

PRAKTIKUM FÜR FORTGESCHRITTENE

# Mikrowellen

Martin Mücke

Matthias Kreier

14. November 2002

## Inhaltsverzeichnis

### 1 Einleitung

1.1 Vorbetrachtung	3
1.2 Mathematische Grundlagen	3
1.3 Aufgaben	4

### 2 Versuchsdurchführung

2.1 Inbetriebnahme	4
2.2 Frequenzmessung	5
2.3 Abgegebene Leistung und Klystronfrequenz	5
2.4 Stehende Welle und Meßleitung	7
2.5 Hohlleiterwellenlänge	8
2.6 Einfluß von Abschlußwiderständen	8
2.7 Smith-Diagramm	9
2.8 Bestimmung der Dielektrizitätskonstanten	10
2.9 Güte eines Hohlraumresonators	10
2.10 Überkritische und unterkritische Ankopplung eines Hohlraumresonators	11

### A Versuchsaufbau

### B Smith-Diagramm

### C HRR-Kennlinie

### D Meßprotokolle

## 1 Einleitung

Mikrowellen sind elektromagnetische Wellen, die als Strahlung von hochfrequenten elektrischen Störungen ausgehen. Man kann die Mikrowellentechnik als die Beschäftigung mit jenen Anwendungsfällen der Elektrotechnik ansehen, bei denen die Wellenlänge kleiner als die Abmessungen des Systems bzw. der Schaltung sind, jedoch noch nicht so klein, daß nur die Methoden der Strahlenoptik angewendet werden können. Diese Worte werden in [1] in der Einleitung zum Thema Mikrowellen gebraucht. Bereits unter dem Punkt '4. Einführung in den Problemkreis' der Anleitung zum Praktikumsversuch wird auf die besondere Eigenart der Mikrowellenphysik hingewiesen, daß sie sowohl mit den Begriffen der Optik (Reflexion, Absorption) als auch mit denen der Wechselstromtechnik (Wirkwiderstand, Blindwiderstand) arbeitet und diese miteinander verknüpft.

Die Mikrowellen umfassen normalerweise den Frequenzbereich von  $10^9$  bis  $10^{12}$  Hz, d. h. den Wellenlängenbereich von 30 cm bis 0,3 mm. Man ist übereingekommen, unter dem Mikrowellenbereich diesen angegebenen Frequenzbereich zu verstehen, allerdings werden Techniken oder Berechnungsmethoden der Mikrowellen auch in anderen Frequenzbereichen angewandt (oder Probleme im Mikrowellenbereich mithilfe der Netzwerktheorie entworfen).

Die Anwendung der Mikrowellentechnik reicht vom gezielten Erwärmen wasserhaltiger Substanzen über genaue Richtungsbestimmung in der Radioastronomie bis hin zur Radarortung. Nicht zu vergessen ist auch die Nachrichtenübertragung, ob nun terrestrisch oder zu Satelliten.

### 1.1 Vorbetrachtung

Wegen den speziellen physikalischen Rahmenbedingungen der Mikrowellentechnik sind neue Bauteile nötig. Zum Beispiel sind herkömmliche Trioden oder Elektronenröhren nicht mehr einsetzbar, da allein die Laufzeit der Elektronen innerhalb der Bauteile im Bereich der Mikrowellen liegt. Deshalb werden Mikrowellen zum Beispiel mithilfe eines *Klystrons* erzeugt. Ursprünglich wurden in einem solchen Klystron die von einer Kathode emittierten Elektronen in einem Resonator moduliert (Dichtemodulation => Paketbildung) und gelangten danach in einen zweiten Resonator. Bei richtiger Abstimmung wird ein hochfrequentes Wechselfeld im Resonator induziert.

Das in unserem Versuch verwendete Reflexklystron besitzt nur einen Resonator. Anstelle eines zweiten Resonators ist ein Reflektor so angebracht, daß die Elektronen nach dem Durchgang gebremst werden und wieder in den Resonator zurückkehren. Schematisch ist der Aufbau eines Reflexklystrons in Bild 1 dargestellt.

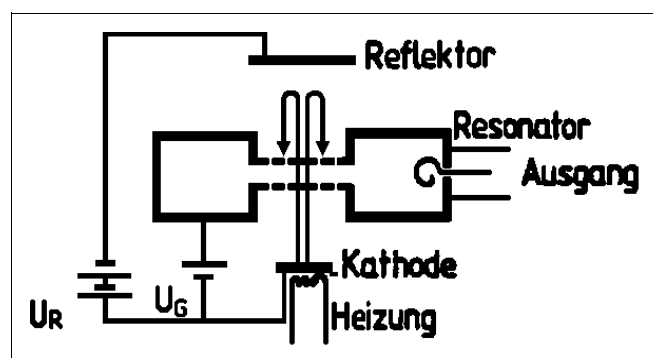


Abbildung 1: Reflexklystron

Obwohl das Klystron im Dauerbetrieb eine recht hohe Wärmeentwicklung zeigte, war die Leistungsabgabe im Mikrowellenbereich im Bereich von wenigen milliWatt, stellte also kein Sicherheitsrisiko dar.

