

# Mikrowellen

Experiment E105 — 15.03.2005  
John Bieling und Andreas Orth\*

**Abstract.** In diesem Versuch experimentieren wir mit Mikrowellen. Wir untersuchen die Eigenschaften der Strahlenquelle, messen die Dämpfung verschiedener Bauteile, und zum Abschluss untersuchen wir die Güte verschiedener Antennentypen.

---

\*john.bieling@jobisoft.de und andyorth@web.de

## Contents

<b>1. Theorie</b>	<b>3</b>
1.1. Wellen in Hohlleitern . . . . .	3
1.2. Verwendete Bauelemente . . . . .	5
<b>2. Aufgabenstellung</b>	<b>8</b>
<b>3. Versuchsdurchführung und Auswertung der Messdaten</b>	<b>9</b>
3.1. Eichkurve der Gunnediode . . . . .	9
3.2. Ausmessen der Bauteile . . . . .	13
3.3. Antennenvermessungen . . . . .	20

## Quellenangaben

Folbert: "‘Der Gunn-Effekt’"  
Baden Fuller: "‘Mikrowellen’"  
Protokolle von anderen Studenten  
Layout (.sty-file für L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X 2<sub>ε</sub>) by NORBERT STUHRMANN, 2003.

## 1. Theorie

### 1.1. Wellen in Hohlleitern

Mikrowellen sind elektromagnetische Wellen im Gigahertzbereich. Man benutzt Hohlleiter, um sie zu transportieren. Die bekannten Koaxialkabel haben gegenüber Hohlleitern den Nachteil, dass ihr Wellenwiderstand zusammen mit der Frequenz steigt, und sie somit für die Anwendung mit Mikrowellen nicht geeignet sind.

Wir machen zur Berechnung die folgende Annahmen:

- im Hohlleitermedium befinden sich keine freien Ladungen;
- das Medium selbst ist homogen, die Wellen breiten sich verlustfrei aus;
- die Hohlleiterwände sind ideale Leiter; und
- die Zeitabhängigkeit der Wellen im Hohlleiter lautet  $e^{i\omega t}$ .

Damit lassen sich die Maxwellgleichungen vereinfachen zu:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= i\omega\epsilon_0 \vec{E} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -i\omega\mu_0 \vec{H} \\ \operatorname{div} \vec{H} &= 0 \\ \operatorname{div} \vec{E} &= 0 \end{aligned}$$

Löst man diese Gleichungen mit den Randbedingungen des Leiters der Breite  $a$  und Höhe  $b$  ( $E$ -Feld senkrecht auf die Leiterwände), so erhält man für die  $z$ -Komponente des Wellenvektors:

$$k_z = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$$

wobei  $n$  die Mode ist, und  $\omega$  die Kreisfrequenz im Vakuum.

Betrachten wir im folgenden nur die erste, so müssen wir zunächst drei Fälle unterscheiden, wobei der letzte erst relevant sein wird:

1. Fall:  $\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 < \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$  ( $\Leftrightarrow \lambda > 2a$ )

Die Frequenz ist zu klein, die Welle also zu groß, und kann sich im Leiter nicht ausbreiten. Die Wurzel wird imaginär, die Welle stark gedämpft, und es kommt zu keiner Fortpflanzung mehr.

2. Fall:  $\lambda = 2a$

Der Wellenwiderstand strebt in diesem Fall gegen unendlich, die Welle schwingt sozusagen auf der Stelle, und breitet sich im Leiter nicht aus.

3. Fall:  $\lambda < 2a$

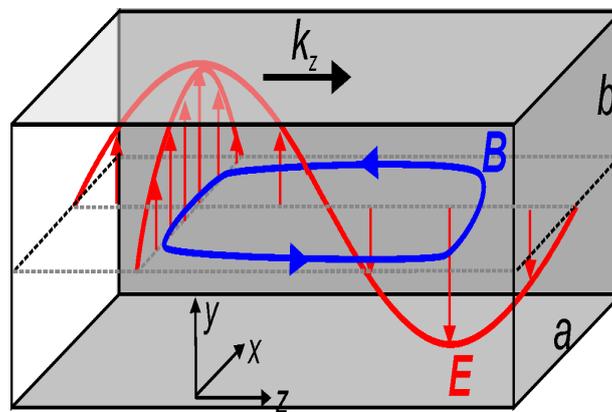
Nun ist der Wellenvektor reell und es ergibt sich für die Phasengeschwindigkeit im Leiter:

$$v_{ph} = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}$$

Im späteren Versuch messen wir die Wellenlänge im Leiter. Daher müssen wir auf die Vakuumwellenlänge zurückrechnen:

$$\lambda = \frac{v_{ph}}{c} \cdot \lambda_0 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}$$

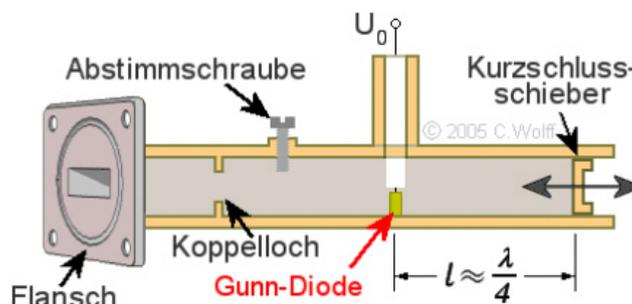
Die Art der Ausbreitung der Mikrowellen wird am besten durch einen Blick auf die folgende Abbildung deutlich:



## 1.2. Verwendete Bauelemente

### 1.2.1. Die Gunndiode

Eine Möglichkeit, Mikrowellen zu erzeugen, ist mit einer Gunndiode. Diese besteht im Wesentlichen aus einem n-dotierten Halbleiter, meist und so auch in diesem Versuch GaAs. Man legt eine Spannung an, und misst den resultierenden Strom und damit die Driftgeschwindigkeit der Elektronen. Diese steigt zunächst linear. Ab einer elektrischen Feldstärke von ca 3500V/cm sinkt der Strom wieder (in Wirklichkeit schwingt er periodisch um den gemessenen Durchschnittswert). Man erklärt dies dadurch, dass einige Elektronen genug Energie erhalten, um in Satellitenbänder antelle des Leitungsbandes gehoben zu werden. Jene liegen energetisch höher, wodurch sich die effektive Masse der Elektronen erhöht, die Elektronen also verzögert werden. Es kommt ganz bildlich zu einem Elektronenstau, der nachfolgende (schnellere) Elektronen auf dem Leitungsband abbremst. Sobald der Elektronen"pulk" die Anode erreicht, fließt der Stau ab, und der Vorgang wiederholt sich periodisch. Die Frequenz dieser Schwingung hängt von der Länge des Halbleiters ab. Unter einer Länge von  $100\mu\text{m}$  strahlt die Diode dann Mikrowellen aus.



Eingesetzt in einem solchen Gunn-Oszillator können die erzeugten Mikrowellen in ein Hohlleitersystem eingestrahlt werden, durch die Mikrometerschraube kann die Wellenlänge eingestellt werden.

### 1.2.2. Der Wellensumpf

In einen Hohlleiter ist ein keilförmiges Stück Absorptionsmaterial eingelassen. Damit es nicht zu Reflektionen kommt, wird der Übergang möglichst kontinuierlich gebaut.

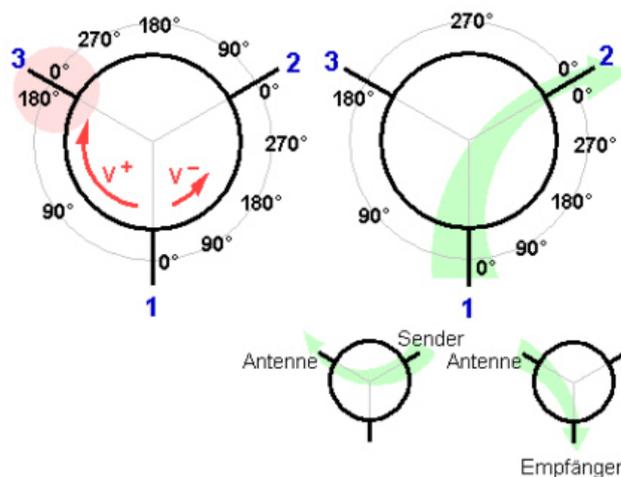
### 1.2.3. Der Isolator

Ferrite sind bekanntlich Metalle, deren Weiß'sche Bezirke durch ein äußeres Magnetfeld ausgerichtet werden können. Tritt nun zusätzlich ein wechselndes Magnetfeld senkrecht zum stationären Feld auf, so schwingen die Weiß'schen Bezirke mit, sie präzidieren.

