gleichung (2.7) zu

$$r_{max} = \sqrt{\frac{G^2 \lambda^2 \pi \cdot h \cdot \tan^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cdot P_S}{(4\pi)^3 \cdot P_E}} \sigma_V \quad (4.3)$$

Setzt man konkrete Werte für  $\sigma_V$  in obige Gleichung (4.3) ein, folgt die maximale Reichweite des realen Systems entsprechend der Tabelle 4.2.

**Tab.4.2: maximale Reichweite bei Messung von atmosphärischen Parametern**

$\sigma_V / (1/m)$	$r_{max} / m$
10 <sup>-5</sup>	62 355
10 <sup>-6</sup>	19 719
10 <sup>-7</sup>	6 236
10 <sup>-8</sup>	1 927
10 <sup>-9</sup>	624
10 <sup>-10</sup>	197

#### 4.2.2. Meßabtastung (Laufzeit)

Der VNA bietet die Möglichkeit zwischen dem Zeitpunkt der Frequenzumschaltung auf einen neuen Frequenzpunkt und der Abtastung des ankommenden Signals, eine bestimmte Zeit einzustellen (mittels der Sweep-Time im Ramp-Modus beziehungsweise der Dwell-Time im Step-Modus). Bei einem Meßobjekt mit starken Verzögerungen der Signalantwort bezüglich des Sendesignals muß diese Wartezeit größer als die Verzögerung sein, weil sonst das ankommende Signal nicht oder nur unzureichend detektiert wird ( $t_{swp}$  und  $t_{dwl}$  in s) [8]:

$$t_{swp} \geq \frac{\Delta f \cdot \tau}{100} \quad (4.4)$$

$$t_{dwl} \geq \frac{\Delta f \cdot \tau}{100(p-1)} \quad (4.5)$$

$t_{swp}$	=	Sweep-Time	(Wobbelzeit)
$t_{dwl}$	=	Dwell-Time	(Verweilzeit)
$\Delta f$	=	Frequenzspanne	
$\tau$	=	Laufzeit	
$p$	=	Anzahl der Punkte	

Durch Laufzeiten in der Atmosphäre die im  $\mu\text{s}$ -Bereich liegen, bekommt man Dwell-beziehungsweise Sweepzeiten, die sehr groß sind mit der Folge, daß auch die Meßzeiten sehr lang werden. Lange Meßzeiten beeinträchtigen jedoch sehr stark atmosphärische Messungen, weil hier typischerweise die Kohärenzzeiten im Sekundenbruchteil liegen (Kap.2.2.4) [1].

Es gibt beim VNA in erster Linie zwei verschiedene Meßmodi :

- 1.) **Step-Modus:** Hier wird ein frequenzkonstantes Signal ausgesendet, wobei die Quelle solange auf dieser Sendefrequenz stehen bleibt, bis die durch die Laufzeit (einstellbar durch die Dwell-Time) zeitversetzt ankommende Signalantwort in Betrag und Phase ausgewertet worden ist. Erst dann wird die Quelle einen Frequenzpunkt weitergefahren und der Vorgang wiederholt sich.
- 2.) **Ramp-Modus:** Bei diesem Verfahren wird die Quelle auf eine bestimmte Startfrequenz gesetzt und mit dem Lock-and-Roll Verfahren über einen bestimmten Frequenzbereich gefahren. Einstellbar ist hier die Sweepzeit, das ist die Zeit die benötigt wird um den gesamten Frequenzbereich zu durchfahren. Bei atmosphärischen Messungen mit langen Signallaufzeiten erhält man deshalb bei diesem Verfahren einen Frequenzversatz zwischen der ausgesendeten und der gemessenen Frequenz. Deshalb kann man hier nicht von einer kohärenten Messung sprechen.

Messungen im Ramp-Modus müssen in der Skalierung korrigiert werden. Durch die Tatsache, daß die Quelle frei laufengelassen wird, entsteht aufgrund der Laufzeit  $\tau$  ein Phasenfehler, der wiederum zu einem Entfernungsfehler in der Zeitbereichsdarstellung führt. Dieser Phasenfehler ist linear bezüglich der Laufzeit  $\tau$  und konstant für alle Messungen. Er berechnet sich zu

$$d\phi = 2\pi \cdot \tau \cdot df \quad (4.6)$$

$df$  = Frequenzversatz im Ramp-Modus durch Laufzeit  $\tau$

Die Zeitachse (respektive Entfernungsachse) der Zeitbereichsdarstellung muß deshalb um den Faktor 0,955 (Gl.4.8) korrigiert werden. Dieser Faktor ist aus Messung der Referenzstrecke (Abbildung 4.3) einmal im Step-Modus und dann im Ramp-Modus ermittelt worden. Daraus ergibt sich also:

$$\tau = \tau_{\text{meß}} \frac{4,65 \cdot 10^{-6}}{4,87 \cdot 10^{-6}} \quad (4.7)$$

und somit:

$$r = r_{\text{meß}} \cdot 0,955 \quad (4.8)$$

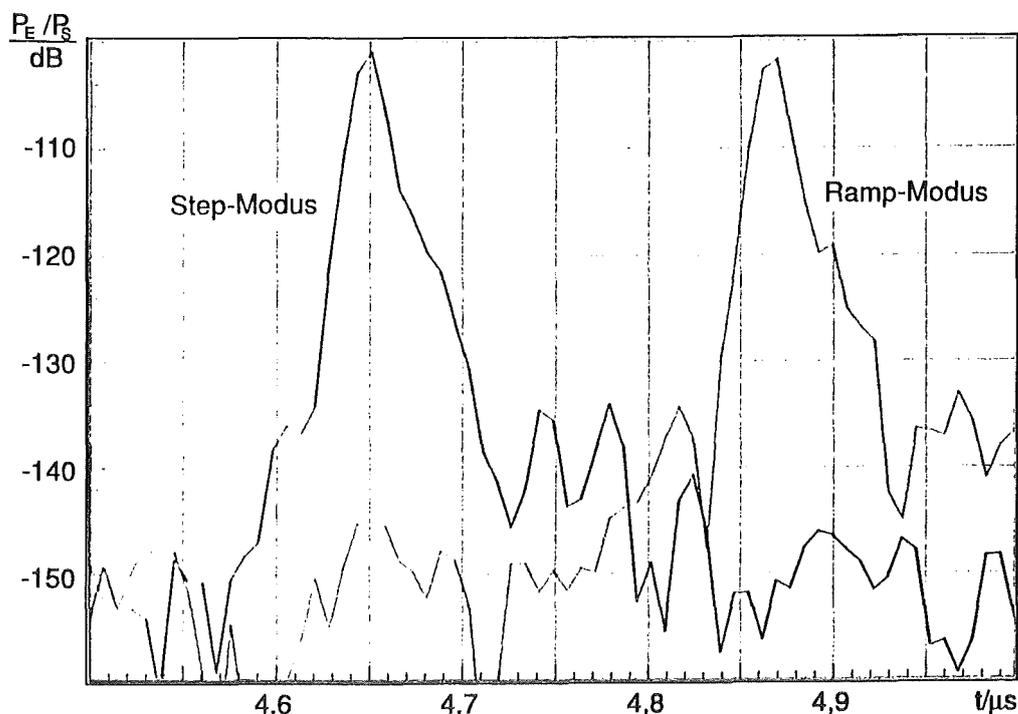


Abb.4.3: Meßfehler des Rampmodes

### 4.2.3. Mathematische Auswertung

Die wichtigste mathematische Routine ist die implementierte Chirp-Z Transformation. Diese ist eine schnelle Fouriertransformation (FFT), die im Gegensatz zum gewöhnlichen Cooley-Tuckey Algorithmus [12][3] keine  $2^n$  Stützstellen benötigt, sondern mit einer beliebigen Anzahl arbeitet (hier mit 801 Stützstellen). Durch die komplexe Auswertung des empfangenen Signals nach Betrag und Phase läßt sich so eine Darstellung der empfangenen Signalleistung über der Laufzeit  $\tau$  und somit über der Meßentfernung  $r$  mittels der Chirp-Z Transformation berechnen. Aufgrund der Bandpassbegrenzung des Frequenzbereichs erhält man einen eindeutigen Bereich, der die Größe

$$\Delta t = \frac{p-1}{\Delta f} \quad (4.9)$$

- $\Delta t$  = Laufzeitfenster
- $\Delta f$  = Frequenzspanne
- $p$  = Anzahl der Punkte

hat. Die mathematische Entfernungsauflösung des Radarsystems ist somit beschränkt auf

$$r'_{\max} = \frac{1}{2} \Delta t \cdot c = \frac{p-1}{2 \cdot \Delta f} c \quad (4.10)$$

$r'_{\max}$  = maximale Entfernung  
 $c$  = 2,9979 · 10<sup>8</sup> m/s (Lichtgeschwindigkeit in der Luft)

Der mit einer Fouriertransformation einhergehende Dynamikgewinn beträgt bei diesem System etwa 80 dB. Dieser ergibt sich aus der begrenzten Meßgenauigkeit des VNA im Frequenzbereich, die ungefähr dieselbe Größenordnung hat. Voraussetzung hierfür ist jedoch eine wesentlich höhere Genauigkeit der digitalen mathematischen Auswertung gegenüber der analogen Meßempfindlichkeit.

Um den durch eine FFT möglicherweise auftretenden Leck-Effekt [12] zu minimieren, sind im VNA verschiedene Fenster - Funktionen eingebaut. Es sind drei Fenster (gemäß Tabelle 4.3) wählbar:

**Tab.4.3: Fenster-Funktionen des VNA**

VNA- Bezeichnung	Mathematische Bezeichnung	Nebenzipfel Unterdrückung	50% Impulsbreite $\Delta t_{Imp}$
Minimum	Rechteck (keine Fensterung)	-13 dB	1,2/ $\Delta f$
Normal	Hamming	-44 dB	1,92/ $\Delta f$
Maximum	Blackman	> -90 dB	2,88/ $\Delta f$

Da man mit dem Blackman-Fenster eine maximale Unterdrückung der Nebenzipfel bekommt, ist während der ganzen Arbeit mit dieser Fensterung gearbeitet worden. Unterschiedliche Fensterfunktionen bedeuten aber nicht nur unterschiedliche Nebenzipfelunterdrückung, sondern auch unterschiedliche Impulsbreiten. Diese bestimmen wiederum die maximale Laufzeit- und damit auch die maximale Entfernungsauflösung. Diese größtmögliche Entfernungsauflösung entspricht der Höhenauflösung  $h$  des Volumenausschnittes beim Volumenrückstreuquerschnitt (Kap.2.1./Abb.2.2). Sie berechnet sich zu:

$$h = \frac{1}{2} c \cdot \Delta t_{Imp} = \frac{1}{2} c \cdot \frac{2,88}{\Delta f} \quad (4.11)$$

Bei einer Frequenzspanne von beispielsweise 20 MHz oder umgerechnet rund 6000 m Meßentfernung (bei 801 Punkten Auflösung) erreicht man damit eine Entfernungsauflösung von  $h=21,6$  m.

#### 4.2.4. Mittelwertbildung (Averaging)

Bei der Messung von statischen Objekten kann mit einer Mittelwertbildung von mehreren Messungen das Signal - Rauschverhältnis in etwa um den Betrag

$$\left. \frac{\Delta S}{N} \right|_{[dB]} = 10 \cdot \log (\text{Averaging Faktor}) \quad (4.12)$$

verbessert werden. Im Idealfall kann eine Verbesserung bis zu  $10 \cdot \log(4096) = 36$  dB erreicht werden. Diese Routine wirkt aber nur, wenn das Rauschen rein thermischer Natur ist. Sollte das Signal - Rauschverhältnis jedoch aufgrund von Kohärenzproblemen (zum Beispiel durch Driften aufgrund von Bauteilerwärmungen, nichtstationärem Verhalten der Strecke, etc.) gering sein, kann mit dieser Routine keine Verbesserung erzielt werden. Vor allem bei atmosphärischen Messungen (siehe Kap 2.2.4.) ist deshalb ein Einsatz der Averaging-Routine wegen der starken Meßzeitverlängerung nicht möglich.

### 4.3. Dynamische Ziele

In diesem Kapitel wird die Frage erörtert, wie sich bewegte Ziele mit dem VNA messen lassen. Hierzu wird dabei als erstes auf die Frage eingegangen was bei der Standardeinstellung des VNA vom ankommenden Signal erfaßt wird.

#### 4.3.1. Abtastrate bei Standardeinstellung des VNA

Es stellt sich die Frage, welchen Frequenzversatz zum ausgesendeten Signal detektiert der VNA in seiner Grundeinstellung gerade noch. Die folgende Betrachtung ist für den Ramp-Modus (Kap.4.2.2) gemacht worden, sie gilt aber entsprechend für den Step-Modus.

Die minimal einstellbare Sweep-Time berechnet sich nach Gleichung (4.4) zu

$$t_{\text{swp}} \geq \frac{\Delta f \cdot \tau}{100} \quad (4.13)$$

Da es genügt, die maximale Laufzeit des Signals in der Atmosphäre, die Größe des eindeutigen Bereichs der FFT anzupassen, ergibt sich mit  $\Delta t = \tau$  und Gleichung (4.9) eingesetzt in Gleichung (4.4) zu:

$$t_{\text{swp}} \geq \frac{\Delta f \cdot \Delta t}{100} = \frac{p-1}{100} \quad (4.14)$$

Nimmt man obige Minimalforderung und benützt das Gleichheitszeichen, so wird das ankommende Signal mit einer maximalen Frequenz von

$$\partial f = \frac{p-1}{t_{\text{swp}}} = 100 \text{ Hz} \quad (4.15)$$

abgetastet. Das bedeutet, daß bei Betrachtung von reinen Sinusschwingungen - hier werden drei Abtastpunkte bei einem  $2\pi$ -Phasendurchlauf benötigt - eine maximale Frequenz von 33,3 Hz erfaßt werden kann. Diese Frequenz ist zu gering um dopplerverschobene Empfangssignale aus der Atmosphäre zu messen.