## 1.2 mathematische Grundlagen

Die mathematische Grundlage bilden in der Mikrowellentechnik natürlich wieder die Maxwell'schen Gleichungen, allerdings mit speziellen Randbedingungen. Für die Wellenausbreitung von Mikrowellen in Hohlleitern, z. B. in einem Rohr mit rechteckigem Querschnitt ( $a \times b$ ), ergibt sich eine Grenzwellenlänge  $\lambda_c$ :

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2}a\right)^2 + \left(\frac{n}{2}a\right)^2}} \quad (1)$$

wobei  $m$  und  $n$  ganze Zahlen sind, deren Kombination jeweils eine eigene Lösung bestimmt und damit mögliche Eigenwellen im Hohlleiter klassifiziert. Im allgemeinen werden Mikrowellenhohlleitersysteme nur in der Grundwelle betrieben, d. h.  $m=1$  und  $n=0$ , die  $H_{10}$ -Welle ist die zu betrachtende Wellenform.

Darüber hinaus existiert eine spezielle Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_H$ , die sich aus der Grenzwellenlänge  $\lambda_c$  und der Vakuumwellenlänge  $\lambda_0$  errechnen läßt:

$$\frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_H^2} = \frac{1}{\lambda_0^2} \quad (2)$$

Für die Dielektrizitätskonstante eines Materials, daß in einem kurzgeschlossenen Hohlleiter eingebracht ist, bzw. die auftretenden Wellenlängen, gilt die folgende Beziehung.

$$\epsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{H\epsilon}}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 \quad (3)$$

Dabei nutzt man die Verschiebung des ersten Minimums aus, die in [2] auf Seite 144 anschaulich dargestellt ist. In Vernachlässigung des komplexen Anteils der Dielektrizitätskonstante (Dämpfung) ergeben sich als weitere Bestimmungsgleichungen für  $\lambda_H$  (siehe ausführlich in [2], Seite 144 - 151):

$$\lambda_{H\epsilon} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (4)$$

$$\frac{\tan \beta d}{\beta d} = -\frac{\lambda_H}{2\pi d} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_H} z_0\right) \quad (5)$$

## 1.3 Aufgaben

- 1) Setzen Sie die Mikrowellenanlage in Betrieb.
- 2) Bestimmen Sie Wellenlänge bzw. Frequenz der Mikrowelle mit dem Wellenmesser. Deuten Sie beobachtete Signalformen.
- 3) Messen Sie die Klystronfrequenz und die abgegebene Leistung (in willkürlichen Einheiten) in Abhängigkeit von der Reflektorspannung zwischen 0 V und 200 V.
- 4) Schließen Sie die Meßleitung durch eine Kurzschlußplatte ab, und setzen Sie die Meßleitung in Betrieb! Messen Sie das am Meßkopf auftretende Signal als Funktion der Schlittenstellung! Ebenso  $\sin^2 x$  und  $|\sin x|$  einzeichnen, vergleichen. Zusammenhang?
- 5) Bestimmen Sie die Hohlleiterwellenlänge, und errechnen Sie die Vakuumwellenlänge aus Hohlwellenlänge und Grenzwellenlänge! Vergleichen Sie die so ermittelte Vakuumwellenlänge mit der am Wellenmesser direkt gemessenen! Schätzen und

vergleichen Sie die Fehler der nach beiden Verfahren bestimmten Werte für die Wellenlänge!

- 6) Messen und zeichnen Sie die Spannungsverteilung längs der Leitung bei offenem Ende und beim Abschluß mit drei verschiedenen Abschlußwiderständen! Vergleichen und diskutieren Sie Lageänderung des Minimums!
- 7) Erläutern Sie das Verfahren der Bestimmung von komplexen Abschlußwiderständen mit Hilfe des Smith-Diagrammes!
- 8) Schließen Sie die Meßleitung durch einen kurzgeschlossenen Hohlleiter mit eingepasstem Dielektrikum ab, und bestimmen Sie die Dielektrizitätskonstante!
- 9) Stellen Sie aus einem Kurzschlußschieber und einer Koppelblende einen Hohlraumresonator her und schließen Sie diesen an die Meßleitung an! Schätzen Sie die Güte ab!
- 10) Koppeln Sie den Hohlraumresonator überkritisch und unterkritisch an! Verschiebung des Spannungsminimums bei Verstimmung des Resonators gegen die Klystronfrequenz? Lage der Minima zeichnen, Ergebnisse diskutieren!