Diese Präzession macht man sich in einem Isolator zu nutze. Mikrowellen sind auch magnetische Wechselfelder. Durch geschickte Wahl der stationären magnetischen Feldstärke kann die Frequenz der Präzession so eingestellt werden, dass sich eine Vorzugsrichtung für die Mikrowellenausbreitung ergibt. Wird die Welle jedoch reflektiert, durchläuft sie die schwingenden Ferrite in rückwärtiger Richtung. In der einen Richtung passiert die Welle ungehindert, in der anderen wird sie gesperrt.

### 1.2.4. Der Zirkulator

Zirkulatoren bestehen aus drei Hohlleitern, die sich wie die Seitenhalbierenden eines gleichseitigen Dreiecks in einem Punkt treffen. In diesem ist ein Ferrit eingelassen. Jede linear polarisierte Welle kann man auch als aus zwei zirkular polarisierten zusammengesetzt betrachten. Ähnlich wie im Isolator nutzt man die Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowelle im Ferrit von ihrer Polarisationsrichtung.



Sei z.B. wie im Bild die Ausbreitung im Uhrzeigersinn doppelt so schnell möglich wie in die entgegengesetzte Richtung. Des Weiteren seien die Abmessungen des Ferritkerns so gewählt, dass nach einer vollen Umdrehung im Uhrzeigersinn eineinhalb Phasen verstrichen sind, so vergehen bei einer vollen Drehung links herum ganze drei Phasen.  $240^\circ$  rechts herum bedeuten den gleichen Phasenshift wie  $120^\circ$  links, es kommt zur konstruktiven Interferenz. Hingegen  $120^\circ$  rechts bedeuten eine halbe Phase,  $240^\circ$  links herum zwei volle, die beiden Wellen heben sich auf.

Interessant ist, dass hierdurch Sender, Empfänger und Antenne alle an den gleichen Zirkulator angeschlossen werden könnten, wobei das Signal vom Sender immer zur Antenne gelangen würde, und das der Antenne immer nur zum Empfänger.

### 1.2.5. Der Wellenlängenmesser

Der Wellenlängenmesser besteht aus einem Hohlraum parallel zum Leiter, dessen Länge mit einer Mikrometerschraube verstellt werden kann. Dadurch kann die Abmessung des Hohlraumes so abgestimmt werden, dass sie mit der Wellenlänge der Mikrowelle übereinstimmt. Ist dies der Fall, kann ein Maximum an Energie aus dem Hauptleiter abgezweigt werden, und an dessen Ende wird deutlich weniger Energie messbar sein. Dies geschieht mit Hilfe des Leistungsmessers.

### 1.2.6. Der Leistungsmesser

Mit Hilfe des Leistungsmessers können wir die Stärke einer Mikrowelle bestimmen. Wie auch in der bekanntesten, praktischen Anwendung der Mikrowellen nutzt das Messgerät die Wärmeleistung der absorbierten Strahlung. Eine Perle aus Halbleitermaterial wird im Strahlengang befestigt und unter Spannung gesetzt. Je mehr Strahlung die Perle aufnimmt, um so mehr steigt ihre Temperatur, und ihr Widerstand sinkt. Dies führt zu einem erhöhten Strom, der wiederum leicht messbar ist, und schließlich nur noch zur Leistungsmessung kalibriert werden muss.

### 1.2.7. Antennen

Wir untersuchen im letzten Versuchsteil verschiedene Antennenformen und ihr Abstrahlverhalten. Man benutzt die folgenden Größen und Hilfsmittel, um die Güte einer Antenne zu charakterisieren:

*Gewinnfaktor:* Ein idealer Kugelstrahler emittiert Leistung homogen in alle Raumwinkel. Diese nimmt mit dem Quadrat des Abstandes ab:

$$P(r) = \frac{P_o}{r^2}$$

Eine Antenne strahlt jedoch konzentriert in eine Vorzugsrichtung, man erhält:

$$P(r, \lambda) = \frac{P_o}{r^2} \cdot G(\lambda)$$

wobei man  $G(\lambda)$  Gewinnfaktor nennt. In unserem Versuch erhalten wir den Gewinnfaktor einer Antenne mittels einer Bezugantenne und Radargleichung:

$$\frac{P_{rec}}{P_{out}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_1 G_2$$

wobei  $d$  der Abstand der beiden Antennen ist.

*Antennendiagramm:* Man misst die von einer Antenne abgestrahlte Leistung über alle Winkel, und trägt dies für gewöhnlich in einem Polardiagramm ab. Dies gibt uns Zugang zu zwei weiteren Kenngrößen:

*Hauptstrahlbreite:* Hierunter versteht man die Bogenlänge in Grad zwischen zwei Punkten eines Kreises um die Antenne, an denen die Empfangsleistung auf die Hälfte (3 dB) des Maximums absinkt.

*Nebenmaximaunterdrückung:* Dies ist die Differenz zwischen der Intensität des Hauptmaximas und des ersten Nebenmaximas gemessen in dB.

## 2. Aufgabenstellung

Im ersten Versuchsteil soll die Erzeugung von Mikrowellen mit der Gunn-Diode und das Dämpfungsverhalten verschiedener Bauteile untersucht werden. Im Detail werden die Gunn-Diode vermessen und folgende Diagramme erstellen:

- Skalenteile der Mikrometerschraube gegen die Frequenz
- Gunn-Spannung gegen die Frequenz
- Ausgangsleistung gegen die Frequenz

Außerdem werden ein Zirkulator und ein Isolator vermessen und deren Dämpfungsverhalten in Durchlass- sowie in Sperrrichtung bestimmt. Da aus Sicherheitsgründen immer ein Isolator hinter der Gunn-Diode angebracht ist, können wir nie direkt die Gunn-Diode vermessen. Aus verschiedenen Kombinationen von Isolator und Zirkulator (Durchlass- sowie Sperrrichtung) können wir mit diesen Daten den Frequenzgang der "reinen" Gunn-Diode berechnen.

Im zweiten Versuchsteil werden verschiedene Antennen vermessen

- Hornantenne
- dielektrischer Stielstrahler
- Parabolantenne
- Schlitzantenne (mit Schlitz quer und längs)

Es werden die drei wesentlichen Eigenschaften dieser Antennen bestimmt (Gewinnfaktor, Hauptstrahlbreite und Nebenmaximaunterdrückung) und dazu Antennendiagramme aufgenommen. Für die Gewinnfaktoren muss zuerst über einen Geradenfit  $G_{Horn}$  bestimmt werden, über die in der Theorie angegebene Radargleichung können dann die anderen Gewinnfaktoren berechnet werden.

### 3. Versuchsdurchführung und Auswertung der Messdaten

#### 3.1. Eichkurve der Gunndiode

Für den ersten Versuchsteil verwenden wir folgenden Aufbau: Wir schalten Gunndiode, Isolator, Wellenlängenmesser und Leistungsmesser hintereinander. Zuerst stellen wir an der Mikrometerschraube der Gunndiode einen Wert ein und variieren die Gunn-Spannung so lange, bis auf dem Leistungsmesser ein Maximum abzulesen ist.

Um die Frequenz der nun erzeugten Mikrowellen "ablesen" zu können, benutzen wir den Wellenlängenmesser. Dieser absorbiert einen Großteil der Ausgangsleistung, wenn er auf die selbe Frequenz, also die Frequenz der Gunn-Mikrowellen eingestellt ist. Diese Absorption lesen wir als Minimum der Ausgangsleistung auf dem Leistungsmesser ab.