### 4.3.2. Dopplereffekt

Hat ein Meßobjekt einen Geschwindigkeitsvektor entgegen der Ausbreitungsrichtung des Radarstrahls, so ist die empfangene Frequenz aufgrund des Dopplereffektes gegenüber der Sendefrequenz um den Betrag

$$\Delta f_D = f_0 \frac{2v_r}{c} \quad (4.16)$$

$\Delta f_D$	=	Frequenzversatz aufgrund des Dopplereffekts
$f_0$	=	Sendefrequenz
$v_r$	=	Geschwindigkeitsvektor <b>entgegen</b> der Ausbreitungsrichtung des Radarstrahls
$c$	=	Lichtgeschwindigkeit in Luft

verschoben. Bei denen in Mitteleuropa vorkommenden Geschwindigkeitsvektoren von atmosphärischen Tröpfchen (siehe Kap.2.2.3.) bedeutet das, daß Frequenzversätze bis zu 2 kHz zu erwarten sind (siehe Tabelle 4.4):

*Tab.4.4: Dopplerversatz bei  $f_0$  von 10,15 GHz*

$v_r$	m/s	5	10	15	20	25
	km/h	18	36	54	72	90
$\Delta f_D$	Hz	338	677	1015	1353	1692

Wie in Kapitel 4.3.1. dargestellt, kann mit der Standarteinstellung ein Dopplersignal nicht detektiert werden. Grundsätzlich gibt es trotzdem zwei Möglichkeiten den Frequenzversatz des Dopplereffektes zu kompensieren:

### 4.3.3. Frequenzversatz durch zweite Quelle

Der VNA bietet die Möglichkeit eine zweite Quelle mit einem definierten Frequenzversatz phasenkohärent zur ersten Quelle parallel laufen zu lassen, um so das Empfangsfenster bezüglich der Sendefrequenz zu verstimmen. Auf diese Art kann man den VNA mit einer anderen Frequenz ansteuern als die Sendeantenne und so einen Dopplerversatz im Empfangssignal kompensieren. Diese Möglichkeit stand jedoch kurzfristig, mangels zweiter Quelle, nicht zur Verfügung und deshalb ist im weiteren Verlauf der Arbeit die zweite Möglichkeit verfolgt worden:

### 4.3.4. Kompensation des Dopplereffektes durch Frequenzversatz beim Rampmodus

Aufgrund der Tatsache, daß beim Ramp-Modus durch die Laufzeit  $\tau$  des Signals in der Atmosphäre ein Frequenzversatz des Empfangsfensters gegenüber der Sendefrequenz auftritt

(siehe Abb.4.4), kann man diesen Frequenzversatz nützen, den Dopplereffekt zu kompensieren. Dies ist ein zentraler Unterschied zu einem gewöhnlichen FM-CW Radarverfahren. Während bei einem FM-CW Radar der Frequenzversatz verwendet wird um die Objektentfernung zu messen, wird hier den Frequenzversatz gebraucht um das dopplerverschobene Empfangssignal zu messen. Voraussetzung ist allerdings, daß das dopplerverschobene Signal in seiner Frequenz höher liegt, als das gesendete. Das wiederum bedeutet, daß man nur gegen die Hauptwindrichtung messen kann.

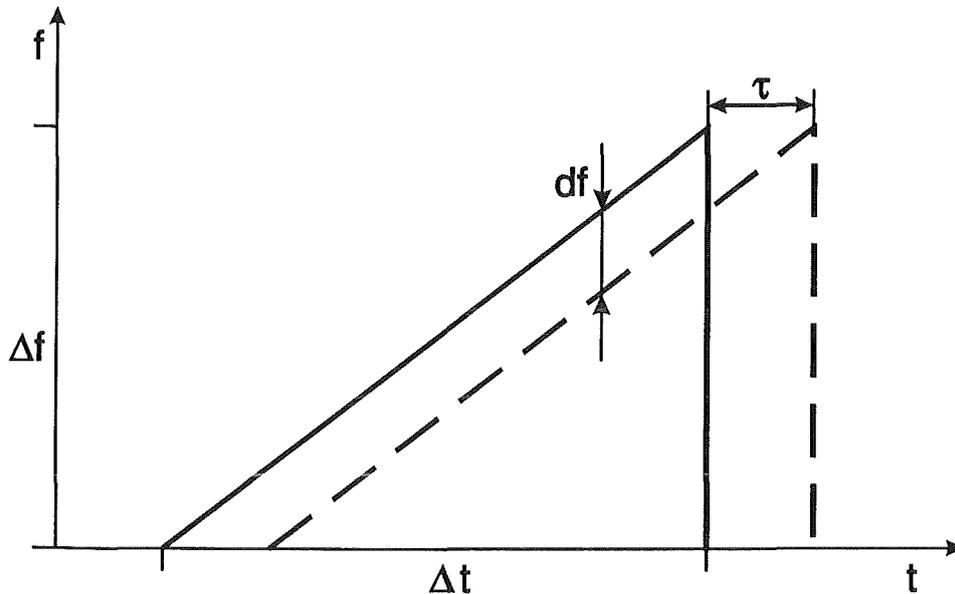


Abb.4.4: Frequenzversatz im Ramp-Modus des VNA

Folgende Gleichung muß also zur Messung von Dopplerkomponenten mit dem VNA erfüllt sein:

$$df - \Delta f_D = 0 \quad (4.17)$$

- df = Frequenzversatz durch Laufzeit
- $\Delta f_D$  = Frequenzversatz durch Dopplereffekt

Der Frequenzversatz durch die Laufzeit des Signals in der Atmosphäre berechnet sich zu:

$$df = \frac{\Delta f}{\Delta t} \tau \quad (4.18)$$

- $\Delta f$  = Frequenzspanne des Sendesignals
- $\Delta t$  = Sweep-Time des Ramp-Modus
- $\tau$  = Laufzeit des Signal in der Atmosphäre

Nimmt man beispielsweise die Laufzeit des Signals in der Atmosphäre zu  $4 \mu\text{s}$  an - das entspricht einer Meßentfernung von 600 m - und ein Dopplerversatz von 400 Hz, so

berechnet sich bei einem Frequenzhub von  $\Delta f = 20$  MHz die einzustellende Sweep-Time am VNA zu

$$\Delta t = \frac{\tau}{\Delta f_D} \cdot \Delta f = 200 \text{ ms} \quad (4.19)$$

Im allgemeinen ist jedoch weder die Größe des Dopplereffektes  $\Delta f_D$  noch die Entfernung und damit die Laufzeit  $\tau$  zum Meßobjekt in der Atmosphäre bekannt. Um deshalb das Optimum von  $\Delta f/\Delta t$  herauszufinden muß die Rampe sukzessive verändert werden (Abbildung 4.5). Die Messung, die das stärkste Signal aus der Atmosphäre enthält, stellt dieses Optimum dar.

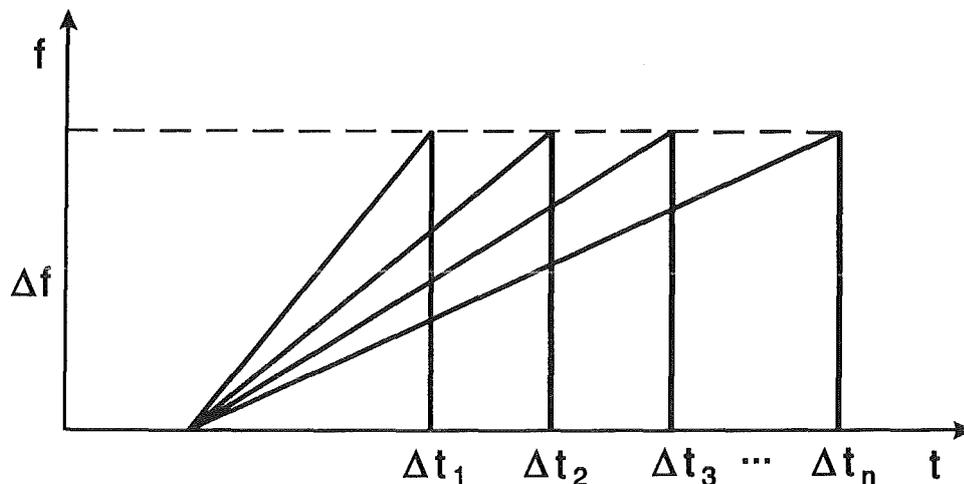


Abb.4.5: Veränderung der Rampe zum Feststellen der optimalen Sweep-Time

Im weiteren wird dann mit dieser optimalen Einstellung der Sweep-Time eine ganze Meßreihe aufgenommen. Es lassen sich jetzt - also die dopplerkompensierten Messungen - mit einer gewöhnlichen Mittelwertbildungsroutine (Averaging) bearbeiten um eine Verbesserung des Signal - Rauschverhältnisses zu bekommen. Ein zu großer Averaging-Faktor kann aber diese Verbesserung, aufgrund der atmosphärischen Veränderungen während der Meßdauer, diese Verbesserungen wieder zunichte machen.

## 5. Freiraummessungen

### 5.1. Meßstrategie

Betrachtet man die meteorologische Radargleichung aus Kapitel 2.1. (Gl.2.7)

$$P_E = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma_v \pi h \tan^2(\frac{\varphi}{2})}{(4\pi)^3 r^2} P_s \quad (5.1)$$

so fällt in erster Linie auf, daß hier die empfangene Signalleistung lediglich mit einer  $1/r^2$  Abhängigkeit abnimmt, während bei der gewöhnlichen Radargleichung eine  $1/r^4$  Abhängigkeit vorhanden ist. Die Begründung hierfür liegt in der Tatsache, daß mit zunehmender Meßentfernung der Volumensektor mit  $r^2$  anwächst und so sich ein  $r^2$  aus der gewöhnlichen Radargleichung (Gl.2.1) herauskürzt. Trägt man die berechnete Signalleistung über der Entfernung auf, so erhält man in Abhängigkeit der Meßentfernung und unter Berücksichtigung der Parameter des hier vorgestellten Meßsystems folgende Kurven (Abbildung 5.1):

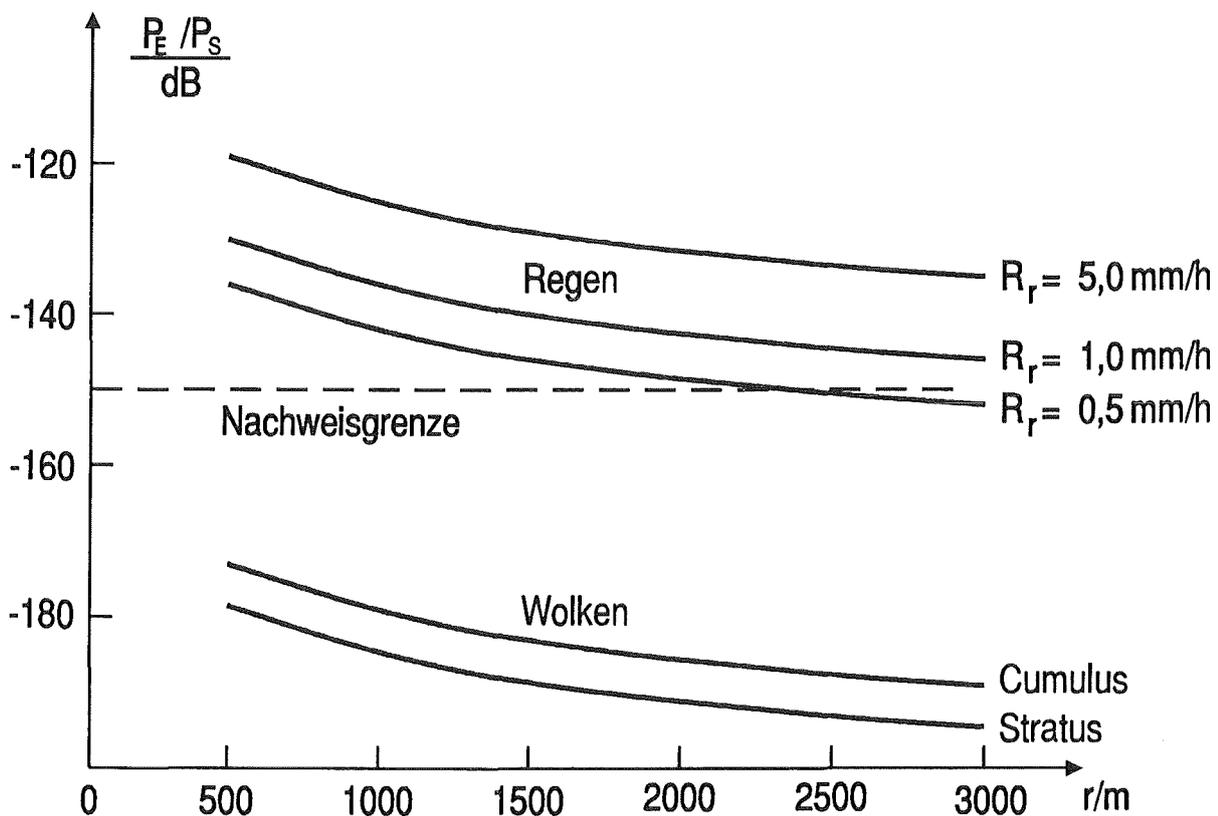


Abb.5.1: Empfangene Signalleistung bei Wolken und Regen

Folgende Parameter liegen der Rechnung zugrunde:

Wellenlänge $\lambda$	2,95 cm	Öffnungswinkel der Hauptkeule	3°
Gewinn der Antennen	36,4 dB	Höhe des Volumensektors	21,6 m

Die in Abbildung 5.1 eingezeichnete Nachweisgrenze ergibt sich aus der derzeitigen Rauschgrenze des Meßgerätes. Wie man an den Berechnungen sieht, ist es leider bei der hier vorgestellten Anlage nicht möglich Wolken zu detektieren. Um dies mit einer gleichartigen Anlage zu erreichen, sollte die Entkopplung zwischen den Antennen nochmals mindestens um 40 bis 50 dB verbessert, sowie die Vorverstärkung um denselben Betrag erhöht werden. Eine Lösungsmöglichkeit hierfür wäre beispielsweise ein rein bistatischer Aufbau mit einer großen Entfernung zwischen Sende- und Empfangsantenne auf einer Gebäudespitze, bei der sich keine störenden Objekte im Nahbereich befinden.

Um grundsätzlich eine Verbesserung des Signal - Rauschverhältnisses zu erhalten, sind immer ganze Serien von Einzelmessungen aufgenommen und abgespeichert worden. Durch Aufnahme von Einzelmessungen ist es möglich Fehlmessungen, die beispielsweise durch vorbeifahrende Lastkraftwagen verursacht werden, zu eliminieren. Die meisten Messungen wurden in südwestlicher bis westlicher Richtung mit einem Elevationswinkel zwischen 40° und 50° gegenüber der Erdoberfläche gemacht. Vorallem bei späteren Dopplermessungen mußte gegen die Hauptwetterrichtung gemessen werden um ein Verschieben des Dopplersignals zu höheren Frequenzen zu haben; denn nur diese konnten detektiert werden (siehe auch Kap.4.3.).

Für die ganze Meßwerterfassung und die Auswertung wurde auf einem externen Rechner ein spezielles Programm geschrieben, das auf die besonderen Bedürfnisse solcher Messungen zugeschnitten ist. Als Vergleichsdaten zu den Freiraummessungen standen lediglich Niederschlagsdaten zur Verfügung, die vom Institut für Meteorologie und Klimaforschung automatisch auf einer Meßstation im Kernforschungszentrum Karlsruhe erfaßt wurden.

Alle dargestellten Rechnungen und Messungen in diesem Kapitel haben zur Vereinheitlichung der Darstellung auf der Ordinate die Größe der empfangenen Signalleistung bezogen auf die Sendeleistung ( $P_E/P_S$ ) aufgetragen. Signalverstärkungen durch diverse Verstärker sind hierbei berücksichtigt. Aus diesem Grund sind auch alle Grafiken auf relative dB und nicht auf absolute dBm geeicht.