## 2 Versuchsdurchführung

### 2.1 Inbetriebnahme

Unser Aufbau ist in Anhang A dargestellt. Zunächst haben wir die korrekte Erdung überprüft, da das Klystron mit mehreren 100 V arbeitet. Dann haben wir mit der Netzspannung die Heizung für die Kathode eingeschaltet. Nachfolgend mußte erst die Reflektorspannung und danach die Resonatorspannung eingeschaltet werden. In der anderen Reihenfolge hätte ein Reflektorstrom fließen können, da die Anlage dafür nicht gebaut ist, hätte dies eine Beschädigung oder Zerstörung zur Folge gehabt. Nach ca. 20 Minuten war die Anlage auf Betriebstemperatur. Mit dem Spannungsmeßgerät haben wir ein maximales Signal gesucht, damit war die Anlage betriebs- und meßbereit.

### 2.2 Frequenzmessung

An einem H-Arm des magischen T ist ein Hohlraumresonator als Wellenmesser angeschlossen. Mit diesem haben wir die Wellenlänge bzw. Frequenz bestimmt.

Attenuator	Kurzschlußschieber in mm	Wellenmesser in mm	entsprechende Frequenz in GHz
0	1,16	11,38	9,323
10	1,16	11,37	9,325
20	1,16	11,37	9,325
30	1,16	11,37	9,325
40	1,16	11,38	9,323
0	10,60	11,37	9,325
10	10,60	11,38	9,323
20	10,60	11,39	9,320
30	10,60	11,38	9,323
0	20,00	11,37	9,325
10	20,00	11,39	9,320
20	20,00	11,38	9,323

Der Mittelwert aus allen Frequenzen beträgt 9,323 GHz, die Standardabweichung 1,8 MHz. Allerdings beträgt die Ablesegenauigkeit des Wellenmessers  $\pm 0,01$  mm, genauer ist die Referenzkurve auf Millimeterpapier auch nicht. In diesem Frequenzbereich ergibt sich daraus eine Abweichung von 5 MHz, eine genauere Angabe macht also keinen Sinn. Wir erhalten somit eine Frequenz bzw. Wellenlänge von:

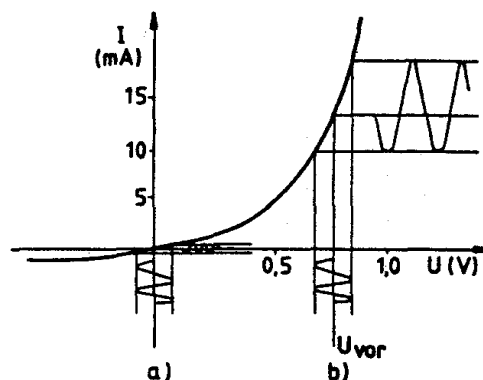
$$\nu = (9,323 \pm 0,005) \text{ GHz}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{\nu} = (32,18 \pm 0,02) \text{ mm}$$

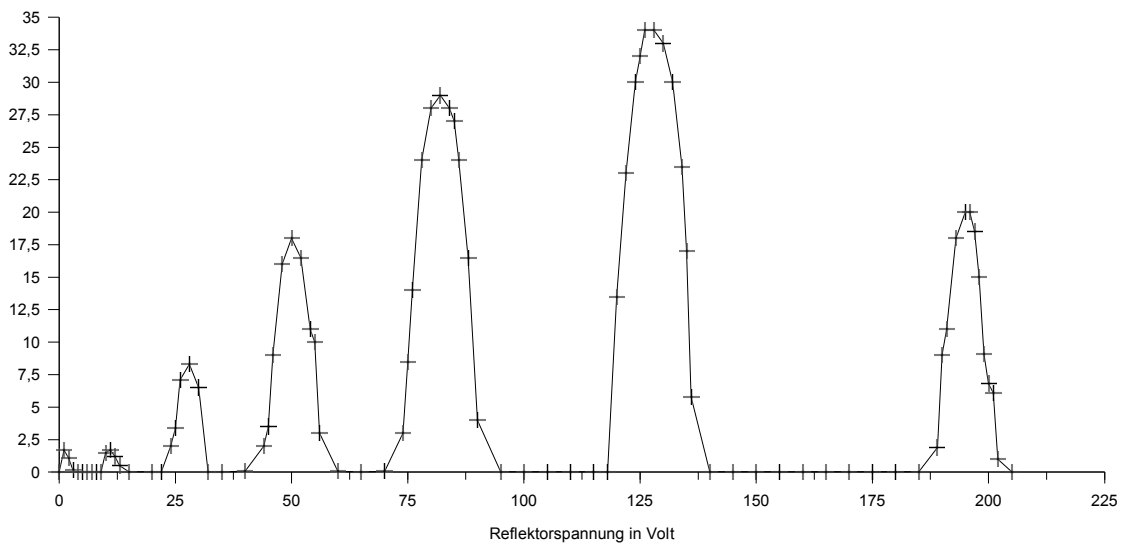
Wie aus der Tabelle ersichtlich ist und wie es auch zu erwarten war, haben weder der Attenuator noch die Stellung des Kurzschlußschiebers einen Einfluß auf die Klystronfrequenz. Allerdings beeinflusste der Attenuator die Stärke der Änderung des Detektorsignales, der Kurzschlußschieber hatte auch eine Auswirkung auf die Richtung des Ausschlags. Das läßt sich mit der Verstimmung der beiden H-Arme des Magischen T erklären, denn das Detektorsignal beruht auf der Phasendifferenz und Energieverteilung zwischen den beiden Teilästen. Nur diese gelangen in den E-Arm, an dem der Detektor sitzt.