Mit der gemessenen Leiterwellenlänge und der Breite  $a$  des Rechteckhollowleiters ergibt sich:

$$\lambda = \frac{\lambda_l}{1 + \left(\frac{\lambda_l}{2a}\right)^2}$$

Die Frequenz ergibt sich dann leicht über

$$\lambda\nu = c$$

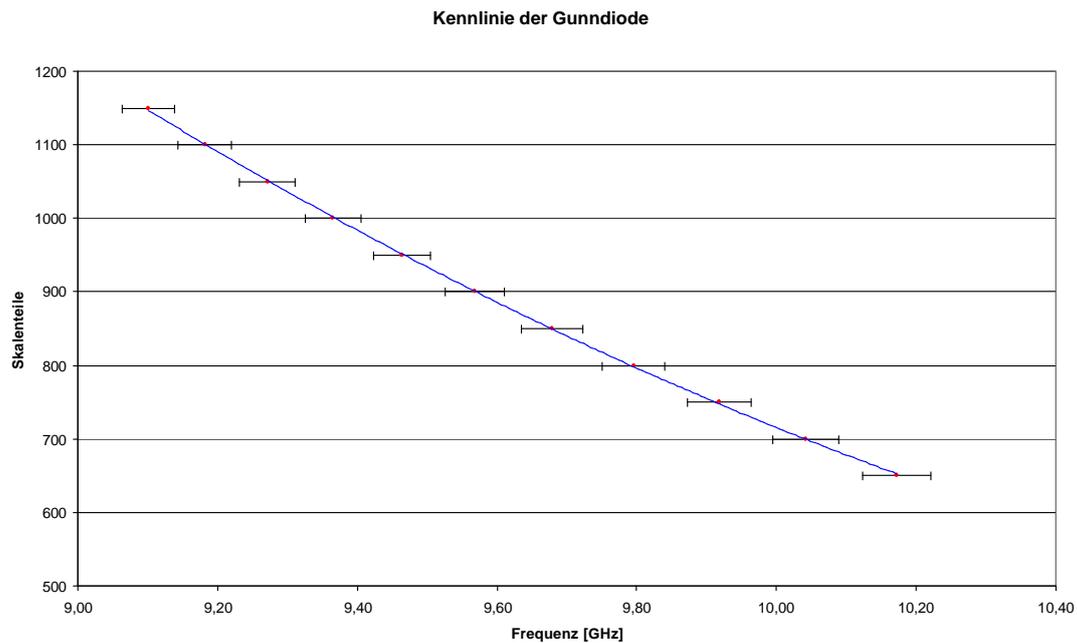
Wir haben mit  $a = 22.5 \pm 0.1 \text{ mm}$  und  $\Delta\lambda = 0.05 \text{ cm}$  gerechnet, den Ablesefehler für die Gunn-Spannung haben wir auf 0,2V festgelegt (die Analog-Anzeige war sehr klein). Es folgen unsere Messdaten sowie der über Gauss berechnete Fehler für die Frequenz.

SKT	U [V]	P [mW]	$\lambda_l$ [cm]	f [GHz]	$\Delta f$ [GHz]
1150	14,50	7,94	4,835	9,10	0,038
1100	13,75	8,37	4,745	9,18	0,038
1050	13,30	8,69	4,650	9,27	0,039
1000	13,00	9,12	4,555	9,37	0,040
950	12,90	9,05	4,460	9,46	0,041
900	12,70	8,96	4,365	9,57	0,042
850	12,50	8,30	4,270	9,68	0,043
800	12,30	7,16	4,175	9,80	0,044
750	11,80	5,60	4,080	9,92	0,046
700	11,45	3,71	3,990	10,04	0,047
650	11,30	2,02	3,900	10,17	0,048

Aus diesen Daten haben wir die folgenden Diagramme erstellt.

### 3.1.1. Skalenteile der Mikrometerschraube gegen die Frequenz

Im Gegensatz zu vielen anderen Protokollen entspricht unser Plot von Skalenteilen gegen die Frequenz sehr klar einem Polynom 2. Grades. Natürlich kann man auch einen linearen Zusammenhang interpretieren und dabei eine steilere Steigung bei niedrigen Frequenzen ansetzen.



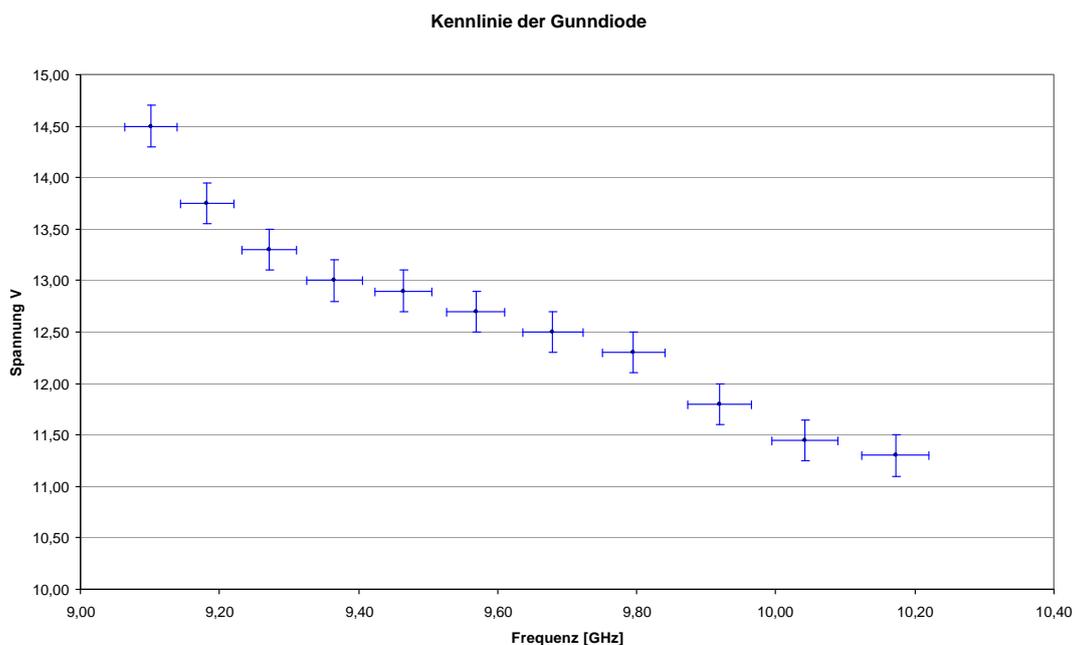
Unsere Messdaten lassen dafür keinen deutlichen Schluss zu, weil Messwerte an den Rändern fehlen, der Grund dafür sind Probleme mit dem Leistungsmesser. Wir gehen davon aus, dass er während unseres Versuches kaputt gegangen ist. Wir haben zuerst den Skalenteilenbereich von 650 - 1150 vermessen und beim ersten Überschlagen der Daten vor Ort festgestellt, dass wir noch weitere Messpunkte links und rechts dieser Grenzen ausmessen müssen. Dies war dann jedoch nicht mehr möglich, da der Leistungsmesser plötzlich viel größere Leistungen ausgegeben hat (um 400mW), die nicht mehr mit unseren Messdaten kompatibel waren. Dies wurde auch durch unseren Tutor bestätigt.

Die Beziehung zwischen Skalenteilen und Frequenz lässt sich durch den Fitt beschreiben:

$$SKT = 107,97 SKT/GHz^2 \cdot \nu^2 - 2542,2SKT/GHz \cdot \nu + 15341SKT$$

### 3.1.2. Gunn-Spannung gegen die Frequenz

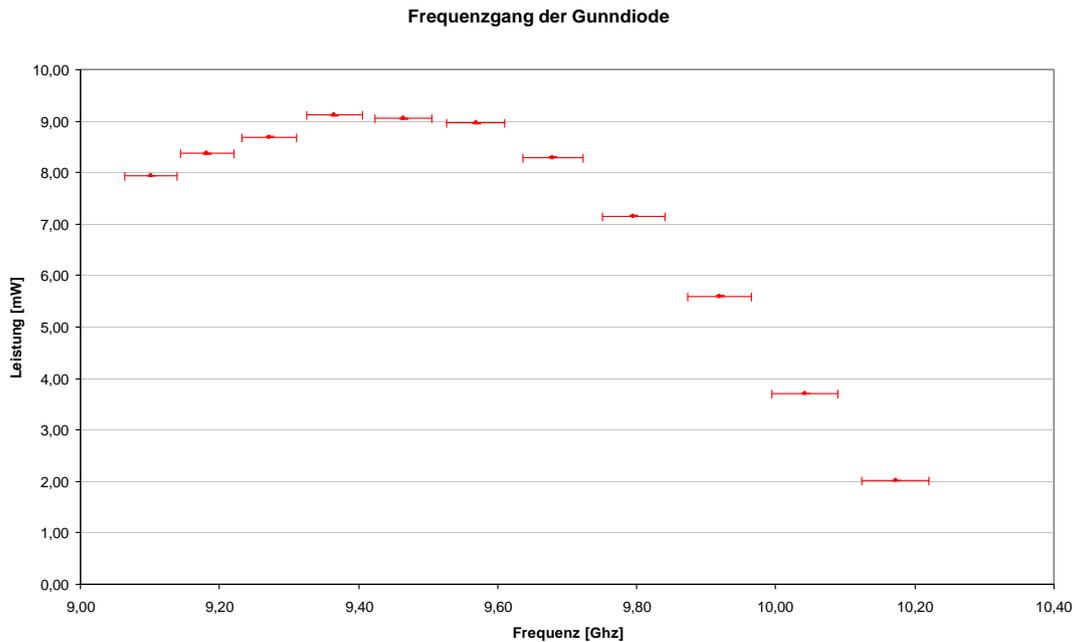
Folgendes Diagramm ergibt sich, wenn wir die Gunn-Spannung gegen die Frequenz auftragen.