## 5.2. Ergebnisse im Frequenzbereich

Betrachtet man den empfangenen Signalpegel ohne eine FFT durchzuführen, also im Frequenzbereich, so kann man hieraus nur die Größenordnung des ankommenden Signals bestimmen. Wichtig jedoch ist, daß dieses nicht zu groß wird, weil man sonst Gefahr läuft, das Test-Set mit dem Eingangspegel zu überlasten und damit interne Bauteile zerstören könnte. Da dieser Pegel im wesentlichen durch das Übersprechen sowie durch Nahbereichsreflexionen zustandekommt, kann man diesen Pegel nicht durch Gating oder Averaging verbessern. Darüber hinaus lassen sich aus der Darstellung des Frequenzbereiches keine weiteren Schlüsse ziehen. Erst eine komplexe Fouriertransformation bringt die Entfernungsinformation, die in der Phase steckt, zur Darstellung. In Abbildung 5.2 ist das

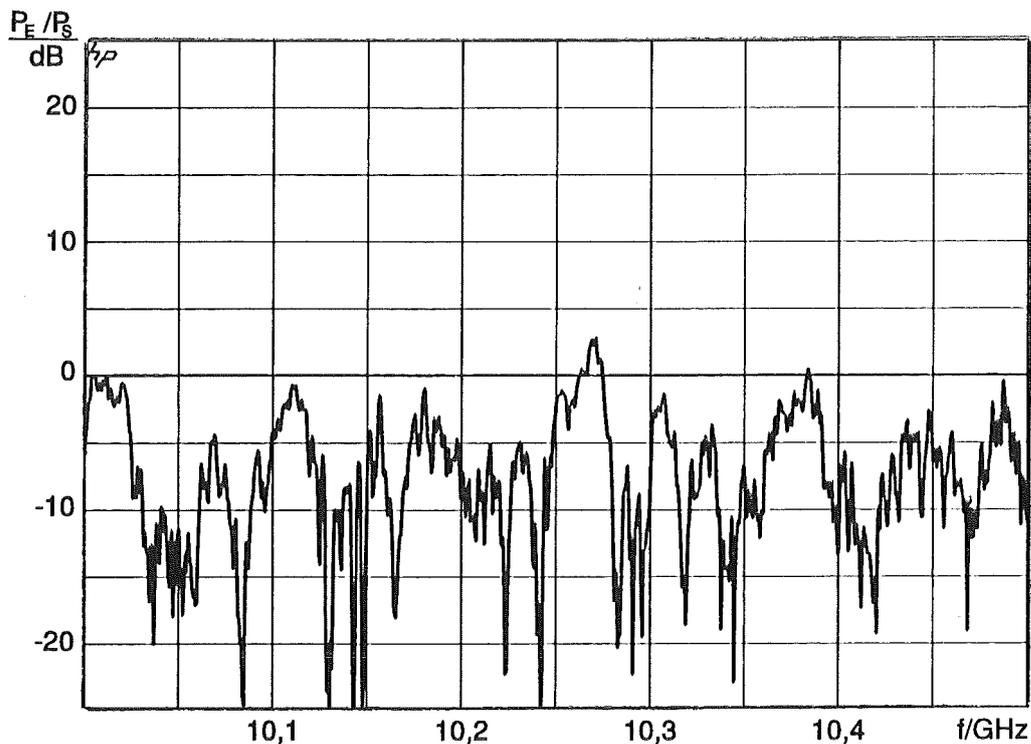


Abb.5.2: Meßergebnis im Frequenzbereich

rückgestreute Signal dieser Anlage über den ganzen zur Verfügung stehenden Frequenzbereich dargestellt. Man erkennt, daß der empfangene Signalpegel in der Größenordnung des gesendeten liegt, und deshalb ist es bei dieser Anlage nicht möglich durch weitere Verstärkung die Meßdynamik zu verbessern. Die absolute Größenordnung der Pegel ist in Abbildung 5.3 dargestellt, wobei die angegebenen Werte nur als Richtwerte zu betrachten sind und durchaus um bis zu 10 dB schwanken können.

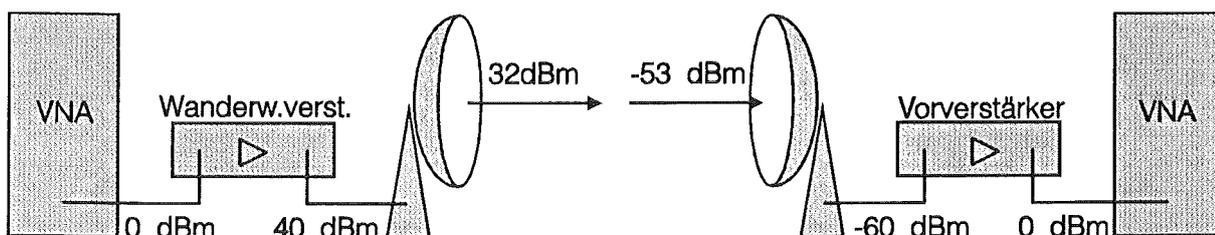


Abb.5.3: Größenordnung der Pegel

### 5.3. Stationäre Ziele : Referenzstrecke

Es konnte im wesentlichen nur der meteorologische Meßturm, ausgehend vom derzeitigen Standort, gut reproduzierbar gemessen werden. Der 200 m hohe Meßturm ist von der Anlage lediglich im oberen Drittel sichtbar, wobei die direkte Entfernung rund 700 m beträgt. In Abbildung 5.4 ist die Messung dieser Referenzstrecke dargestellt. Deutlich zu erkennen ist

das Überkoppeln im Nahbereich, sowie die Reflexion vom Messturm in rund 700 m Entfernung. Desweiteren ist auf dieser Messung die Rauschgrenze zu erkennen, mit:

$$\frac{P_E}{P_S} = -150 \text{ dB} \quad (5.2)$$

Da der VNA ab Ausgang Test-Set mißt, die Entfernung aber erst ab den Standpunkt der Antennen gemessen werden muß, ist die r-Skala nicht deckungsgleich mit der x-Achse der Messung.

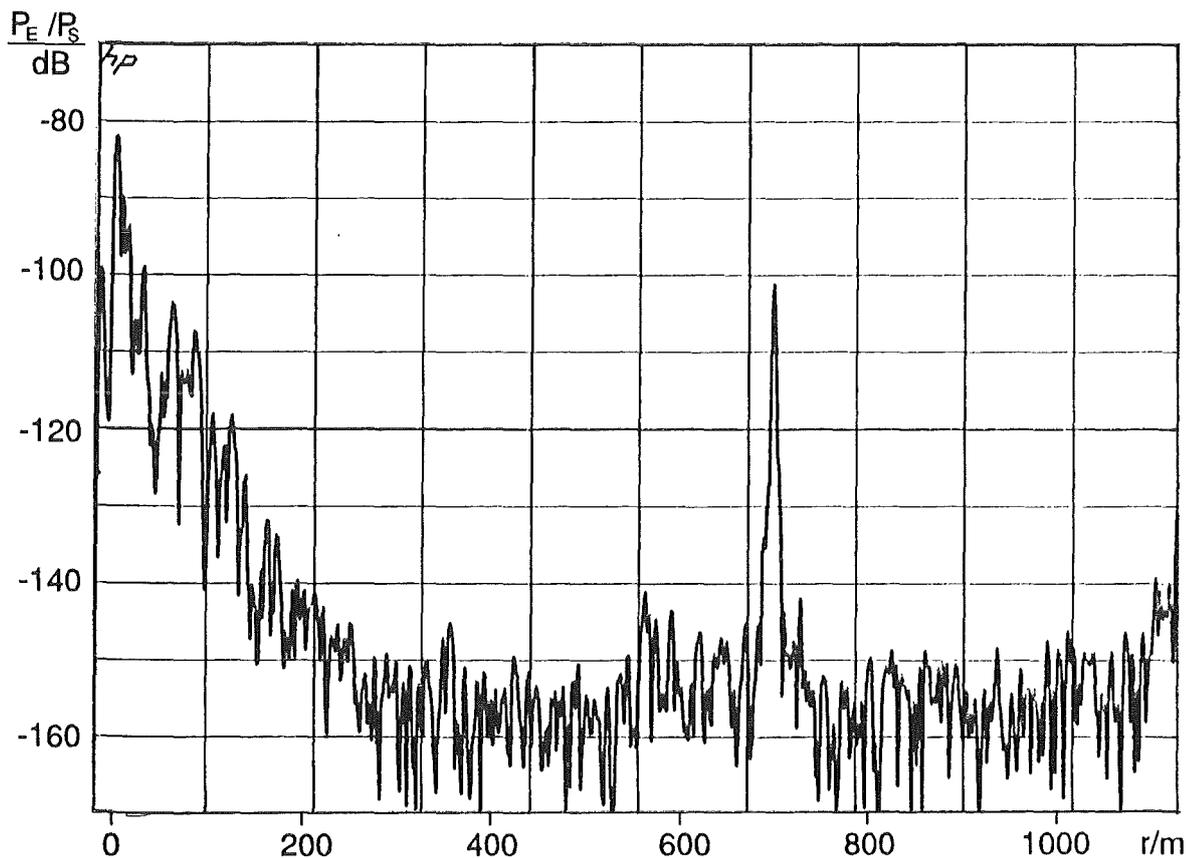


Abb.5.4: Messung der Referenzstrecke

zugehörige Meßparameter:

Mittenfrequenz	10,15 GHz	Punkteanzahl	801
Frequenzspanne	100 MHz	Averaging Faktor	128

## 5.4. Bestimmung von Systemparametern

Mit Hilfe der Referenzstrecke ist es gelungen einige Systemparameter zu bestimmen:

- 1.) Horizontale Richtcharakteristik der Hauptkeule:** Die Antennenanlage wurde so auf den Messturm ausgerichtet bis ein maximales rückgestreutes Signal zu empfangen war. Hiernach ist nun die Anlage horizontal geschwenkt und dabei die ankommende

Signalstärke des Meßturms aufgenommen worden. Die Breite der Hauptkeule hat sich ungefähr zu  $\varphi=3^\circ$  (Abb.5.5) ergeben.

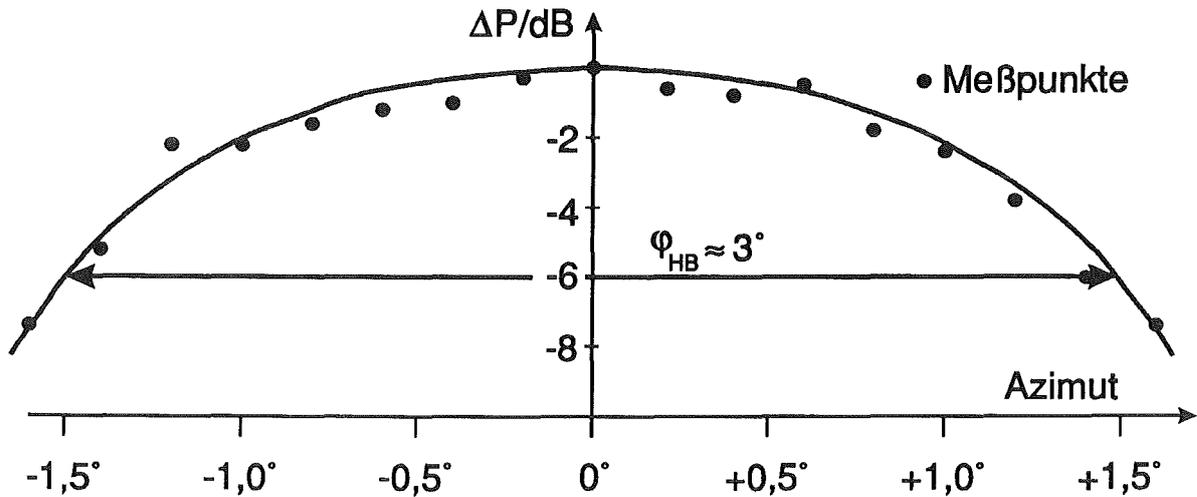


Abb.5.5: Richtcharakteristik der Hauptkeule

2.) **Gewinn der Antennen:** Durch eine Abschätzung des Rückstreuquerschnittes von  $\sigma=10m^2$  des Meßturms (Größe des Cornerreflektors) konnte der Gewinn der Antennen zu

$$G = 4\pi r^2 \sqrt{\frac{4\pi P_E}{\lambda^2 \sigma P_s}} = 36,4 \text{ dB} \quad (5.3)$$

berechnet werden.

## 5.5. Dynamische Ziele

Der bei bewegten Zielen vorkommende Dopplereffekt ist ausführlich in Kapitel 4.3 behandelt worden. Im folgenden werden die Meßergebnisse, einerseits von Messungen des Spektrums des ankommenden Radarsignals, andererseits von atmosphärischen Messungen, die durch eine Kompensation des Frequenzversatzes aufgrund vom Dopplereffekt gemacht worden sind, dargestellt.

### 5.5.1. Spektrum

Abbildung 5.6 zeigt eine Messung, die mit einem Spektrumanalysator aufgenommen worden ist. Die Sendefrequenz ist dabei auf 10,15 GHz Dauerstrich eingestellt gewesen, um so das empfangene Spektrum darstellen zu können. Gestrichelt ist hierzu das Eingangsfilter des Spektrumanalysators gekennzeichnet.