### 2.3 Abgegebene Leistung und Klystronfrequenz

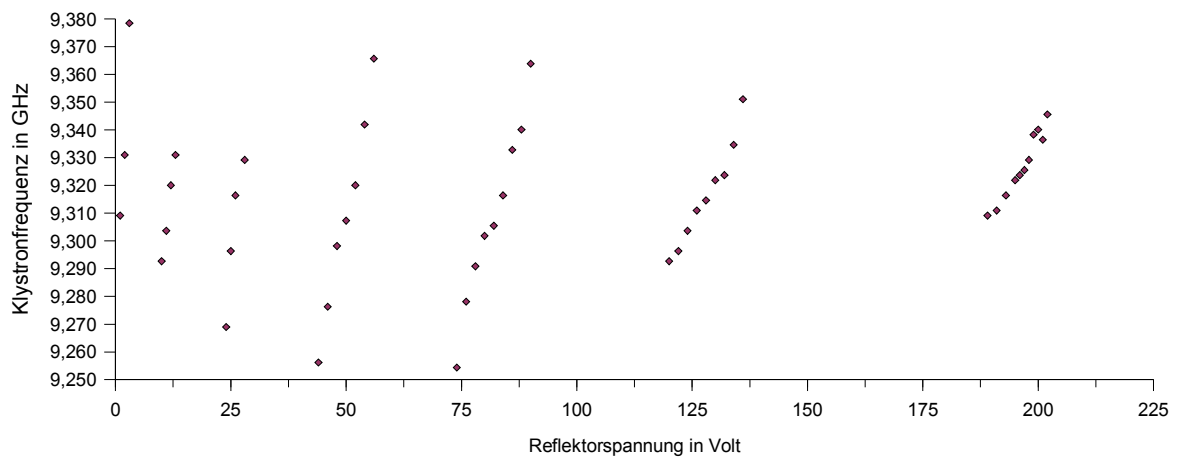
In dem folgenden Diagramm haben wir die Werte der Detektorspannung gegen die Reflektorspannung aufgetragen. Diese ist aufgrund des folgenden Zusammenhanges einer Leistungskurve proportional: Der Detektor arbeitet mit einer Halbleiterdiode, deren Spannung gemessen wird. Diese Spannung ist proportional zum Diodenstrom, der durch die Mikrowellen induziert wird. Dieser Strom hängt in guter Näherung quadratisch von kleinen Meßspannungen ab, damit ist die gemessene Spannung also proportional zur Leistung. Die Gleichrichtwirkung der Diode sorgt außerdem für ausschließlich positive Spannungswerte (der geringe Sperrstrom ist vernachlässigbar). Die alles wird an der folgenden Diodenkennlinie deutlich:



In der folgenden Darstellung lassen sich die gemessenen 7 Moden gut erkennen. Wenn man die ersten 3 Moden aus der Betrachtung herausläßt, da ihre Leistungsabgabe unwirtschaftlich ist, so kann man sagen, daß die Breite des Frequenzbandes mit höheren Moden abnimmt. Da jedoch die Breite der Reflektorspannung je Mode ungefähr gleich ist, nimmt der Frequenzanstieg zum Spannungsanstieg mit höheren Moden ab. Wenn wir einen Reflektorspannungs-Frequenzkopplungskoeffizient  $k = df/dU_{\text{Reflektor}}$  einführen, so würde dieser mit größerer Reflektorspannung kleiner werden. Dies ist unter anderem für eine Frequenzstabilisierung von Bedeutung.