Zwischen 9.3 und 9.8 GHz kann man einen sehr linearen Bereich erkennen, bei höheren Frequenzen flacht die Kurve nach einer Stufe ab. Wir hätten einen gleichmässigen Verlauf ähnlich der ersten Kennlinie erwartet. Wie bereits erläutert, ist der große Fehler von 0,2V bei der Spannung durch die Ablesungenauigkeit an der recht kleinen analogen Anzeige bedingt.

### 3.1.3. Ausgangsleistung gegen die Frequenz

Folgendes Diagramm ergibt sich, wenn wir die Leistung gegen die Frequenz auftragen.



Es ist sehr schön zu erkennen, dass die Leistungsabgabe in einem begrenzten Frequenzbereich maximal ist, zwischen 9.2Ghz und 9.6Ghz. Jedoch erreichen wir nicht die in anderen Protokollen als maximal angegeben Leistung von ca 11mW sondern nur um die 9mV. Wir haben dafür keine Erklärung, evtl hatten wir höhere Dämpfung in unserem Isolator, also systematische Fehler im Versuchsaufbau. Es ist aber natürlich auch möglich, dass die Diode durch Verschleiss oder durch falsche Handhabung einfach nicht mehr so viel Leistung bringt.

Das Leistungsmessgerät war digital, somit konnten wir den Ablesefehler auf  $\Delta P = 0.1mW$  festlegen, er ist daher fast nicht im Graphen zu erkennen.

### 3.2. Ausmessen der Bauteile

Im zweiten Versuchsteil sollen die verschiedenen Bauteile vermessen werden, problematisch dabei ist die ständige Anwesenheit des Isolators in Sperrichtung. Dadurch ergeben sich nur relative Werte. Im Anschluss versuchen wir die exakten Werte der Bauteile sowie der Gunn-Diode aus den Messdaten zu berechnen.

Wie bereits im ersten Versuchsteil angesprochen, zeigte unser Leistungsmesser plötzlich sehr eigenartige Werte an die weit über den erwarteten Ausgangsleistungen lagen. Alle Angaben, die nun in [mW] folgen sind solche "falschen" Werte. Die Messung für G + I haben wir wiederholt, es liess sich jedoch kein direkter Zusammenhang zwischen den "richtigen" und den "falschen" Werten erkennen. Die Kurven hatten aber eine ähnliche Form, so dass wir das Verhalten der Bauteile auch mit unseren Messdaten beschreiben können.

Es war uns ferner mit diesem Gerät nicht möglich brauchbare Werte im "dB"-Modus zu erhalten, für die Dämpfung haben wir die Leistung also wieder in mW gemessen. In den Plots haben wir dann das Verhältnis zur emittierten Leistung aufgetragen, dadurch können wir eine Aussage über die Dämpfung in Prozent machen.

Um die Bauteile zu vermessen, haben wir sie zwischen Gunn-Diode und Leistungsmesser geschaltet. Folgende Messungen haben wir durchgeführt (G=Gunn-Diode, I=Isolator und Z=Zirkulator)

- G + I
- G + Z
- G + I + Z
- G + I + Z<sub>Sp</sub>
- G + Z + I<sub>Sp</sub>

Der Index "Sp" beschreibt, dass das Bauteil in Sperrichtung betrieben wird. Dies sind unsere Messdaten

f [GHz]	G+I [mW]	G+Z [mW]	G+I+Z [mW]	G+I+Z <sub>Sp</sub>	G+Z+I <sub>Sp</sub>
9,10	417,00	430,00	406,00	0,770	0,15
9,18	433,00	439,00	421,00	0,740	0,08
9,27	399,00	427,00	388,00	0,700	0,06
9,37	355,00	413,00	346,00	0,640	0,07
9,46	344,00	386,00	335,00	0,630	0,07
9,57	328,00	332,00	318,00	0,600	0,09
9,68	253,00	257,00	244,00	0,460	0,07
9,80	121,00	146,00	118,00	0,230	0,06
9,92	9,00	98,00	9,00	0,010	0,08
10,04	0,03	65,00	0,00	0,002	0,14
10,17	0,02	9,00	0,00	0,000	0,00

Die Berechnung der Bauteile ist mit diesen Daten sehr einfache "Mathematik"

- Durchgangsdämpfung Isolator  $I = GZI - GZ$
- Durchgangsdämpfung Zirkulator  $Z = GZI - GI$
- Gunndiode  $G = GI + GZ - GIZ$
- Rückflussdämpfung Isolator  $I_{Sp} = GZI_{Sp} - GZ$
- Rückflussdämpfung Zirkulator  $Z_{Sp} = GIZ_{Sp} - GI$

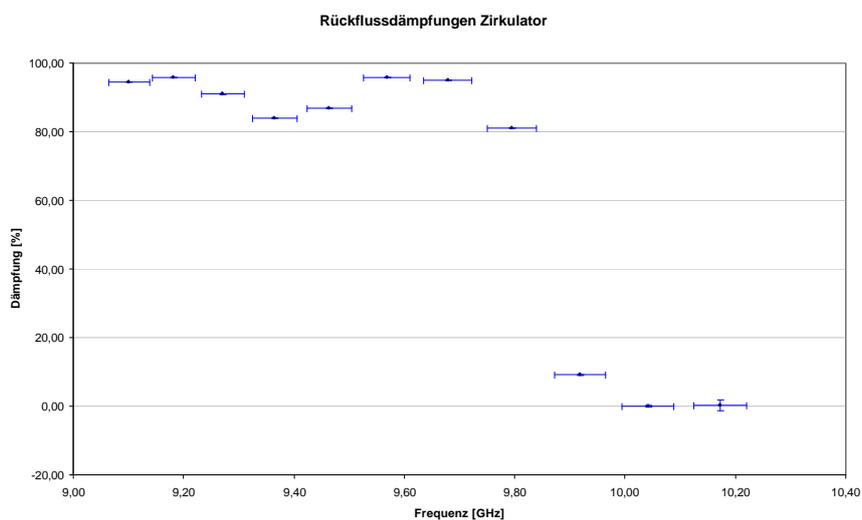
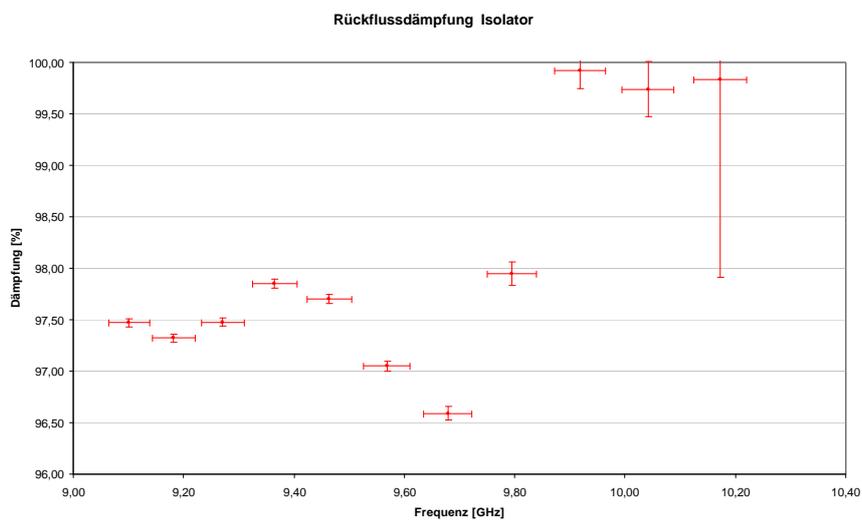
Die Ergebnisse sind in der folgenden Tabelle aufgeführt

f [GHz]	Zirkulator	Isolator	Gunn-Diode	Zirkulator <sub>Sp</sub>	Isolator <sub>Sp</sub>
9,10	-11,00	-24,00	441,00	-416,230	-429,85
9,18	-12,00	-18,00	451,00	-432,260	-438,92
9,27	-11,00	-39,00	438,00	-398,300	-426,94
9,37	-9,00	-67,00	422,00	-354,360	-412,93
9,46	-9,00	-51,00	395,00	-343,370	-385,93
9,57	-10,00	-14,00	342,00	-327,400	-331,91
9,68	-9,00	-13,00	266,00	-252,540	-256,93
9,80	-3,00	-28,00	149,00	-120,770	-145,94
9,92	0,00	-89,00	98,00	-8,990	-97,92
10,04	-0,03	-65,00	65,03	-0,028	-64,86
10,17	-0,02	-9,00	9,02	-0,015	-9,00

Die folgenden Plots wurden aus diesen Daten gewonnen, dabei wurde aber das Verhältnis zur Ausgangsleistung der Gunn-Diode aufgetragen, somit erhalten wir eine Dämpfung in Prozent. Die eingetragenen Dämpfungsfehler basieren auf dem 0.1mW Ablesefehler des Messgerätes sowie der Fehlerfortpflanzung zur Verhältnisbestimmung.