Der in dieser Zeichnung nicht dopplerverschobene Anteil resultiert aus sämtlichen stationären Radarsignalen wie Überkoppeln, Nahbereichsreflexionen und Reflexionen an Gebäuden, Kraftfahrzeugen, Bäumen, etc. Der hiervon rechts liegende dopplerverschobene Anteil

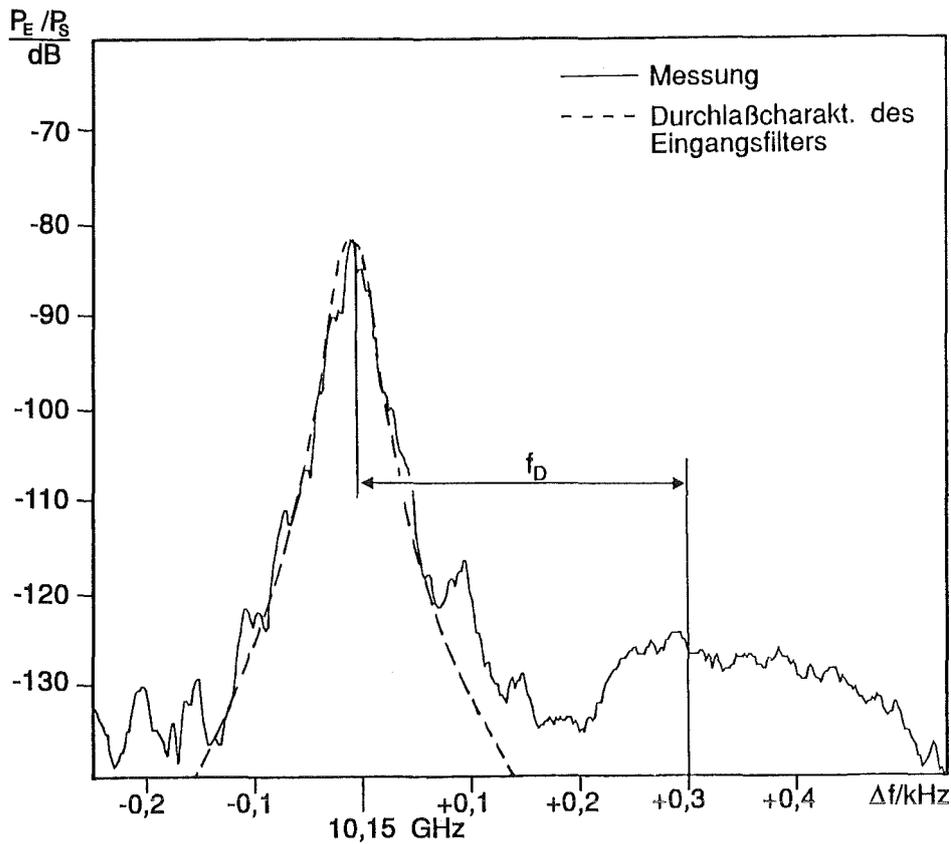


Abb.5.6: Messung des Spektrums bei der festen Sendefrequenz 10,15 GHz

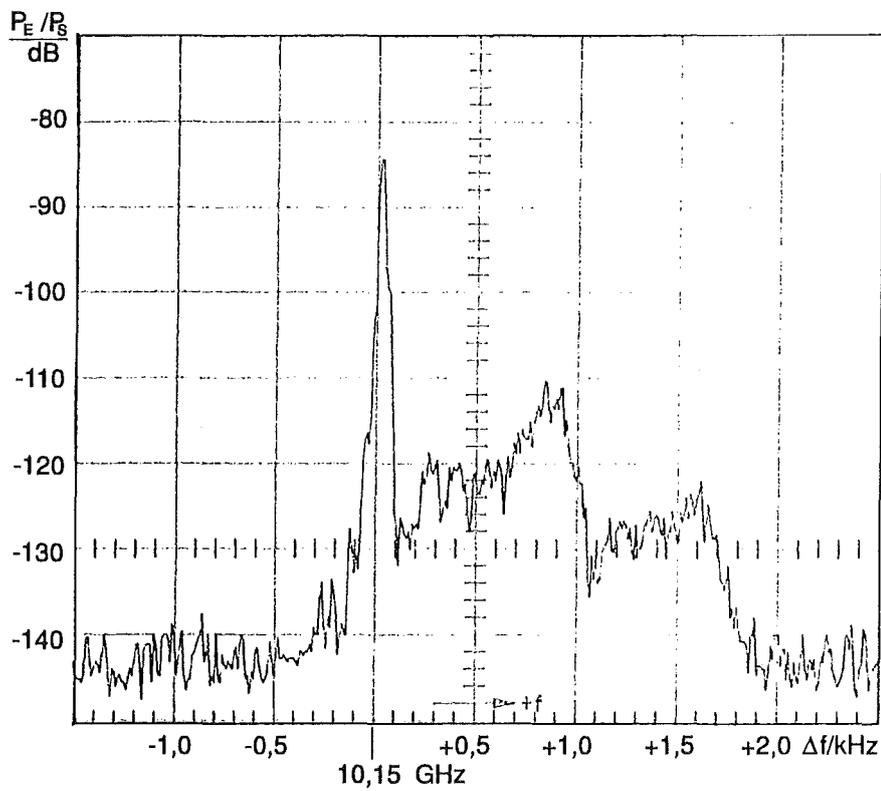


Abb.5.7: Messung eines Dopplerspektrums mit zwei Geschwindigkeitskomponenten

kommt aus dem Radarecho der Atmosphäre. Dieser Anteil wird, wie in Kapitel 4.3.1. beschrieben, nicht mit dem VNA detektiert. Lediglich durch Kompensation - beispielsweise um den Betrag  $f_D$  - mit dem Verfahren, wie in Kapitel 4.3.4. dargestellt, läßt sich dieser dopplerverschobene Signalanteil mit dem VNA detektieren.

Daß bei der Untersuchung des Dopplereffektes durchaus nicht nur eine Hauptkomponente festgestellt werden kann, zeigt Abbildung 5.7. Man erkennt hier zwei Geschwindigkeitskomponenten im Dopplersignal, was darauf schließen läßt, daß zum Zeitpunkt der Messung mehrere Windschichtungen in der Atmosphäre vorlagen.

### 5.5.2. Atmosphärische Messungen

Wird mit dem Verfahren, wie es in Kapitel 4.3.4. dargestellt worden ist, der Radarrückstreuquerschnitt der Atmosphäre bei einer Regenschauer mit einer Regenrate von  $R_r = 1,26$  mm/h gemessen, erhält man die Kurve wie sie in Abbildung 5.8 und 5.9 dargestellt ist.

Auf beiden Abbildungen erkennt man deutlich den erhöhten Rückstreuquerschnitt bis zu einer Höhe von etwa 1200 m. Hier war also zum Zeitpunkt der Messung eine atmosphärische Grenzschicht vorhanden. Unter der idealisierten Voraussetzung von gleichverteilten Regentropfen in der Atmosphäre heißt das, daß oberhalb von zirka 1200 m zu diesem Zeitpunkt kein Regen mehr gefallen ist.

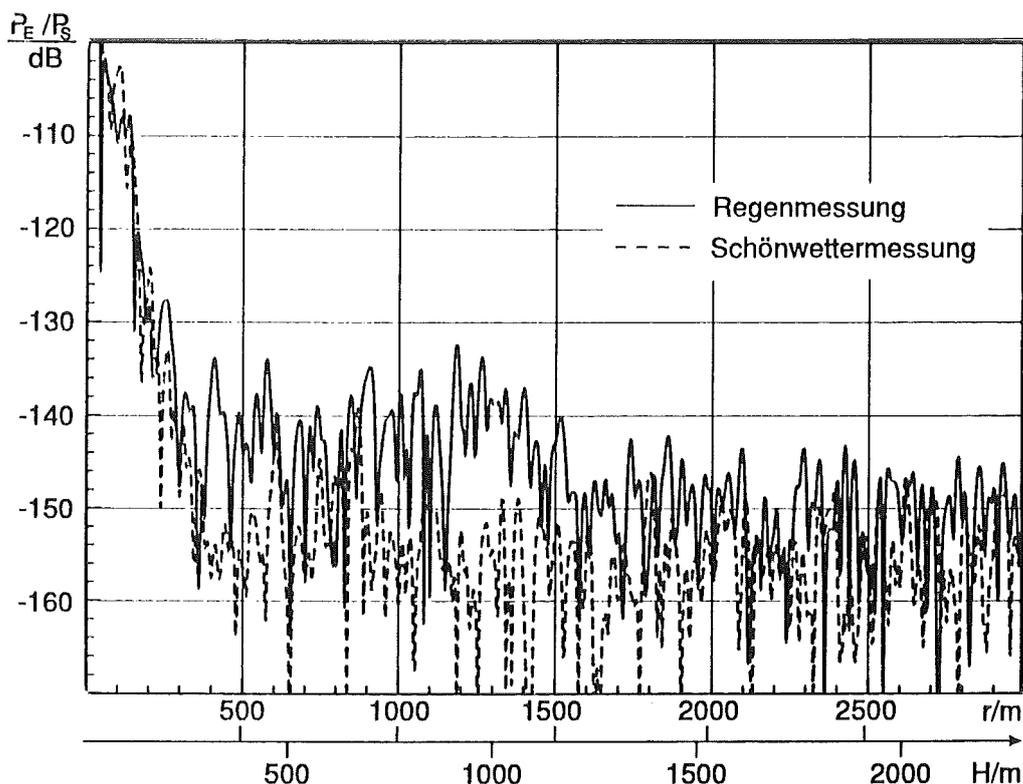


Abb.5.8: atmosphärische Messung durch Kompensation des Dopplereffektes

Meßparameter:

Mittenfrequenz	10,15 GHz	Punkteanzahl	801
Frequenzspanne	20 MHz	Averaging Faktor	20

Zusätzlich zu der Meßkurve ist in Abbildung 5.8 eine auf dieselbe Art aufgenommene Kurve bei klarem Himmel ohne Wolken dargestellt. Der Vergleich mit der Regenmessung bestätigt die Aussage, daß oberhalb von rund 1200 m ein deutlicher Abfall des Radarrückstreuquerschnittes zu beobachten war und somit zu diesem Zeitpunkt oberhalb dieser Grenze kein Regen mehr gefallen ist. In Abbildung 5.9 enthält neben der Messung noch eine Kurve, die sich aus der Menge des zu dem Zeitpunkt der Messung gefallenen Regens berechnen läßt. Beide Kurven liegen in derselben Größenordnung womit die meteorologische Radartheorie aus Kapitel 2 bestätigt wird. Man beachte jedoch, daß die Radarmessung eine Zeitpunktmessung ist, während die Niederschlagsmessung eine Zeitraummessung mit einem Intervall von 10 Minuten darstellt.

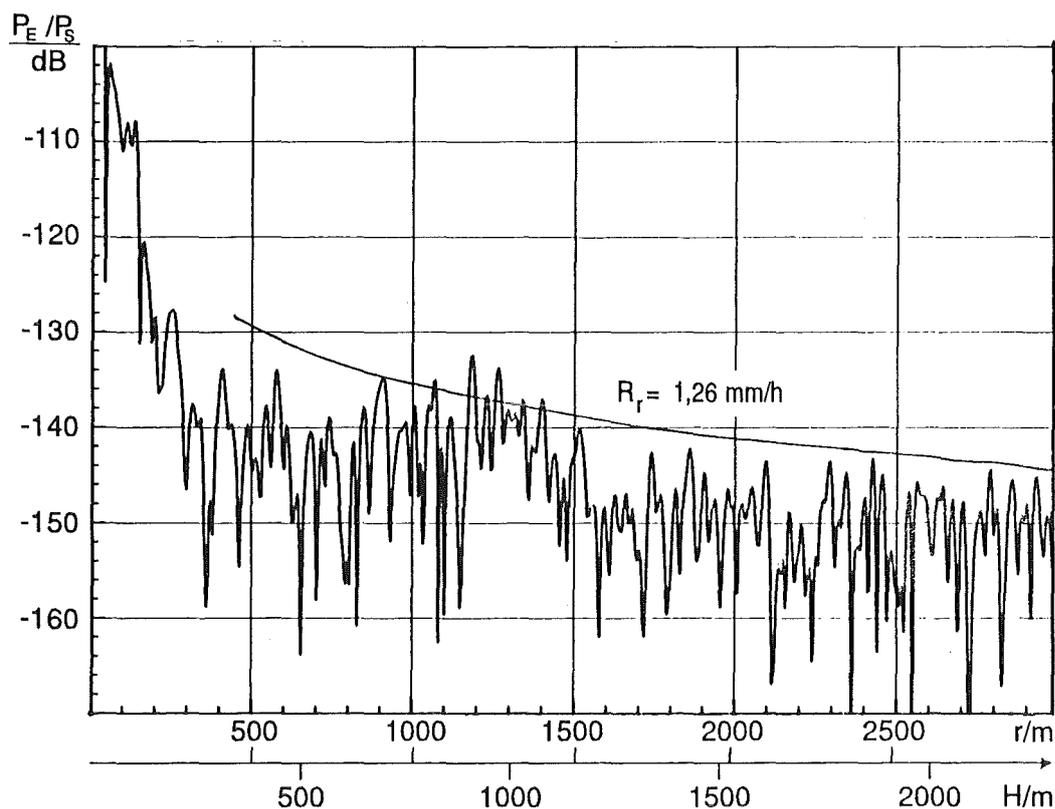


Abb.5.9: Vergleich Messung - Rechnung (vom 2.3.92 11<sup>10</sup> Uhr)

### 5.5.3. Meßergebnisse durch Mittelung der Differenz von Messungen

Da beim kohärenten Meßverfahren die Averaging-Routine bei atmosphärischen Messungen versagt, ist es denkbar, daß durch eine arithmetische Mittelung der Differenz von Messungen eine Verbesserung des Signal - Rauschverhältnisses erreicht wird. Bei diesem Verfahren wird die Differenz von jedem Meßpunkt von zwei Radarmessungen gebildet. Diese Differenzen werden dann unter Verwendung einer Averaging-Routine gemittelt. Abbildung 5.10 stellt das Mittelungsergebnis von 44 Meßdifferenzen dar. Da diese Meßkurven im Step-Modus aufgenommen worden sind, erhält man bei atmosphärischen Messungen für eine einzelne Kurve Meßzeiten die im Bereich von 20 bis 40 Sekunden liegen. Diese Zeit ist wesentlich länger als die Kohärenzzeit der Atmosphäre (Kap.2.2.4). Jede Messung ist deshalb von vornherein mit

einem Meßfehler behaftet, der sich nicht mehr aus den Ergebnissen herausrechnen läßt. In Abbildung 5.10 ist deshalb kein zufriedenstellendes Ergebnis zu sehen.

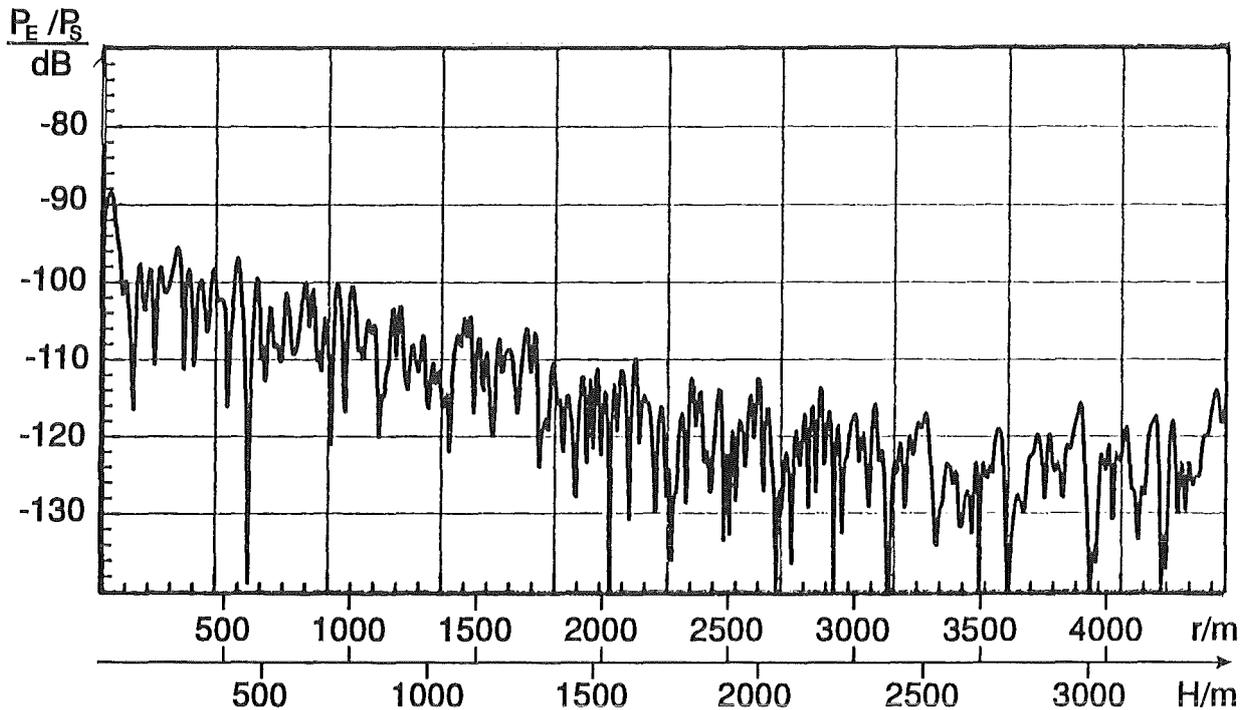


Abb.5.10: Ergebnis durch Mittelung der Differenz kohärenter Messungen

Meßparameter:

Mittenfrequenz	10,15 GHz	Punkteanzahl	801
Frequenzspanne	15 MHz	Averaging Faktor	44

## 5.6. Messungen mit kreuzpolarisierten Antennen

Alle bisher dargestellten Messungen wurden mit gleichpolarisierten Sende- und Empfangsantennen durchgeführt. Der H-Vektor war dabei parallel zur Erdoberfläche orientiert. In der folgenden Messung wurde nun die Empfangsantenne in ihrer Polarisationsrichtung um 90° gedreht. Unter der Annahme, daß die Atmosphäre in allen Polarisationsrichtungen gleichartig zurückstret, könnte mit dieser Maßnahme eventuell das Überkoppeln und die Nahbereichsreflexionen reduziert und so eine erhöhte Meßdynamik erzielt werden (siehe auch Kap. 3.2.).