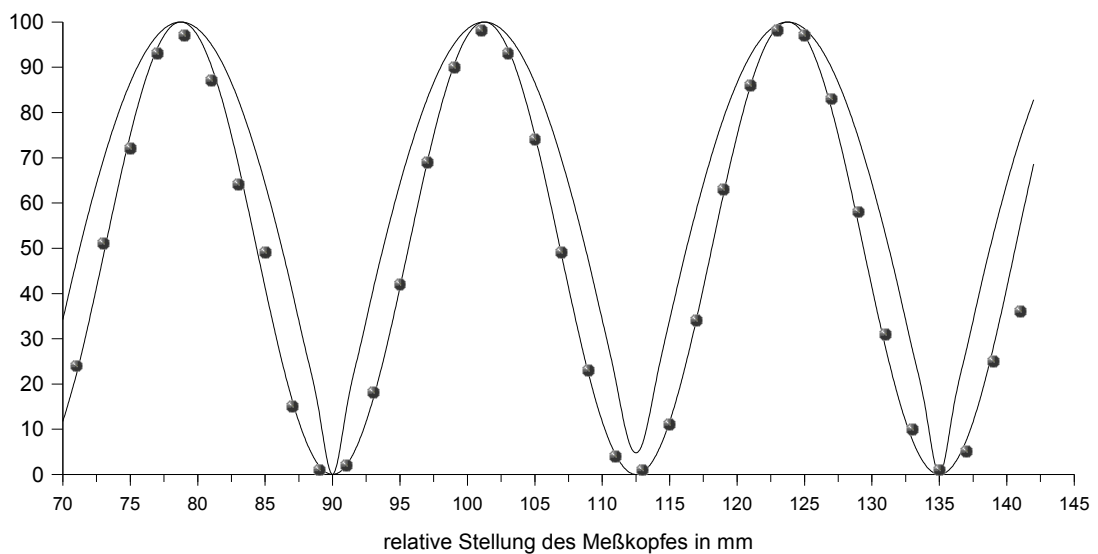


Parallel dazu haben wir die Frequenzen innerhalb der Moden gemessen:



### 2.4 Stehende Welle und Meßleitung

Auch in diesem Graphen haben wir direkt die gemessene Diodenspannung aufgetragen. Wie unter Punkt 2.3 erläutert, sollte der Spannungsverlauf mit der Leistungsverteilung identisch sein. Die Auswertung der 3 Kennlinien liefert uns den experimentellen Beweis:



Unsere Meßpunkte stimmen geradezu hervorragend mit der  $\sin^2 x$  - Kennlinie überein, die Abweichungen von der  $|\sin x|$  Linie sind offensichtlich. Damit entspricht die gemessene Intensität nicht der Feldstärke, sondern der Leistung am jeweiligen Punkt - wie bereits angenommen und theoretisch begründet.

## 2.5 Hohlleiterwellenlänge

In unserem Versuchsaufbau wurden genormte Hohlleiter der Abmessung  $a=22,86$  mm und  $b=10,16$  mm verwendet (R 100 nach IEC). Wie in [1] auf Seite 41f gezeigt, gilt für die Grenzwellenlänge (in unserem Fall die  $H_{10}$ -Welle):

$$\lambda_C = 2a = 45,72 \text{ mm}$$

Weiterhin kann aus Aufgabe 4 durch den Abstand zwischen 2 benachbarten Minima bzw. Maxima die Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_H$  bestimmt werden. Wir haben jedoch explizit 6 Positionsmeßwerte (siehe Meßprotokoll) aufgenommen, um aus dem Mittelwert der Differenzen einen genaueren Wert zu erhalten. Wir erhalten:

$$\lambda_H = (45.5 \pm 0.5) \text{ mm}$$

Aus Formel (2) ergibt sich nun der Wert für die Vakuumwellenlänge  $\lambda_0$ , die wir mit unserem Ergebnis aus Aufgabe 2 vergleichen:

$$\lambda_0 = (32,3 \pm 0.3) \text{ mm}$$

$$\nu_0 = \frac{c}{\lambda_0} = (9,29 \pm 0.09) \text{ mm}$$

Der mit der Meßleitung bestimmte Frequenzwert ist weit weniger genau als der mittels des Wellenmessers bestimmte Wert. Allerdings überdecken sich beide Werte. Die Abweichung zwischen beiden Ergebnissen liegt wahrscheinlich nicht nur in der durch die Messung bedingte Ungenauigkeit, sondern auch darin begründet, daß wir nicht exakt die gleiche Reflektorspannung bei der Messung wiedergefunden haben. Wie aus Aufgabe 3 hervorgeht, besteht ein starker Zusammenhang zwischen Reflektorspannung und Klystronfrequenz. Dies sollte bei der Bewertung der Ergebnisse berücksichtigt werden.