### 3.2.1. Rückflussdämpfungen

Aus den berechneten Daten ergibt sich folgender Plot für die Rückflussdämpfung des Isolators und des Zirkulators:



Beide Bauteile sollten in dieser Betriebsart im Idealfall für alle Frequenzen eine Dämpfung von 100% erreichen. Für den Isolator trifft dies auch ziemlich gut zu, beim Zirkulator bricht die Dämpfung aber bei Frequenzen größer als 9,8 GHz komplett weg.

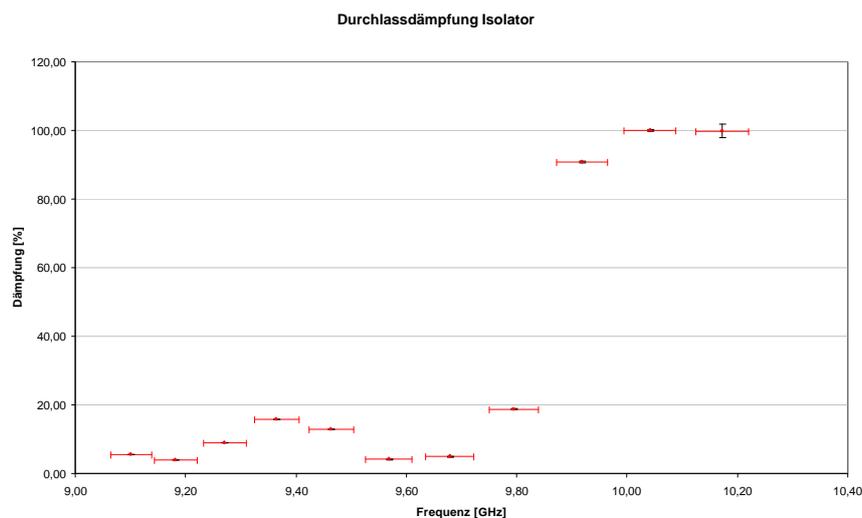
Zusätzlich ist eine frequenzabhängigkeit der Dämpfung zu erkennen. Beim Isolator ist diese aber weitaus geringer ausgeprägt als beim Zirkulator, während beim Isolator max 4% der Leistung durch gehen, werden beim Zirkulator bis zu 16% der eingestrahnten Leistung durchgelassen.

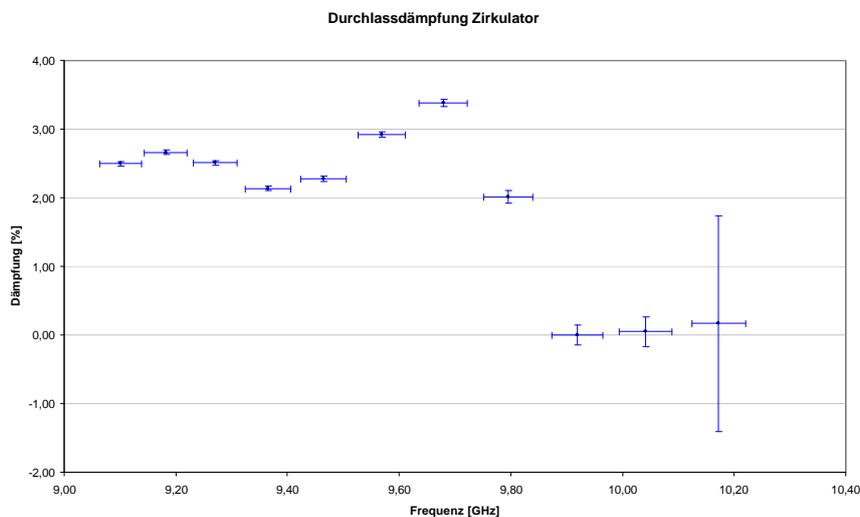
Im Bereich der niedrigen Frequenzen, verhalten sich beide Bauteile ziemlich analog, nur eben das der Isolator weitaus besser dämpft. Der Einbruch nach 9,8 GHz ist beim Isolator auch nicht zu beobachten

Der "große" Fehler ist durch die Auflösung bedingt, ein Blick auf die Skala zeigt, das er ca 2% ist.

### 3.2.2. Durchgangsdämpfung

Aus den berechneten Daten ergibt sich folgender Plot für die Durchflussdämpfung des Isolators und des Zirkulators:



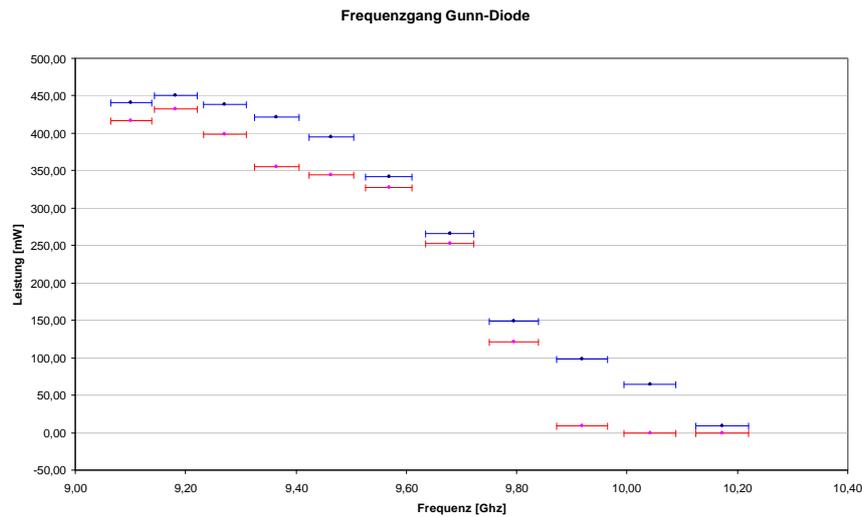


Hier sollte genau das Gegenteil zu erwarten sein, in Durchflussrichtung sollten ideale Bauteile nicht Dämpfen (0%), ein Blick auf den Plot zeigt aber deutlich wieder eine Frequenzabhängigkeit der Dämpfung, diesmal jedoch beim Isolator (hier liegt kein Datendreher vor!). Die Werte für den Zirkulator sind sehr klar und entsprechen der Erwartung, es tritt eine maximale Dämpfung von 3.5% auf, bei hohen Frequenzen geht sie gegen Null.

Der Isolator zeigt entgegen unseren Erwartungen eine sehr schlechte, also sehr hohe Dämpfung, ca 18%, bei 9.8 GHz steigt die Dämpfung sogar auf 100%. Wir denken, dass der Isolator verschmutzt oder im Inneren beschädigt war, die Anschlüsse jedoch haben wir immer überprüft um dortige Fehlerquellen auszuschließen.

### 3.2.3. Frequenzgang der Gunn-Diode ohne Isolator

Es ist uns jetzt auch möglich, den tatsächlichen Frequenzgang der Gunn-Diode ohne die Beeinträchtigung durch den Isolator zu berechnen. Die Daten wurden bereits in der letzten Tabelle angegeben, es ergibt sich folgender Plot:



In dem Plot gehören die blauen Messdaten zu dem berechneten Frequenzgang und die roten zum gemessenen Frequenzgang der Gunn-Diode.

Dieser Frequenzgang basiert natürlich wieder auf der "Falschmessung" (bedingt durch den fehlerhaften Leistungsmesser) und kann daher im Grunde nicht mit dem Frequenzgang aus Aufgabenteil I verglichen werden. Es ist aber interessant zu beobachten, dass bei dieser Messung, das Leistungsmaximum bei ca 9,2 GHz liegt und nicht wie vorher bei 9,4 GHz. Es ist wirklich schade, dass für Frequenzen kleiner als 9 GHz keine Eichung zwischen Skalenteilen und Frequenz vorliegt und dieser Bereich in dem Plot fehlt.

Zum Vergleich ist auch die Messung *mit* Isolator eingetragen, es ist deutlich zu erkennen, dass die durch den Isolator bedingten Störungen (Stufen) sehr schön herausgerechnet wurden.