Abbildung 5.11 zeigt nun eine Messung der Referenzstrecke mit kreuzpolarisierten Antennen. Zum Vergleich ist gestrichelt die Messung mit kopolarisierten Antennen dargestellt. Man sieht, daß die Nahbereichsreflexionen deutlich geringer ausfallen als bei der kopolarisierten Messung, während das Überkoppeln zwischen Sende- und Empfangsantenne in etwa gleich groß ist. Eine gezielte Dämpfung der überkoppelnden Wege ließ sich wegen deren großen Anzahl nicht erreichen. Es konnte somit auch keine Verbesserung der Meßdynamik erzielt werden.

In Abbildung 5.11 ist desweiteren zu erkennen, daß die kreuzpolarisierte Rückstreu- charakteristik des Meßturms bis auf wenige dB gleich hoch ist wie die kopolarisierte, obwohl der Cornerreflektor als rückstreuendes Objekt nicht wirkt. Dies ist trotzdem verständlich, da der Meßturm überwiegend aus diagonalen Strukturen besteht, die polarisationsdrehend wirken.

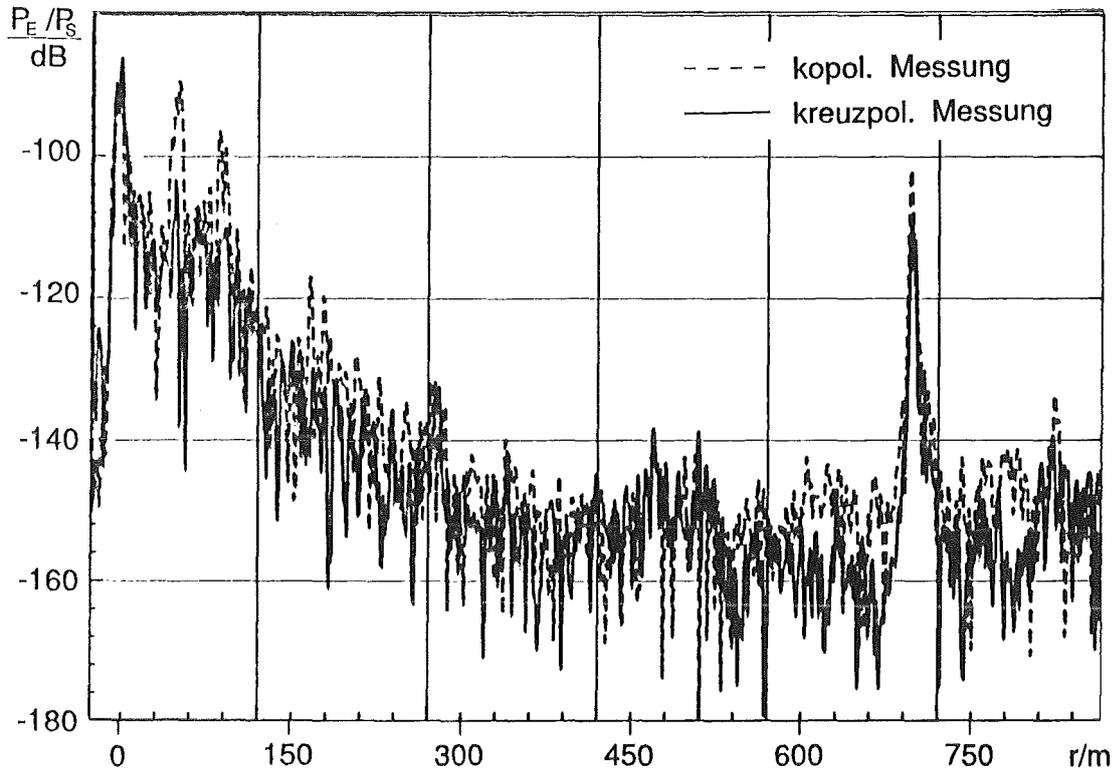


Abb.5.11: Ko- und kreuzpolarisierte Messung der Referenzstrecke

Meßparameter:

Mittelfrequenz	10,15 GHz	Punkteanzahl	801
Frequenzspanne	100 MHz	Averaging Faktor	1

## 6. Zusammenfassung

### 6.1. Endergebnisse

Im Laufe dieser Diplomarbeit wurde mit relativ geringem technischen Aufwand ein Radarsystem unter Verwendung des vektoriellen Netzwerkanalysators aufgebaut. Außerdem wurde eine Referenzstrecke eingerichtet, mit der man einige Systemparameter bestimmen konnte. Die Meßdynamik des VNA ist um rund 70 dB auf 150 dB verbessert worden, und es war somit möglich auch schwach rückstreuende Objekte zu detektieren.

Etliche Einstellungen am VNA konnten für Distanzmessungen über große Entfernungen bestimmt und deren physikalischen und mathematischen Wirkungsweisen nachvollzogen werden. Feststehende Ziele, wie der Referenzturm, sind mit diesem Radarsystem eindeutig nachgewiesen worden. Untersuchungen mit kreuzpolarisierten Antennen haben gezeigt, daß zwar die Nahbereichsreflexionen deutlich geringer geworden sind, daß aber die Überkopplung von der Sende- zur Empfangsantenne nicht wesentlich reduziert werden konnte.

Durch spektrometrische Messungen der Atmosphäre ist der Dopplereffekt nachgewiesen worden. Mit dem Einsatz des Ramp-Modus des VNA ist eine Kompensation einer Dopplerkomponente erreicht worden. Aufgrund dieser Kompensation konnten schließlich atmosphärische Schichtungen nachgewiesen und deren Höhen bestimmt werden.

### 6.2. Ansatzpunkte für Weiterentwicklungen

Es ergeben sich im wesentlichen vier Ansatzpunkte zur Weiterentwicklung:

- 1.) **Entkopplung:** Die in dieser Arbeit relativ schlechte Entkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne könnte beispielsweise durch einen echt bistatischen Aufbau auf einem hohen Gebäude zur Eliminierung von Nahbereichsreflexionen wesentlich verbessert werden. Hierdurch ließe sich die Meßdynamik des VNA sicher noch steigern und somit auch noch schwächere atmosphärische Objekte detektieren.
- 2.) **Dopplereffekt:** Der in dieser Arbeit nachgewiesene Dopplereffekt bei atmosphärischen Partikeln könnte beispielsweise mit einem Spektrumanalysator noch genauer untersucht werden. Denkbar wäre beispielsweise die Entwicklung einer Meßtechnik zum Erstellen von Windprofilen der Atmosphäre.
- 3.) **Polarisation:** Durch Auswertung von unterschiedlichen Polarisierungsebenen könnte man weitere Informationen über das Verhalten und den Aufbau der Atmosphäre erhalten. Denkbar hierfür wäre ein Aufbau eines Radarsystems mit umschaltbarer Polari-

sationsrichtung sowie einer Einrichtung, die auch zirkular polarisierte Wellen senden und empfangen könnte.

**4.) mathematische Auswertung:** Die Meßergebnisse dieser Arbeit sind, ausgenommen einer Averaging-Routine, keiner zusätzlichen mathematischen oder statistischen Auswertung unterworfen worden. Es könnten deshalb durchaus noch etliche Informationen in den Daten sein, die beispielsweise erst durch eine Autokorrelationsfunktion sichtbar werden.

Wegen des engen Zusammenhanges zwischen den einzelnen denkbaren Entwicklungsmöglichkeiten sollte doch an mehreren Ansatzpunkten gleichzeitig weiterentwickelt werden. Auf diese Art könnte man einen hohen Erkenntnisstand akkumulieren.

## 7. Anhang

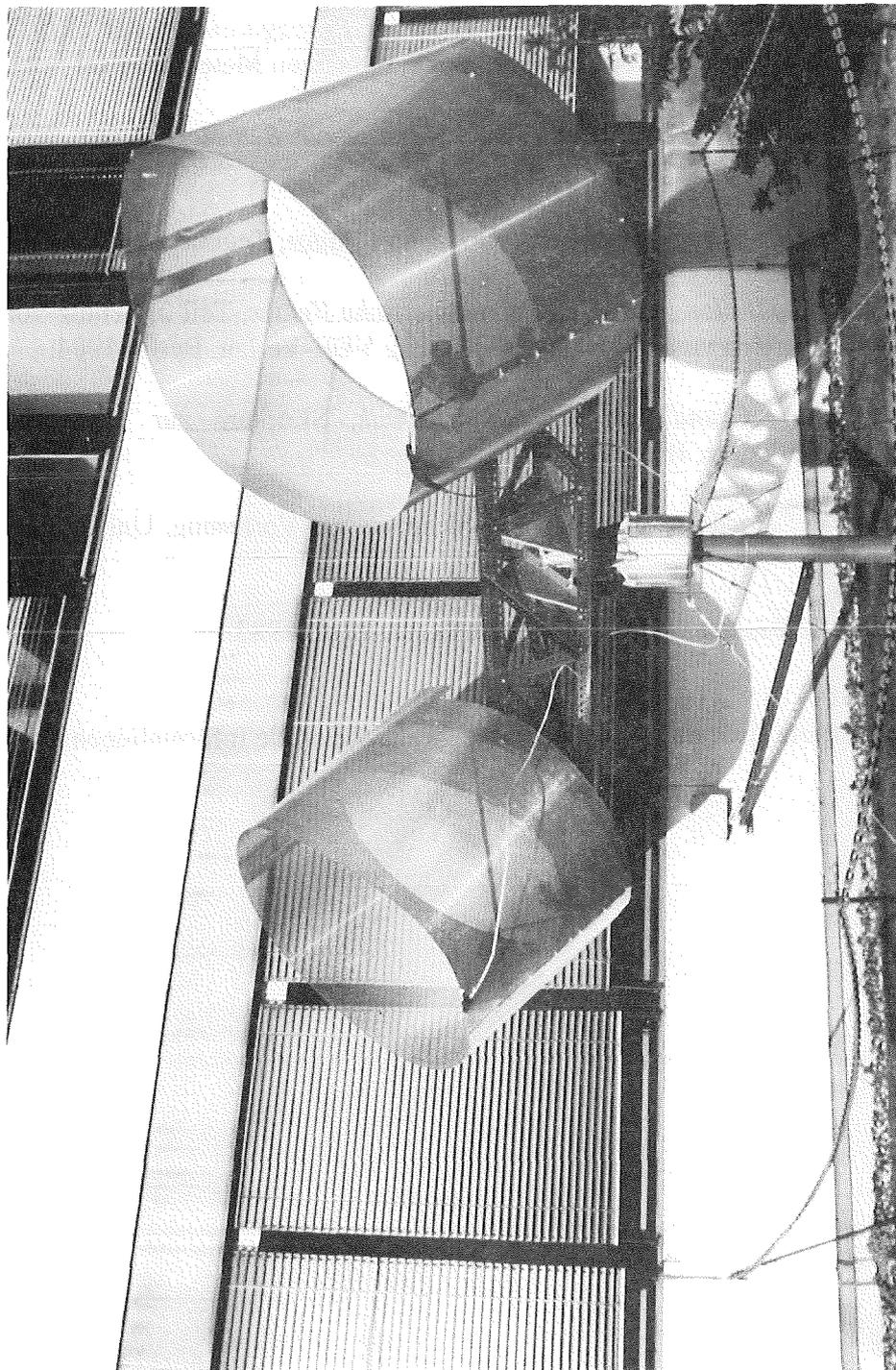
### 7.1. Literaturverzeichnis

- [1] Atlas, D.: *Radar in Meteorology*, chapter 20a, p.199-229, American Meteorological Society, Boston 1990
- [2] Bogush, A.J.: *Radar in the Atmosphere*, Artech House, 1989
- [3] Brigham, E.O.: *FFT: schnelle Fourier - Transformation*, Oldenbourg, 1982
- [4] Currie, N.C.; Brown, C.E.: *Principles and Applications of Millimeter-wave Radar*, Artech House, 1987
- [5] Detlefsen, J.; Marko, H.: *Radartechnik*, Springer, 1989
- [6] Frucht, A.H.; Krause, N.; Nimtz, G.; Schäfer, H.: *Die Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf den Menschen (1 kHz ... 1000 GHz)*, Institut zur Erforschung elektrischer Unfälle der Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik, Köln, Med. - techn. Bericht, 1984
- [7] Hauf, T.; Wendling, P.; Kriebel, K.-T.: *Wolken, Klima und Umwelt*, Physik in unserer Zeit, 22. Jahrg.1991, Nr.2, S.59-73
- [8] Hewlett Packard: *HP 8510 C Operating and Programming*, Ed.1, 1991
- [9] Hewlett Packard: *Keyword Dictionary*, Ed.1, 1991
- [10] Meischner, P.: *Neue Entwicklungen der meteorologischen Radartechnik*, Promet - Meteorologische Fortbildung, 21. Jahrg., Nr.1/2, 1991
- [11] Johnson, R.C.; Jasik, H.: *Antenna Engineering Handbook*, 2.ed., McGraw Hill, 1984
- [12] Kammeyer, K.D.; Kroschel, K.: *Digitale Signalverarbeitung*, Teubner, Stuttgart 1989
- [13] Ligthard, L.P.; Nieuwkerk, L.R.: *An X-Band solid-state FM-CW weather radar*, IEE Proceedings, Vol.137, p.418-426, Dec.1990
- [14] Pehl, E.: *Mikrowellentechnik*, 2.Aufl., Springer, 1987
- [15] Rinehart, R.E.: *Spurious Velocities in Doppler Radar Data Caused by a Moving Antenna Feedhorn*, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, Vol.8, American Meteorological Society, 1991
- [16] Rüster, R.; Klostermeyer, J.; Czechowsky, P.; Schmidt, G.: *VHF-Radarmessungen in der Atmosphäre*, Promet - Meteorologische Fortbildung, 21. Jahrg., Nr.1/2, 1991
- [17] Sauvageot, H.: *Radar Meteorology*, Artech House, 1992