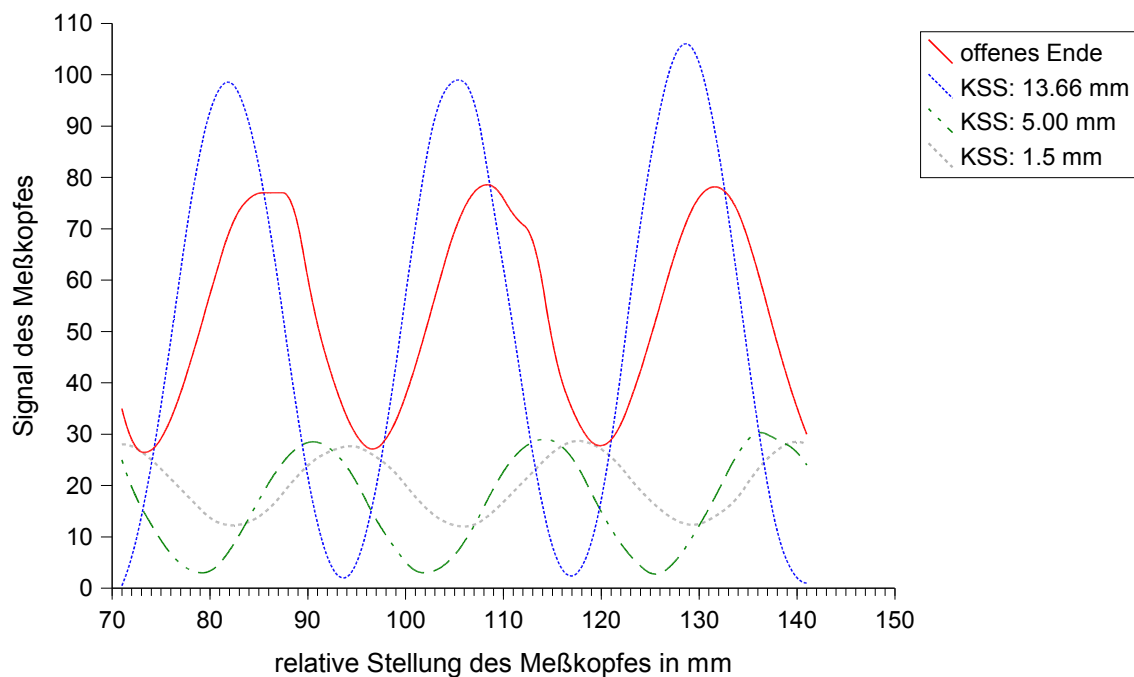
Aufgrund der Genauigkeit und Einfachheit der Frequenzmessung mit dem Wellenmesser stellt sich diese Meßmethode natürlich als Methode der Wahl dar.

## 2.6 Einfluß von Abschlußwiderständen

Am Ende der Meßleitung haben wir nun mit einem Attenuator (also einen Mikrowellen-Dämpfungsbauteil) und einem Kurzschlußschieber unterschiedliche Abschlußwiderstände generiert. Die Stellung des Attenuators sollte Einfluß auf die zu messende Amplitude haben, der Kurzschlußschieber mindestens die Lage der Minima bzw. Maxima verändern. Sicherlich wird er auch einen Einfluß auf die Amplitude haben, denn es kommt natürlich zu einer Wechselwirkung mit den anderen Abschnitten des Hohlleitersystems.

Auf der folgenden Seite sind unsere 4 Meßkurven grafisch dargestellt:





Der Attenuator beeinflusst wie erwartet nur die Amplitude des reflektierten Signals, wohingegen der Kurzschlußschieber hauptsächlich die Phasenlage und damit die Lage der Maxima und Minima beeinflusst.

Wenn man die exakte Stellung des Kurzschlußschiebers und die Verschiebung der Minima bzw. Maxima berücksichtigt, so wird deutlich, daß die Änderung der Stellung des KSS exakt der Verschiebung der Minima entspricht – die Welle wird also am KSS reflektiert.

## 2.7 Smith-Diagramm

Um mithilfe des Smith-Diagramms den komplexen Wert eines Abschlußwiderstandes zu bestimmen, benötigt man 2 Ergebnisse aus den Messungen: den Welligkeitsfaktor  $s$  und den Abstand des ersten Spannungsminimums vom Abschluß. Dieser Abstand  $\delta$  wird in Einheiten der Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_H$  angegeben, so daß gilt:  $0 \leq \delta \leq 0,5$ . Der Welligkeitsfaktor  $s$  ergibt sich aus dem Quotienten vom Maximum und Minimum der Spannungswerte der Stehenden Welle, deshalb nennt man den Welligkeitsfaktor auch Stehwellenverhältnis. Von unseren Meßwerten muß daher die Wurzel gezogen werden, denn sie sind proportional zur Leistung, und die Spannung geht quadratisch in die Leistung ein.

Im Smith-Diagramm zeichnet man nun einen Kreis um den Punkt der reellen 1 (Mitte des Diagramms, entspricht  $R=0$  und  $A=1$ ) mit dem Radius, der der Welligkeit entspricht, wenn sie auf der realen Achse abgetragen worden wäre. Dann zeichnet man vom Mittelpunkt eine Gerade zum Außenrand des Smith-Diagrammes zu der Stelle, die dem Abstand  $\delta$  entspricht. Aus dem Schnittpunkt dieser Gerade mit dem Kreis läßt sich der Real- und Imaginärteil des Abschlußwiderstandes ablesen.

Wir haben die relevanten Werte in einer Tabelle zusammengetragen und die aus dem Diagramm abgelesenen Impedanzen ebenfalls eingetragen. Das Smith-Diagramm befindet sich im Anhang B.