### 3.2.4. Zusammenfassung

Die Bauteile verhalten sich in einem engen Frequenzbereich von 9 - 9.6 GHz ungefähr wie erwartet, sie weisen eine Dämpfung von nahe 0% bzw nahe 100% auf, bei größeren Frequenzen entsprechen die Messwerte nicht mehr den Erwartungen

In Durchlassrichtung betrieben ist die Dämpfung vom Zirkulator zwar um ein vielfaches geringer als vom Isolator, aber sie verhält sich invertiert d.h. sie geht für Frequenzen größer 10GHz gegen Null. Erwartet hätten wir ein umgekehrtes Verhalten, sodass in dem Frequenzbereich um 9,4 Ghz die Dämpfung am geringsten gewesen wäre und zu größeren Frequenzen dann größer würde. (Wir gehen davon aus, das die Permanentmagneten so gewählt wurden, das die Arbeitsbereiche der Bauteile bzw. der Feritelemente gerade in dem Bereich von 9 - 9.6 GHz liegen.)

Ganz aus der Reihe fällt der Isolator bei hohen Frequenzen, wenn er in Durchlassrichtung betrieben wird, eine Dämpfung von 100% entspricht in keinsten Weise unseren Erwartungen (laut unseren Daten dämpft er hier besser als in Sperrichtung!) hier lässt sich nur durch systematische oder strukturelle Fehler eine Erklärung finden. Die Abweichung vom Erwartungswert war auch im Bereich der kleineren Frequenzen teilweise überraschend groß.

Wir haben versucht das Experiment auch mit dem fehlerhaften Leistungsmesser durchzuführen, und glauben auch noch ganz gute Werte erhalten zu haben. Es fällt aber schwer, auf diesen Daten verlässliche Analysen durchzuführen, da nicht klar ist, wo der Fehler gelegen hat. Besonders für das nicht erwartungsgerechte Verhalten der in Durchlassrichtung betriebenen Bauteile haben wir keine wirkliche Erklärung, vor allem da die Messung mit Isolator aus Aufgabenteil I nicht diese markanten Stufen aufweist (die nach unseren Berechnungen wie oben beschrieben durch den Isolator verursacht wurden).

Das unsere Messung nicht komplett falsch sein kann, zeigt der berechnete Frequenzgang. Er wurde von allen Störungen befreit und zeigt einen sehr natürlichen und erwarteten Verlauf.

### 3.3. Antennenvermessungen

Zur Vermessung der Antennen haben wir die Gunn-Diode auf 950 Skt eingestellt, dies entspricht einer Wellenlänge von 0,0446m. Die Ausgangsleistung haben wir erneut gemessen, sie betrug 0,411W. Wir gehen davon aus, dass dies die gesamte abgestrahlte Leistung der Antenne ist.

Zwischen Sendeantenne und Gunn-Diode wurde natürlich wieder der Isolator eingebaut. Die Empfangsantenne mit Anschluss für den Leistungsmesser ist auf einem drehbaren Gestell montiert, mit dem es möglich ist, in einem Winkelbereich von 20° bis 160° um die Sendantenne herumzufahren (durch räumliche Hindernisse begrenzt). An dem drehbaren Gestell ist ein Poti montiert, damit kann die aktuelle Winkelstellung über Spannungsmessung auf die x-Achse des x-y-Schreibers übertragen werden.

#### 3.3.1. Bestimmung der Gewinnfaktoren

Wie in der Theorie beschrieben, kann der Gewinnfaktor über folgende Gleichung bestimmt werden

$$\frac{P_{rec}}{P_{out}} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_1 G_2$$

wobei  $P_{rec}$  die empfangene und  $P_{out}$  die abgestrahlte Leistung ist. Werden dabei zum Senden *und* zum Empfangen Hornantennen verwendet, ergibt sich durch  $G_1 = G_2$  folgender linearer Zusammenhang

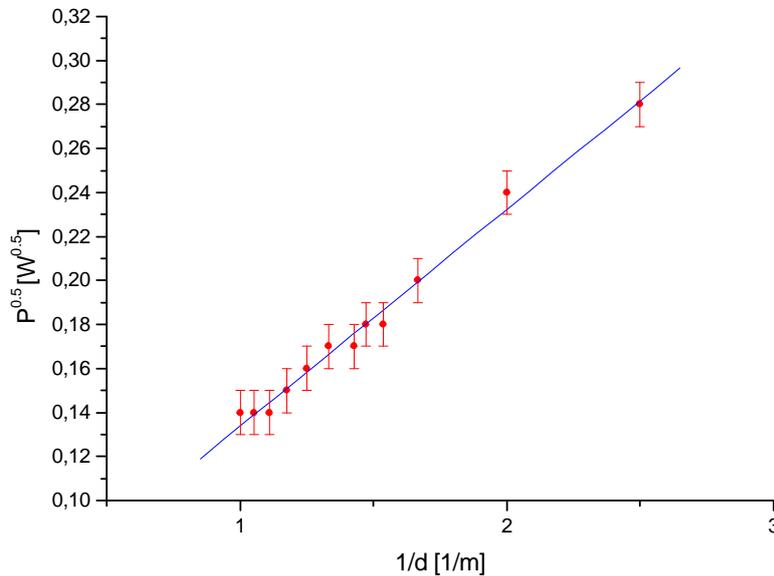
$$\sqrt{P_{rec}} = \frac{\sqrt{P_{out}} \lambda G_{Horn}}{4\pi d}$$

Wir haben daher eine Messung mit zwei Horn-Antennen durchgeführt, bei der wir den Abstand variiert und die empfangene Leistung notiert haben, dies sind unsere Messdaten:

d [cm]	1/d [m]	P [mW]	$\sqrt{P}$ [ $\sqrt{W}$ ]
68	1,471	31,50	0,18
80	1,250	24,20	0,16
85	1,176	22,20	0,15
90	1,111	20,50	0,14
95	1,053	19,30	0,14
100	1,000	18,90	0,14
75	1,333	27,50	0,17
70	1,429	30,60	0,17
65	1,538	33,80	0,18
60	1,667	39,50	0,20
50	2,000	55,50	0,24
40	2,500	81,00	0,28

Der Fehler für die gewurzelte Leistung beträgt  $\Delta\sqrt{P} = 0.01\sqrt{W}$ .

Aus diesen Daten erhalten wir den folgenden Plott:



Aus den oben angegebenen Werten und der aus dem Fit erhaltenen Steigung  $b = 0,09863 \pm 0.00328$  dieses Graphen können wir dann  $G_{Horn}$  berechnen.

$$G_{Horn} = \frac{4\pi b}{\sqrt{P_{out}} \lambda} = 43,347 \pm 5,068$$

Der Fehler berechnet sich über Fehlerfortpflanzung, mit  $\Delta P = 0.1mW$ ,  $\Delta\lambda = 0.5cm$  und  $\Delta b$  wie oben angegeben. Die Gewinnfaktoren der anderen Antennen können nun über

$$G_{?} = \frac{P_{rec}}{P_{out}} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{G_{Horn}}$$

berechnet werden, dazu haben wir jede der anderen Antennen in einer festen Entfernung von  $d = 70cm$  vermessen. In der folgenden Tabelle finden sich die zu jeder Antenne gehörenden Empfangsleistungen und die daraus resultierenden Gewinnfaktoren.

Antenne	$P_{Rec}$	G
Parabol	48,00	102,55
dielektrischer Stielstrahler	20,92	44,70
Schlitzantenne längs	3,10	6,62
Schlitzantenne quer	2,20	4,70

Beim Vergleich mit anderen Protokollen scheint unser Ergebnis für die Parabolantenne zu klein. Wir denken aber, dass der Messgerätefehler hier nicht das Ergebnis verfälscht, da es auf Verhältnissen basiert und nicht auf absoluten Zahlen. Beim Aufbau der Parabolantenne musste der Versuchsaufbau komplett neu aufgebaut werden, evtl haben wir die 70cm von einem falschen Punkt aus gemessen.

### 3.3.2. Bestimmung von Hauptstrahlbreite und Nebenmaximumunterdrückung

Wir haben von jeder Antenne ein Antennendiagramm gezeichnet, als Empfänger wurde dabei immer eine Hornantenne benutzt, die in einem festen Abstand um die Sendeantenne herumgefahren wurde. Für jede Antennenmessung wurde das Messgerät im "dB"-Modus bei 90° auf Null gesetzt.

Die Daten wurden zunächst durch einen x-y-Schreiber aufgenommen und später von Hand in den Computer übertragen und als Polarkoordinaten geplottet.