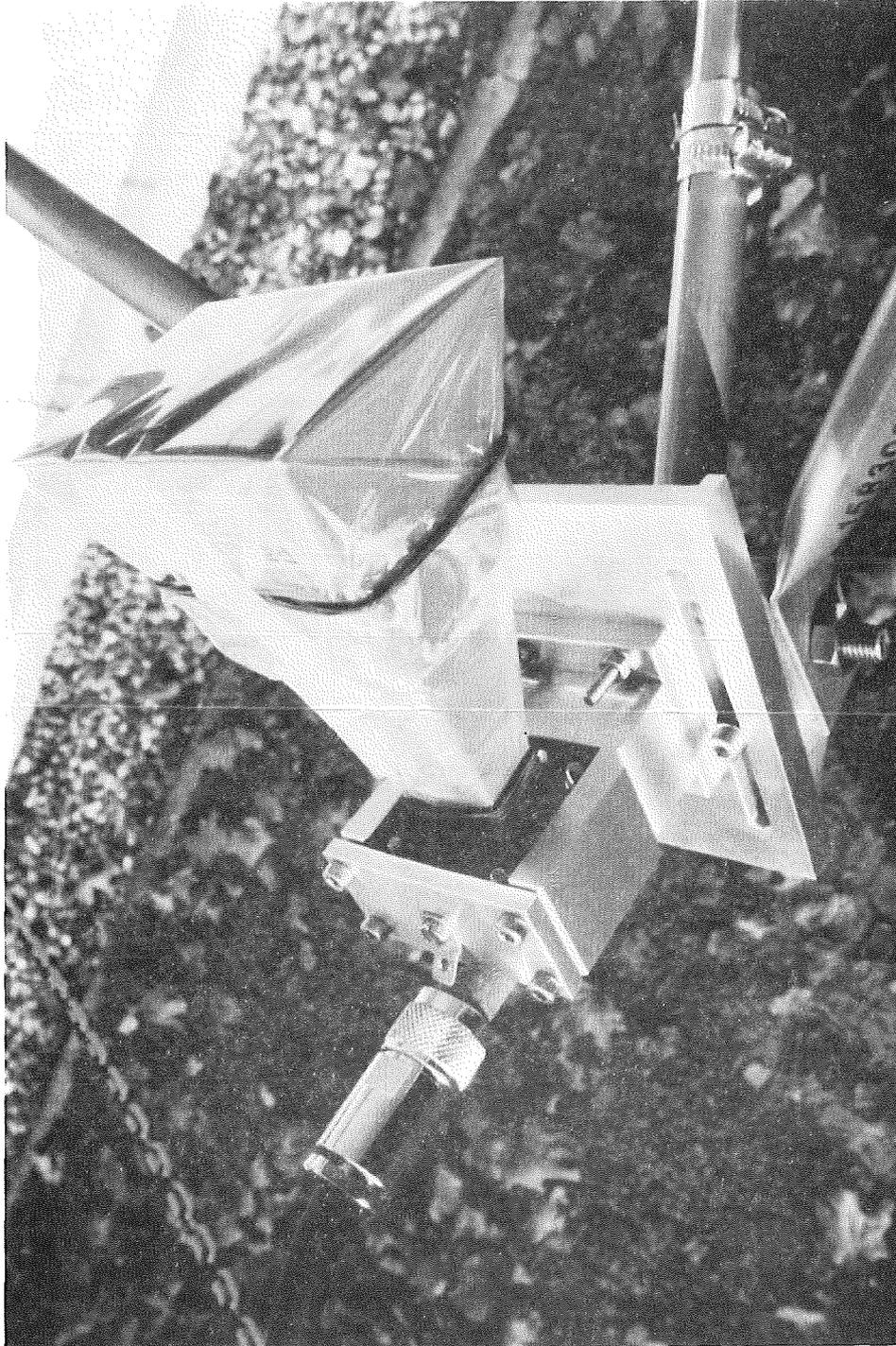
- [18] Schwab, A.J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer, 1990
- [19] Tan, J.; Holt, A.R.; Hendry, A.; Bebbington, D.H.O.: *Extracting Rainfall Rates from X-band CDR Radar Data by Using Differential Propagation Phase Shift*, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, Vol.8, American Meteorological Society, 1991
- [20] Ulaby, F.T.; Moore, R.K.; Fung, A.K.: *Microwave Remote Sensing*, Vol.1, Artech House, 1981
- [21] Unger, H.-G.: *Hochfrequenztechnik in Funk und Radar*, Teubner, Stuttgart 1972
- [22] VDE 0848: *Gefährdung durch elektromagnetische Felder*, Teil 2, Schutz von Personen im Frequenzbereich von 10 kHz bis 3000 GHz, VDE-Verlag, Berlin 1984
- [23] Wiesbeck, W.: *Grundlagen der Radartechnik*, Skriptum zur Vorlesung, 2.Aufl., Universität Karlsruhe, IHE, 1990
- [24] Wiesbeck, W.: *Hochfrequenztechnik II*, Skriptum zur Vorlesung, Universität Karlsruhe, IHE, 1990
- [25] Wolf, H.: *Nachrichtenübertragung*, 2.Aufl., Springer, 1987

Nicht im Text zitierte Literaturhinweise sind als weiterführende Informationen anzusehen.

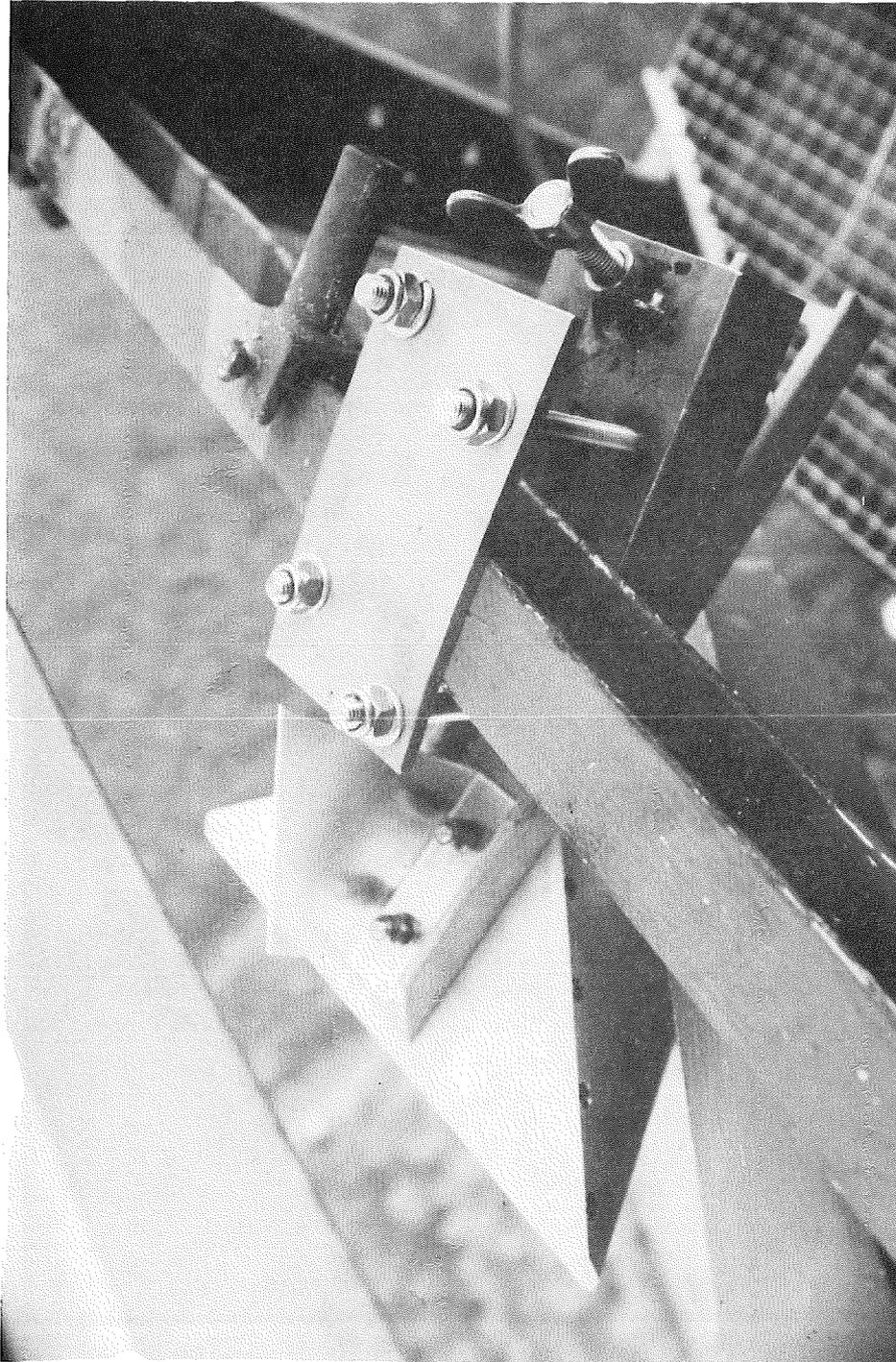
## 7.2. Aufbau des Meßsystems



*Ansicht der Parabolspiegel*



*Aufhängung des Speisehorns*



*Cornerreflektor am Meßturm in 200 m Höhe*

### 7.3. Meß- und Auswerteprogramm

Zur Unterstützung der Messungen sowie zur Speicherung und Auswertung der Daten wurde auf einem HP 9836 Rechner, der über einen IEEE Bus an den VNA (HP 8510 C) angeschlossen worden ist, ein Programm in HP Basic 5.0 geschrieben.

Hauptprogramm													
HP8510C Parameter setzen	Messung			Auswertung									
	Einzel	Dauer	Daten	Daten überlagern		Mathematik		Graphik					
	Daten speichern	Catalog	Laden	Catalog	Laden	Averaging	Differenz Averaging	x-Achse	y-Achse	Gitter	Rahmen	Plotter	

Blockschaltbild des Radarmeß- und Auswerteprogrammes

Das Hauptprogramm ist hierbei in drei Teilprogrammen unterteilt worden: eins zur Einstellung aller notwendigen Systemparameter des HP 8510 C, das zweite zur Durchführung von Messungen und das letzte zur Darstellung der gemessenen Daten.

Die VNA-Parameter, die im ersten Teil des Programmes eingestellt werden können, sind:

Parameter	Standardeinstellung	Parameter	Standardeinstellung
Startfrequenz	10,14 GHz	Stopfrequenz	10,16 GHz
Anzahl der Punkte	801	gesendete Leistung	0 dBm
Domain-Bereich	Time Band Pass		

wenn Time Band Pass eingestellt ist, zusätzlich noch:

Parameter	Standardeinstellung	Parameter	Standardeinstellung
Startzeit	0 µs	Stopzeit	20 µs
Fensterung	maximal		

Zur Durchführung von Messungen ist ein Unterprogramm geschrieben worden, das zum einen eine einzelne Messung erlaubt, zum anderen aber auch die Aufnahme ganzer Meßreihen zuläßt. Man kann neben der Anzahl der Messungen pro Serie auch die Sweep-Time jeder einzelnen Messung verändern. Hierdurch ist es möglich die optimale Sweep-Time bezüglich des dopplerverschobenen Empfangsignals aus der Atmosphäre herauszufinden. Einstellbare Parameter zur Durchführung der Messungen sind:

Parameter	Standardeinstellung	Parameter	Standardeinstellung
Stimulus-Modus	Step oder Ramp	Dwell- /Sweep-Time	5 ms / 4 s
Start Sweep-Time	184 ms	Stop Sweep-Time	300 ms
Averaging Factor	1		

Zusätzlich zu diesen Daten wird auch der Azimut- und Elevationswinkel der Sende- und Empfangsanlage mit erfaßt. Sämtliche Parameter werden zusammen mit den Daten auf Diskette für spätere Auswertungen abgespeichert.

Im Auswerteteil des Programms lassen sich nun die Daten von einzelnen Messungen oder auch von ganzen Meßreihen von Diskette laden, man kann sie gegebenenfalls mitteln oder auch die Differenz zwischen Messungen mitteln und schließlich anzeigen. Hierfür ist es möglich die x- wie auch die y-Achse nach Wunsch zu skalieren, und ein Gitter sowie einen Rahmen bei der Darstellung ein- und auszublenden. Schließlich und endlich kann man die ganze Graphik noch auf einem Plotter ausgeben.

## 7.4. Messung der Eingangsbandbreite des VNA

Die Eingangsbandbreite des VNA ist mittels eines rund 87 m langen Kabels gemessen worden. Durch Veränderung der Sweep-Time wird die Mittenfrequenz des Eingangsfilters sukzessive gegenüber der gesendeten Frequenz verstimmt (genauso wie zur Messung des Dopplereffektes). Unter der Voraussetzung, daß die Bandbreite des Sendesignals wesentlich kleiner ist als die des Eingangsfilters, läßt sich so die Eingangsbandbreite aufnehmen. Der Frequenzversatz ergibt sich hierbei wie folgt:

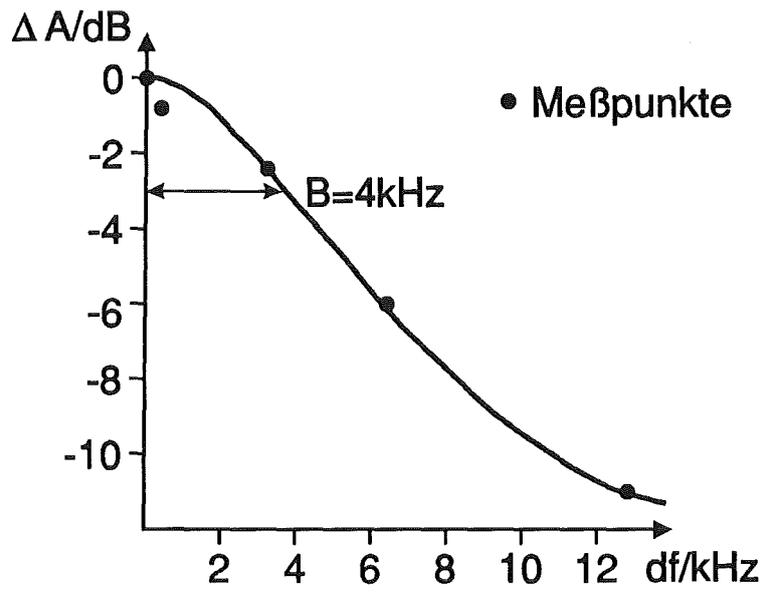
$$df = \frac{\Delta f}{\Delta t} \tau$$

- df = Frequenzversatz
- $\Delta f$  = Frequenzspanne (eingestellt: 17,5 GHz)
- $\Delta t$  = Sweep-Time (einstellbar: 184 ms bis 100 s)
- $\tau$  = Laufzeit des Signals auf dem Kabel (gemessen:  $\tau = 369,4$  ns)

Die Differenz  $\Delta A$  ergibt sich aus der ankommenden Signalamplitude bei der Messung im Ramp-Modus, die um den Betrag  $df$  frequenzversetzt ist, bezüglich der Signalamplitude im Step-Modus.

Aufgenommene Werte:

Sweep-Time $\Delta t/s$	Frequenzversatz $df/Hz$	Differenz $\Delta A/dB$
10	647	-0,8
5	1293	-1,1
2	3230	-2,5
1	6465	-6,0
0,5	12929	-11,0



*Darstellung der Eingangsbandbreite*

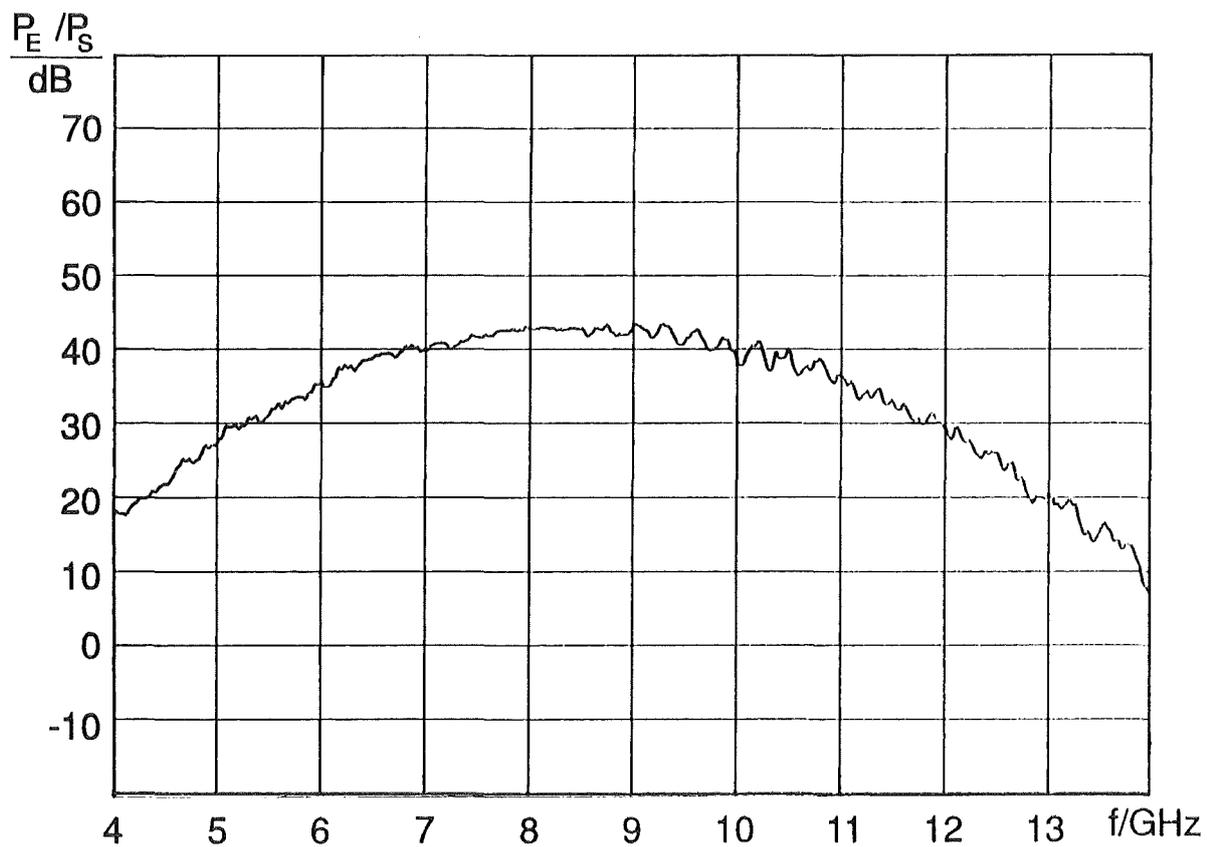
Daraus ergibt sich die 3 dB-Breite des Eingangsfilters zu:

$$F_{3\text{dB}} = 2 \cdot B = 8\text{kHz}$$

## 7.5. Technische Daten der Verstärker

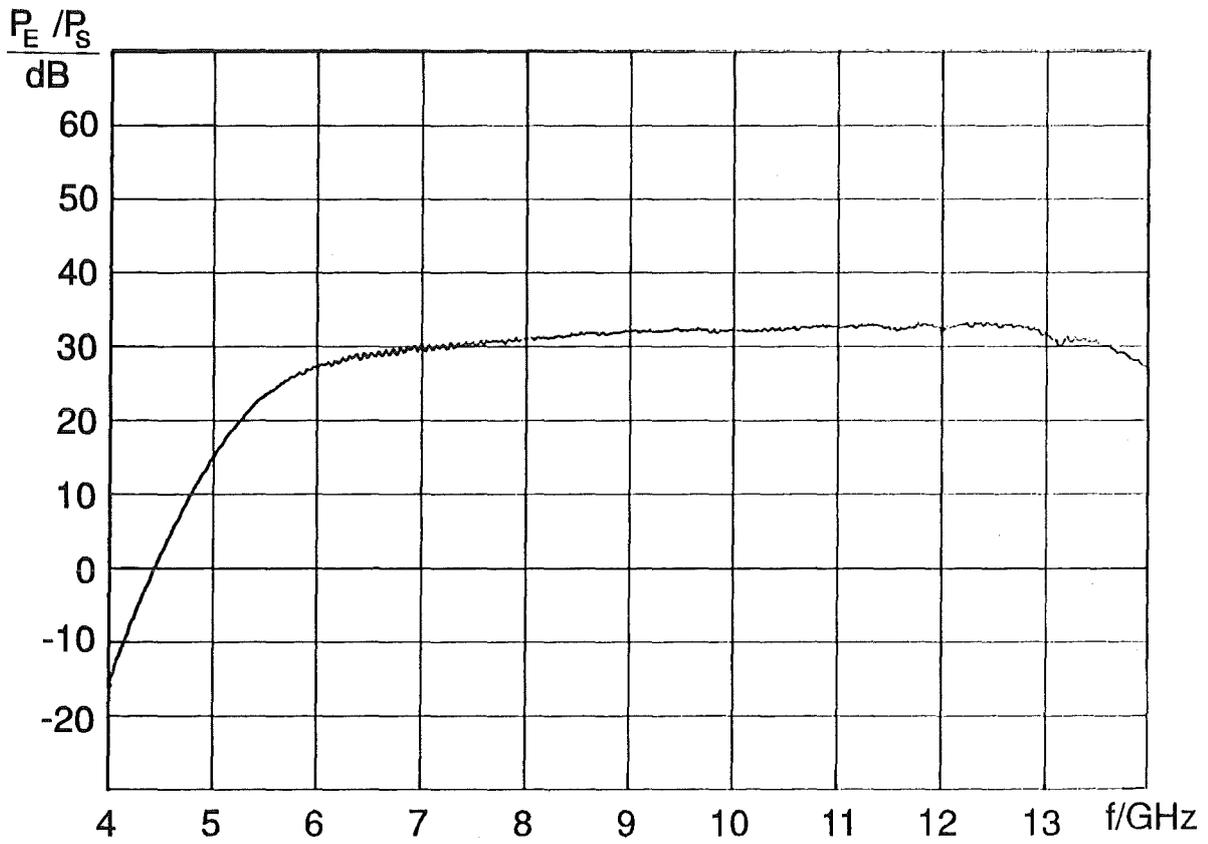
### 7.5.1. Wanderwellenverstärker

Frequenzgang :



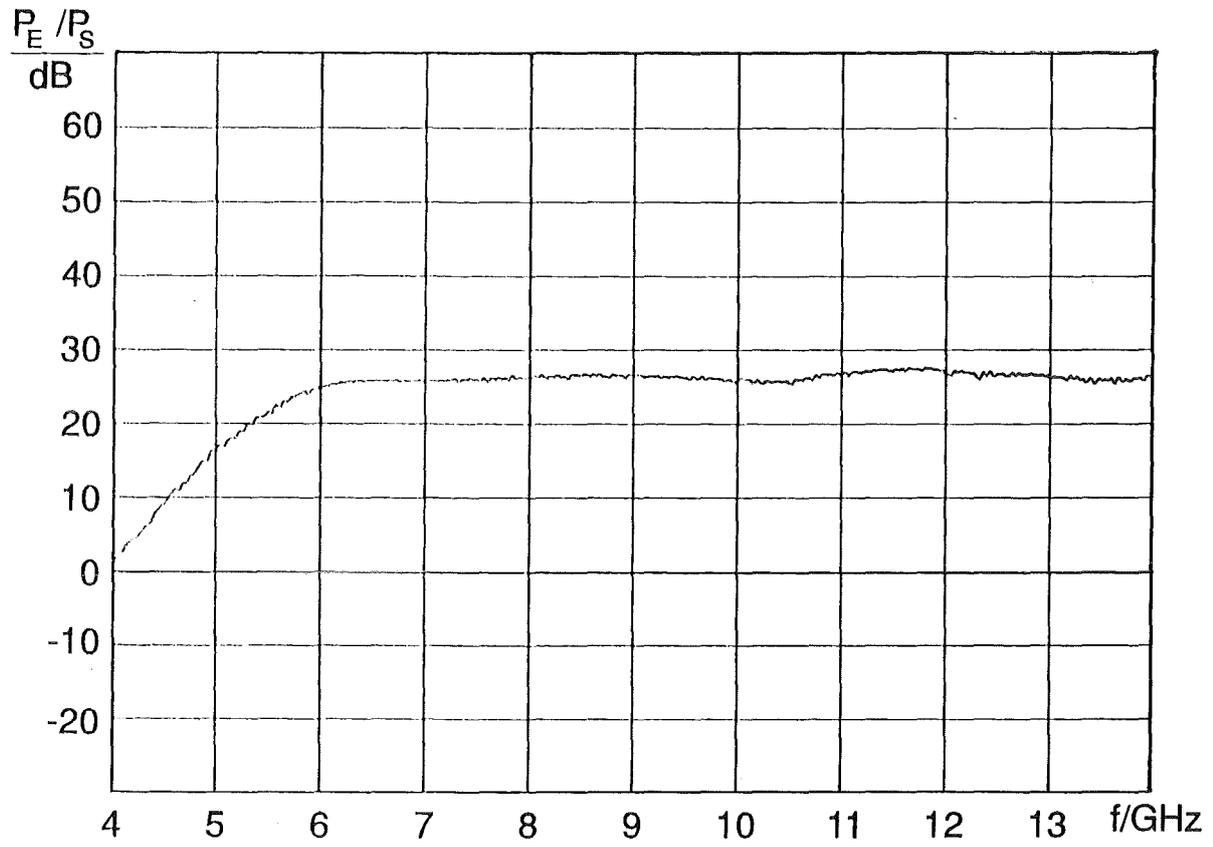
## 7.5.2. Erster Vorverstärker

Frequenzgang :



### 7.5.3. Zweiter Vorverstärker

Frequenzgang :



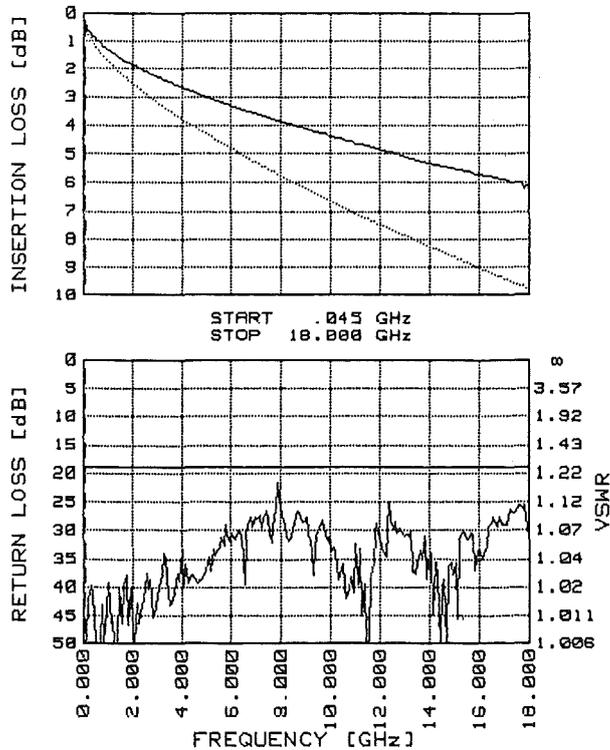
# 7.6. Kabel

Technische Daten der Kabel:

## Test Certificate Microwave Cable Assembly



Frequency [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	USWR [1]	SUCOFLEX 106
.045	.26	52.9	1.005	Serial no. : 1644/6
2.020	1.85	37.9	1.026	Length : 8000 mm
3.995	2.65	33.4	1.044	Connector 1 : 11 N-651
5.970	3.30	29.2	1.072	Connector 2 : 11 N-651
8.035	3.88	21.6	1.181	
10.010	4.38	26.6	1.098	Comm. no. : 088'619
11.985	4.86	28.7	1.076	Measurement system :
13.960	5.31	24.9	1.121	Synth. Sweeper : HP 8340B
16.025	5.70	29.8	1.067	Network Analyzer : HP 8510A
18.000	6.09	25.5	1.112	Visual inspection performed <input checked="" type="checkbox"/>
				by : SE 29 Oct 1991



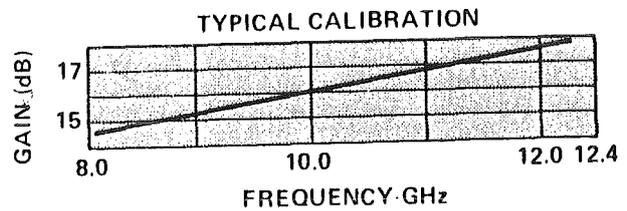
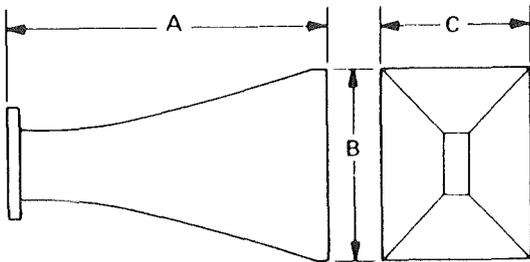
**HUBER+SUHRNER AG**

Communication technologies, CH-9100 Herisau/Switzerland  
Phone 071 53 4111, Telex 88 27 13, Fax 071 53 45 90

## 7.7. Speisehörner

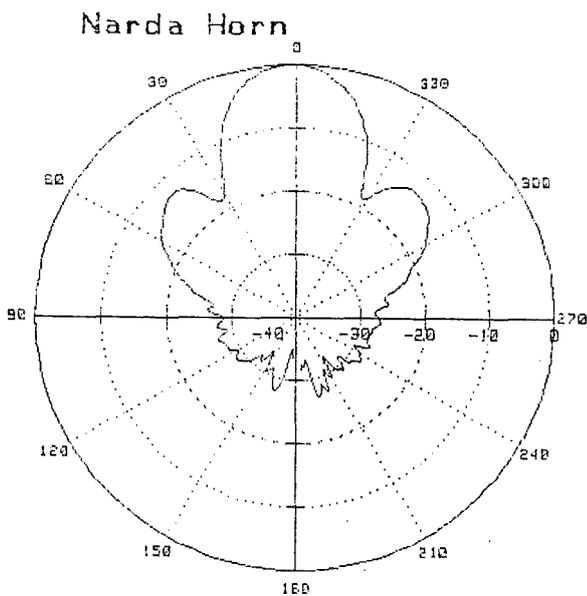
Technische Daten der Speisehörner (Standard-Gain-Horns) für die Parabolspiegel:

Firma	Narda Microwave co. 435 Moreland Road Hauppauge, NY	Typ	639
Frequenzbereich	8,2 - 12,4 GHz	Anschuß	Hohlleiter WR-90
VSWR (max.)	1,15	Größe	128,5 x 78,4 x 59,4 mm (A x B x C)



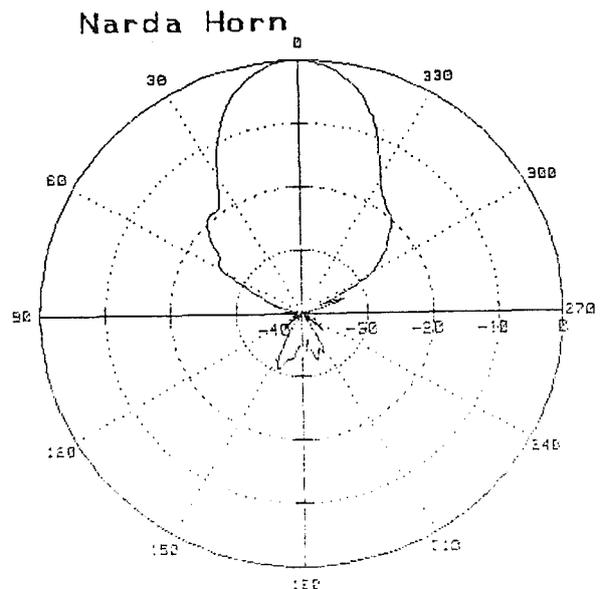
### Richtcharakteristik der Speisehörner:

(gemessen in der Meßkammer des IHE der Universität Karlsruhe)



CW-Frequency 10.5 GHz E-Ebene

File: NARDRE185 4 Dec 1991, 11:53  
RCSOPL V 2.11



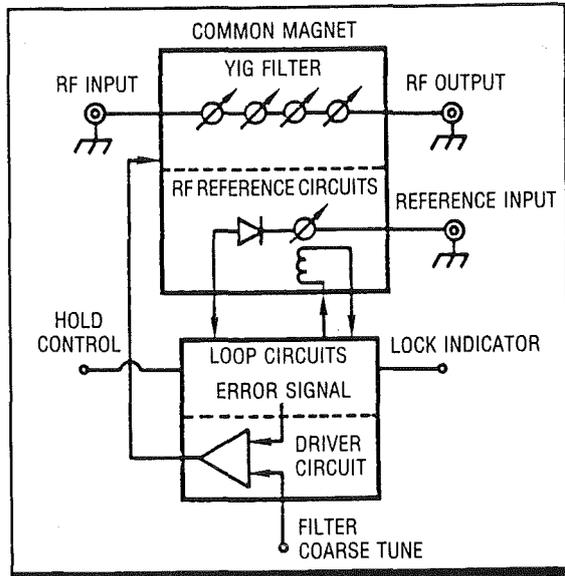
CW-Frequency 10.5 GHz H-Ebene

File: NARDRH185 4 Dec 1991, 11:54  
RCSOPL V 2.11

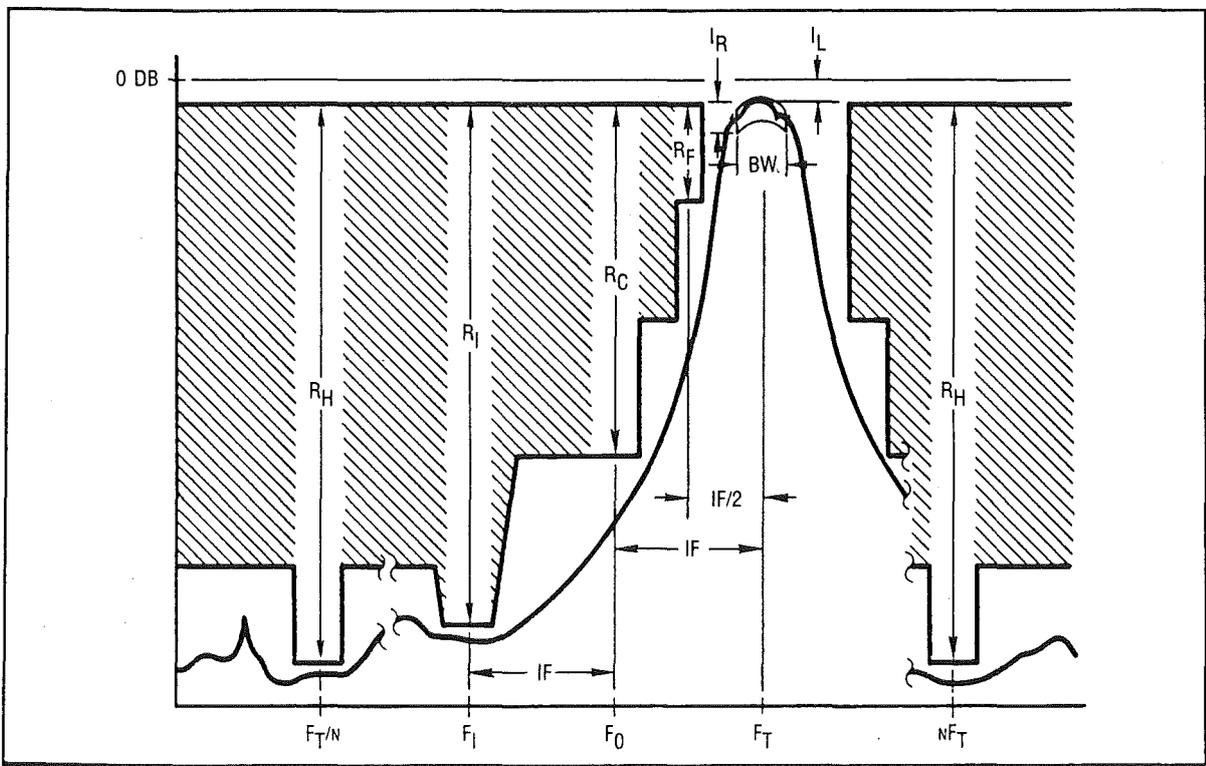
## 7.8. Yig-Mitlauffilter

Die einzige Aufgabe des Yig-Filters war das eventuelle Breitbandrauschen auf dem Signal zu unterdrücken und somit irgendwelche nichtlineare Signalzusätze herauszufiltern.

Regelprinzip:



Technische Daten:



Meßdaten des Yig-Filters:

		<b>FERRETRAC®</b> <b>CLOSED LOOP FILTER</b> <b>DATA SHEET</b>			MOD.# <u>FT2181</u> SER.# <u>4128</u> DATE <u>4/10/88</u> TEST BY <u>JA</u>			
		<b>OPEN LOOP DATA</b>						
FREQ (GHz)	TUNE VOLTAGE	B.W. (MHz) <small>(50mV)spec</small>	MAX IL (dB) <small>(7.0)spec</small>	MAX SPUR/RIPPLE (dB) <small>(2.0)spec</small>	MIN VSWR <small>(2:1)spec</small>			
<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>&gt;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>&gt;60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>10.3</u>	<u>&gt;60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>14.45</u>	<u>&gt;60</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>	<u>—</u>
<u>18.6</u>	<u>&gt;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 _____								
<b>CLOSED LOOP DATA</b>								
FREQ. (GHz)	LOCK IND. (no data)	Min Capture Range ± (no data)	MIN LOCKING INPUT POWER <u>-15</u> dBm (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 <span style="border: 1px solid black; border-radius: 50%; padding: 2px;">FGA 7</span>	DATE <u>APR 11 1988</u>			

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

SEMIC RF ELECTRONIC GMBH

Postweg 2  
 8028 Taufkirchen  
 Telefon: (089) 612 70 30  
 Telefax: (089) 612 71 10  
 Telex: 523 729 tworlf d

## 7.9. Parabolantennen

Technische Daten:

Firma	Hirschmann GmbH & Co. D-7300 Esslingen
Reflektordurchmesser	1,2 m
Offsetwinkel	26,5°
Rauschtemperatur bei 30° Elevation	55 K
Windlast bis 20 m Montagehöhe	1,30 kN
über 20 m Montagehöhe	1,78 kN
Gesamtgewicht eines Reflektors	200 N

## 7.10. Positioniersteuerung

Technische Daten:

Firma	Nitec Nagano Japan Radio Co.Std.	Name	EPR-203 (Motor) mit EPS-103 (Steuerung)
Motoren	24 V DC 18 W	max. Azimutwinkel	180°
max. Ladungsgewicht	~ 68 kg	max. Elevationswinkel	40° (von 10° bis 50°)

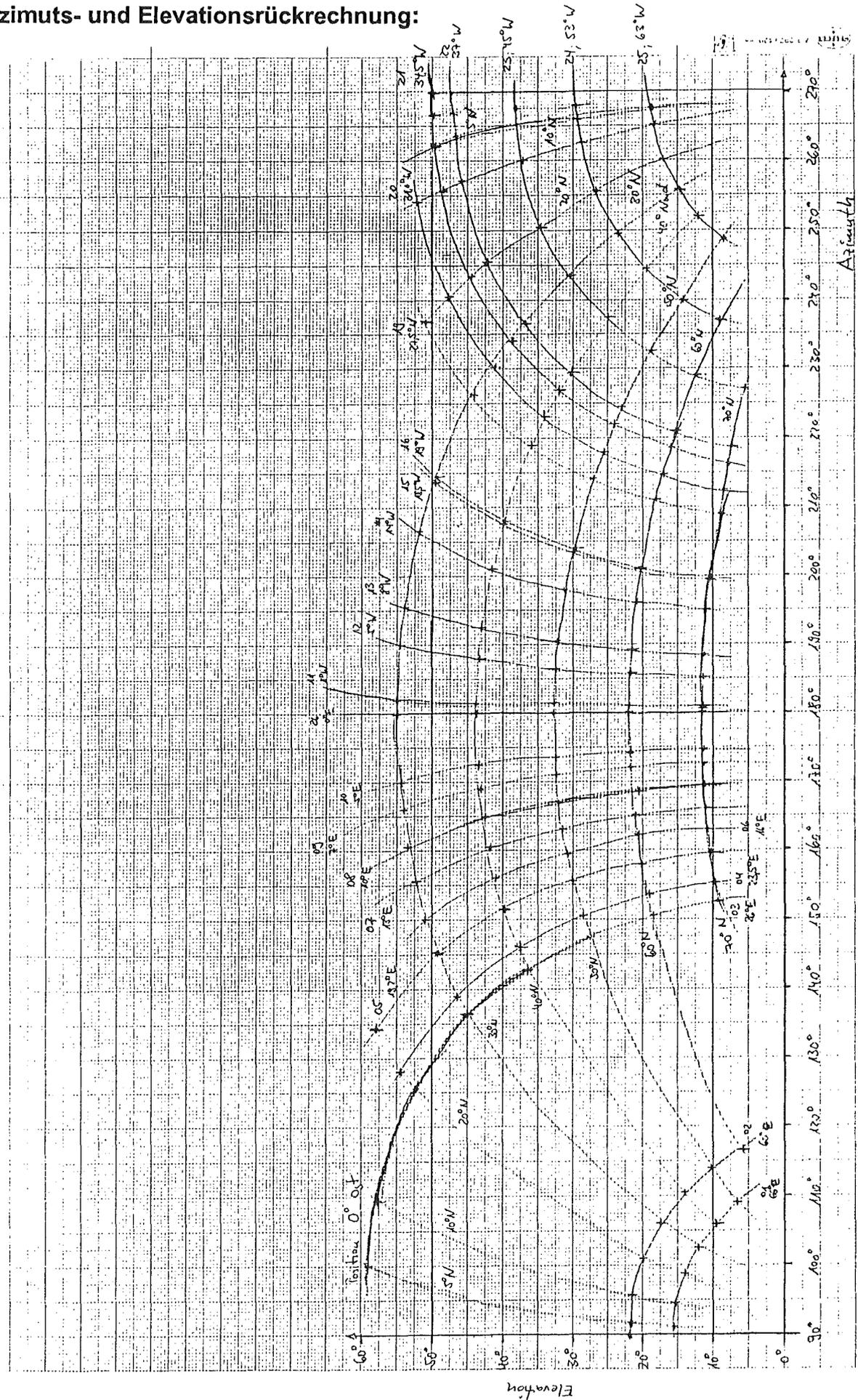
Da die Positioniersteuerung automatisch einen Satellit auf der geostationären Bahn anfährt, müssen die zugehörigen Azimut- und Elevationswinkel rückgerechnet werden:

$$\alpha = \arcsin \frac{s \cdot \sin \varphi}{\sqrt{s^2 - 2sr_E \sin \theta \cos \varphi + r_E^2}}$$

$$\rho = \arcsin \frac{s \cdot \sin \theta \cos \varphi - r_E}{\sqrt{s^2 - 2sr_E \sin \theta \cos \varphi + r_E^2}}$$

- $\alpha$  = Azimutwinkel
- $\rho$  = Elevationswinkel
- $\theta$  = Breitengrad des Standpunktes auf der Erde
- $\varphi$  = Winkel zwischen Längengrad des Standpunktes auf der Erde und Satellitenposition auf der geostationären Bahn
- $s$  = Abstand der geostationären Bahn vom Erdmittelpunkt (=  $42,149 \cdot 10^6$  m)
- $r_E$  = mittlerer Erdradius (=  $6,371 \cdot 10^6$  m)

# Azimuths- und Elevationsrückrechnung:



## 7.11. Danksagung

Grundlage dieses Berichts ist eine Diplomarbeit, die vom Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe ausgegeben wurde. Angefertigt wurde sie am Institut für Technische Physik (ITP) des Kernforschungszentrums Karlsruhe (KfK).

An dieser Stelle bedanke ich mich ganz herzlich bei den Leitern der Institute, Herrn Professor Wiesbeck (IHE), und Herrn Professor Komarek (ITP), für die Unterstützung dieser Arbeit sowie Herrn Dr. Hochschild für die Betreuung. Ein ganz herzlicher Dank gilt auch Herrn Dipl.-Ing. Krupa und Herrn Lehm des ITP sowie einigen Mitarbeitern des Instituts für Meteorologie und Klimaforschung (IMK) des KfK für die technische und wissenschaftliche Beratung und Mithilfe beim Aufbau des Radarsystems. Der Firma Hirschmann sei gedankt für die Spende der Parabolspiegel. Zum Schluß ein weiterer Dank an die Institutswerkstatt sowie an die Zentralwerkstatt des KfK für die präzise Anfertigung von Einzelteilen für das Radarsystem.