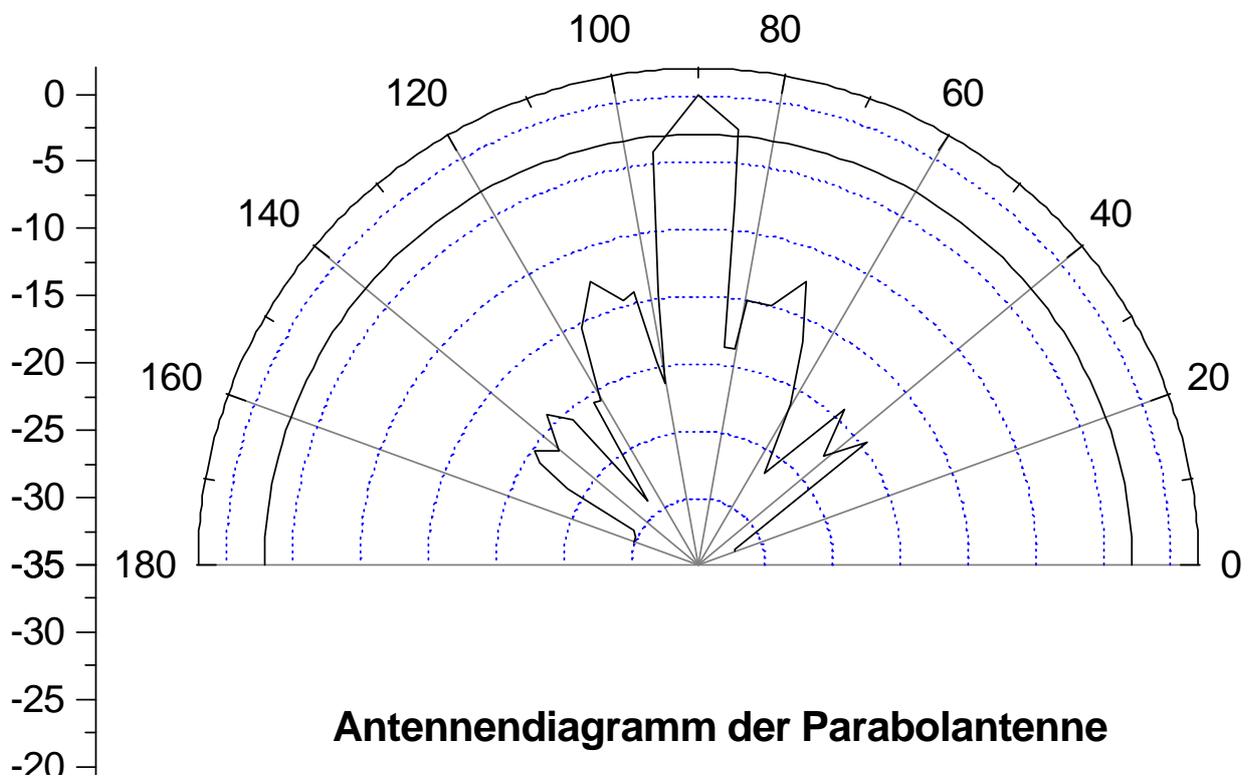
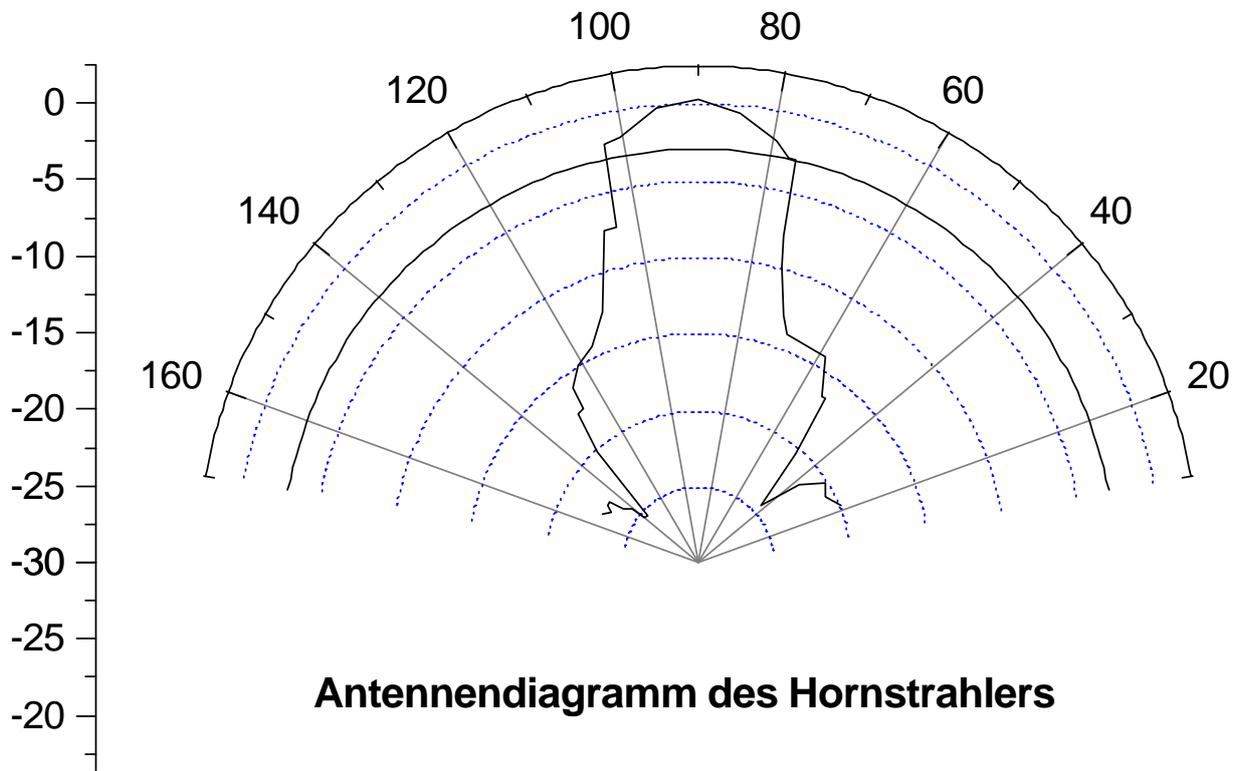
Aus diesen Diagrammen haben wir die Hauptstrahlbreite und Nebenmaximumunterdrückung bestimmt:

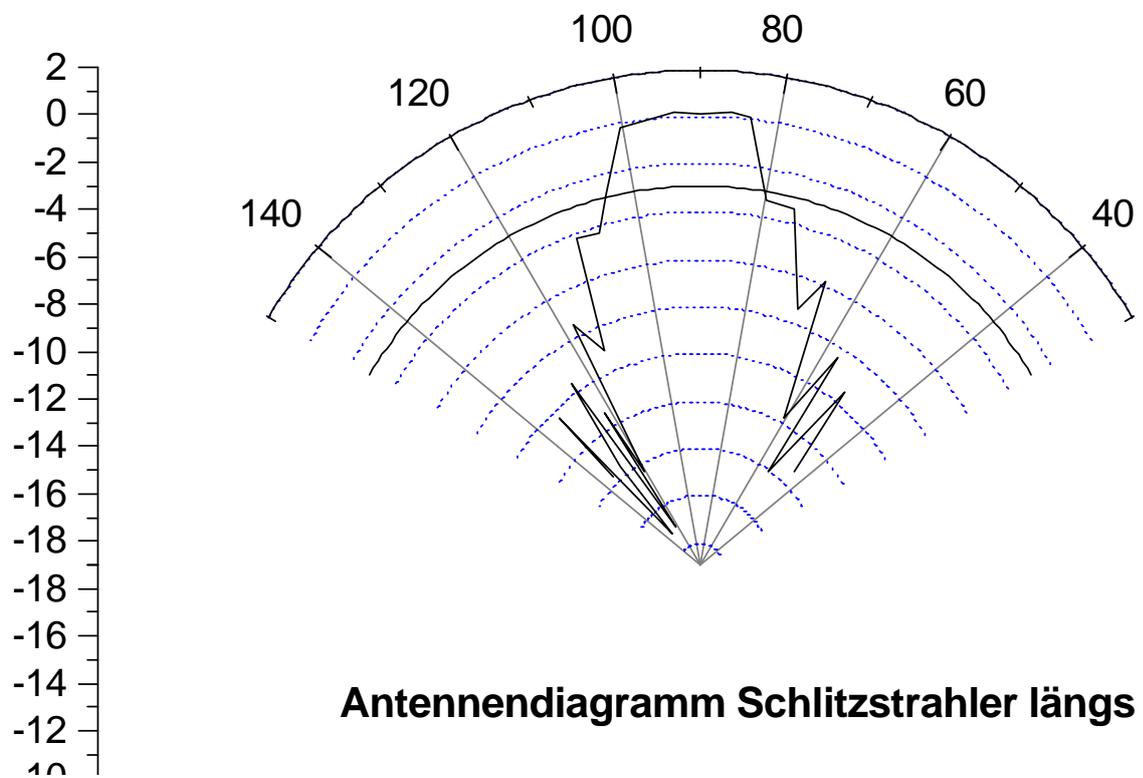
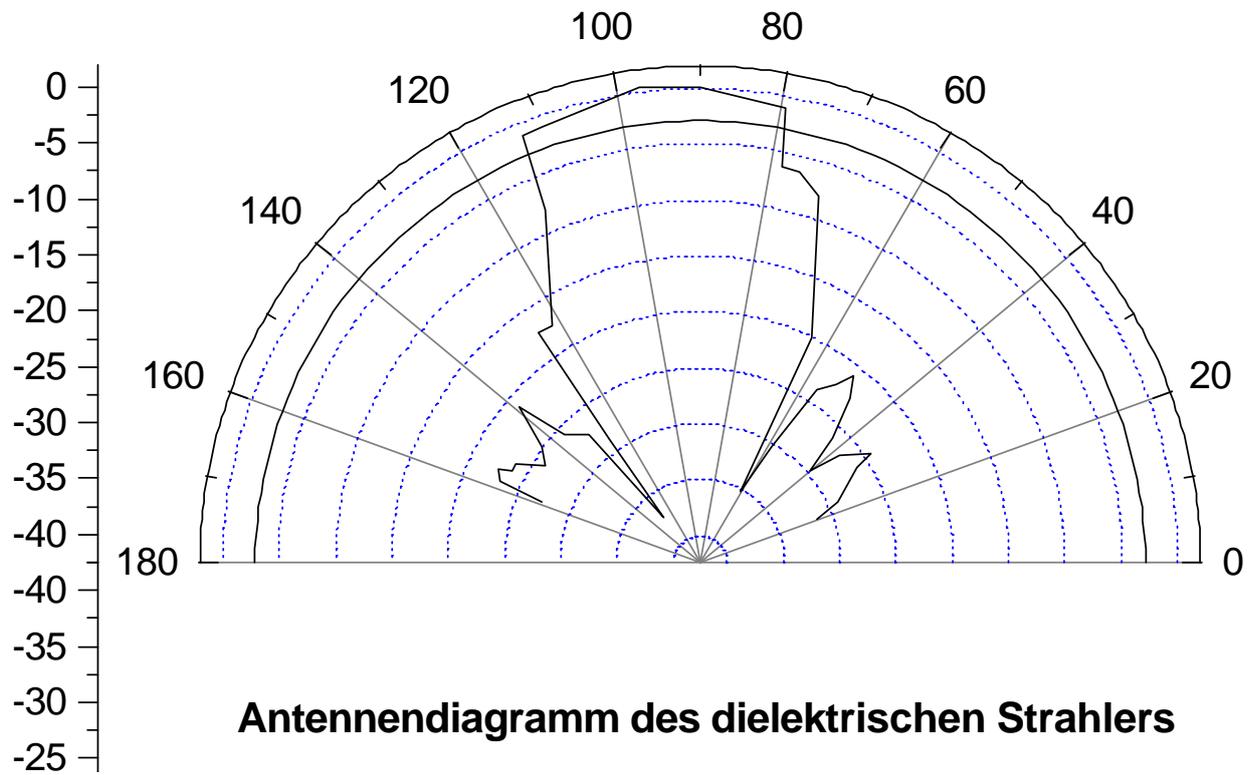
Antenne	Hauptstrahlbreite [°]	Nebenmaxima links [dB]	Nebenmaxima rechts [dB]	Nebenmaxima [dB]
Parabol	11,0	13,00	15,50	14,25
Hornantenne	26,5	23,00	23,00	23,00
dielaktrische	34,5	21,50	21,50	21,50
schlitz quer	19,5	15,00	17,50	16,25
schlitz längs	24,5	5,90	6,00	5,95

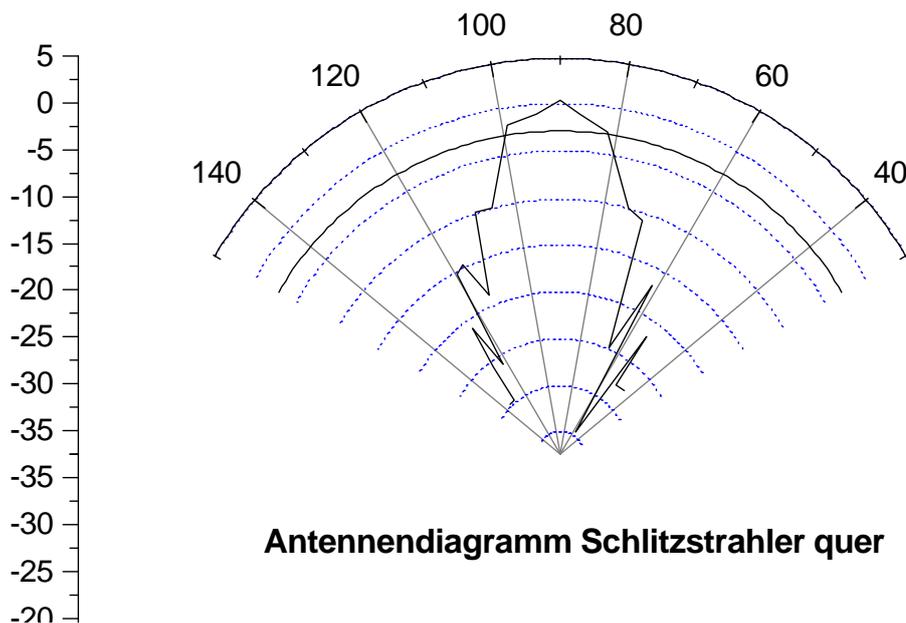
Die Fehler für die Hauptstrahlbreite (von Hanf gemessen) liegt bei  $\pm 1$  Grad, der Fehler für die Nebenmaximumunterdrückung bei 1dB.

Wir haben dabei die Definition der Hauptstrahlbreite so ausgelegt, das sie durch den Winkel zwischen den beiden Schnittpunkten der Diagramme mit der -3dB-Linie beschrieben wird. In anderen Protokollen sind die Ergebnisse nur ca. halb so groß. Wir gehen davon aus das dort ein Mittelwert zwischen rechtem und linken Abfall genommen wurden, in unseren Augen ist unsere Angabe aussagekräftiger.

Es folgen die Diagramme, eingetragen ist auch die -3dB-Linie.







### 3.3.3. Analyse der Antennendiagramme

Die Messwerte zeigen eine leichte Asymmetrie, im Winkelbereich größer  $90^\circ$  scheint es als ob in allen Diagrammen eine zusätzliche Unterdrückung vorhanden ist, besonders fällt das beim Hornstrahler und bei den Schlitzstrahlern auf. In diesem Bereich konnten sich die Wellen evtl. nicht ungestört in den Raum ausbreiten, sondern wurden durch das Fenster reflektiert. Dieser Effekt ist aber nicht besonders gravierend.

Für jede Antenne ist daher sehr schön die Strahlungscharakteristika zu erkennen, es zeigen sich auch die vermuteten Eigenschaften.

Die Parabolantenne besitzt den größten Gewinnfaktor und die kleinste Hauptstrahlbreite, d.h. sie kann benutzt werden um in einem kleinen Bereich fokussierte Mikrowellen zu übertragen, dies kann als Anwendung bei der Datenübertragung beobachtet werden.

Die Hornantenne hat einen ähnlichen Gewinnfaktor wie der dielektrische Strahler, dahingegen nur ein sehr stark unterdrücktes Nebenmaxima und eine der größten Hauptstrahlbreiten. Dies hat uns etwas überrascht, da die Konstruktion der Antenne sehr einfach wirkt. Der dielektrische Strahler hat eine enorme Hauptstrahlbreite von fast  $35^\circ$  und weist auch eine sehr hohe Unterdrückung ähnlich der des Hornstrahlers auf. Diese beiden Antennen können daher verglichen werden: Die Hornantenne hat fast keine Nebenmaxima und unterdrückt diese sehr stark, der dielektrische Strahler muss in allen diesen Faktoren knapp den kürzeren ziehen, hat aber wie gesagt die größte Hauptstrahlbreite.

Die beiden Schlitzstrahler fallen durch ihren sehr geringen Gewinnfaktor auf. Aus den Diagrammen lässt sich nicht viel interessantes gewinnen, sie weisen sehr viele Nebenmaxima auf und deren Unterdrückung ist recht schlecht (5dB bzw. 15dB) zum Vergleich, der Wert für die Parabolantenne (deren großer Nachteil die schlechte Unterdrückung ist) liegt bei 14dB. Einen relativ guten Wert liefert die Hauptstrahlbreite, diese ist aber verglichen mit der Hornantenne immernoch schlechter.