Attenuator	KSS [mm]	Welligkeit	$\delta$	Impedanz
offenes Ende		1,74	0,429	0,65 - 0,3i
0	13,66	19,56	0,362	0,18 - 1,17i
3	5,00	3,94	0,047	0,28 + 0,29i
6	1,50	1,55	0,122	0,8 + 0,4i

### 2.8 Bestimmung der Dielektrizitätskonstanten

Um die Dielektrizitätskonstante der zu untersuchenden Materialblöcke zu bestimmen, haben wir zunächst die Intensitätsverteilung längs der Meßstrecke für den leeren Hohlraum vermessen. Danach haben wir dieselbe Messung mit den unterschiedlich dicken Materialproben durchgeführt. Aus der Verschiebung der Minima bzw. Maxima und der Dicke  $d$  der Probe ergab sich unser Wert für  $z_0$ . Wie bereits in der Einführung erwähnt, läßt sich aus diesen Werten über die Mathematischen Zusammenhänge (3), (4) und (5) die DK  $\epsilon_r$  bestimmen. Um die Gleichung  $\tan(x)/x = a$  nach  $x$  bei gegebenen  $a$  aufzulösen (aus (5)), haben wir zunächst Abb. 48 in [2] verwendet, um die ungefähre Größenordnung von  $x$  zu erhalten und dann die genaue Lösung numerisch angenähert. Unsere Berechnungen haben zu folgenden Ergebnissen geführt:

Dicke $d$ [mm]	$z_0$ [mm]	$\beta_2 d$	$\epsilon_r$
7,85	4,25	2,206	2,59
9,90	1,20	2,811	2,63
12,15	-0,85	3,375	2,54
16,15	-10,50	4,623	2,66
16,55	-11,45	4,717	2,65

Um eine höhere Genauigkeit zu erhalten, haben wir bei dieser Messung 3 Minima aufgenommen und über die Mittelwerte der relevanten Differenzen  $z_0$  bestimmt. Aufgrund dieser Meßdatenmenge macht die Bildung eines Mittelwertes aus allen Meßdaten und für die 5 Proben Sinn. Die Standardabweichung ergibt den Fehler unseres Ergebnisses. Wir erhalten als Dielektrizitätskonstante unserer Meßkörper:

$$\epsilon_r = (2,61 \pm 0,05)$$

### 2.9 Güte eines Hohlraumresonators

Aus einer Koppelblende (Metallplatte mit Bohrung und Abstimmerschraube) und einem Kurzschlußschieber haben wir einen Hohlraumresonator hergestellt. Nun sollte dieser optimal abgestimmt werden. Dazu wurde die Reflektorspannung des Klystrons durch eine Sägezahnspannung des Oszilloskopes moduliert. Daraus ergibt sich (siehe Ergebnis von Aufgabe 3) ein gewisses Frequenzband, welches das Klystron abgibt. Die am E-Arm des Magischen T gemessene Intensität wurde in Abhängigkeit der Sägezahnspannung (und damit der Klystronfrequenz) dargestellt.

Mit der Abstimmerschraube wurde nun eine möglichst kritische Kopplung eingestellt. Diese zeigt sich daran, daß die durch den Hohlraumresonator verursachte Einkerbung in der auf

dem Oszilloskop dargestellten Mode bis auf den Nullpunkt reicht. Mithilfe eines anderen Hohlraumresonators hoher Güte - dem aus Aufgabe 2 bekannten Wellenmesser - wurde nun die Breite der Kurve (Frequenzabstand) gemessen. Die Güte des aufgebauten Hohlraumresonators ergibt sich dann aus:

$$Q = \frac{\nu}{\Delta \nu}$$

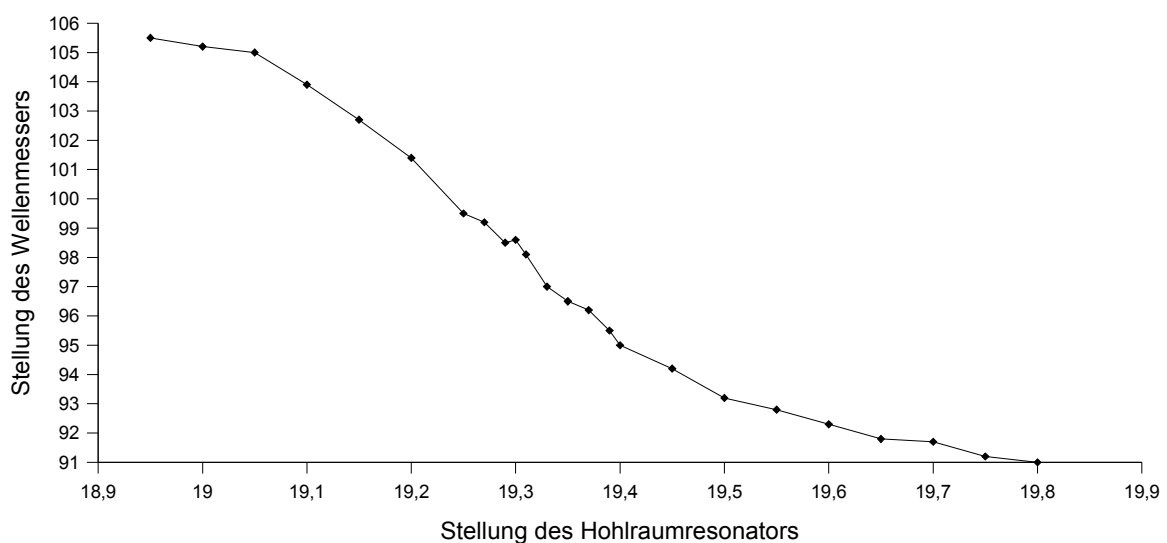
Die Meßwerte des Wellenmessers entsprechen einer Frequenz  $\nu = 9,324$  GHz und einer Frequenzbandbreite von  $\Delta \nu = 0.015$  GHz. Damit ergibt sich die Güte des von uns aufgebauten und vermessenen HRRs:

$$Q = (620 \pm 80)$$

Wegen des geringen Frequenzabstandes und der Auswertung mit dem Wellenmesser ist das Ergebnis für die Güte recht ungenau. Der relativ große Fehler ergibt sich aus der Ungenauigkeit der Ablesung für Frequenzwerte aus der Kennlinie des Wellenmessers. Abgelesene Frequenzwerte können maximal auf 5 MHz genau angegeben werden (siehe 2.2). In der Praxis wird allerdings vornehmlich die Größenordnung, in der die Güte des HRR liegt, interessant sein. Mit dem von uns gebauten HRR wären immerhin Frequenzangaben auf ca. 0,5% genau möglich. Gemäß [1], Seite 180, erreichen Präzisionswellenmesser eine Genauigkeit von  $10^{-4}$ , das entspricht einer Güte von 10000.

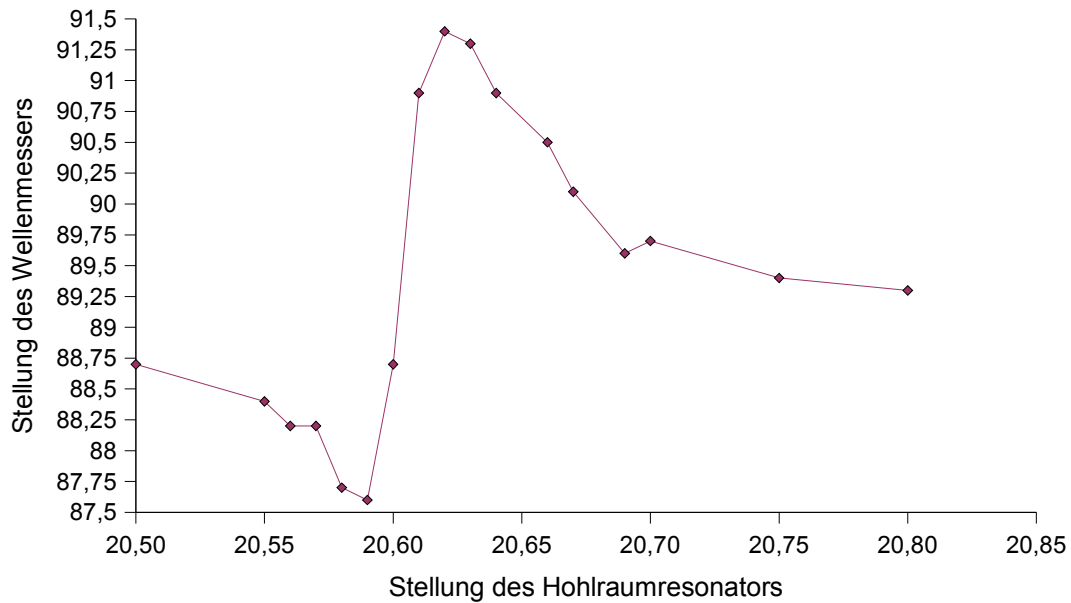
### 2.10 Überkritische und unterkritische Ankopplung eines Hohlraumresonators

Nun wurde der Hohlraumresonator durch Bleche angekoppelt, die unterschiedlich große Löcher enthielten. Damit erfolgte die überkritische und unterkritische Ankopplung. Den Unterschied in der Ankopplung läßt sich erkennen, wenn man die Frequenz des HRR gegen die Klystronfrequenz verstimmt. Im Fall der überkritischen Kopplung ergibt sich im Bereich der Resonanz ein starker Abfall (bzw. Anstieg) der mit dem Wellenmesser bestimmten Frequenz, um zu beiden Seiten ein Plateau mit charakteristischer Frequenz auszubilden. Dies ist in [2] auf Seite 69, Abb. 21b dargestellt, unser gemessener Verlauf stimmt sehr gut mit dem theoretisch erwarteten überein.



Einen grundsätzlich anderen Verlauf erhält man bei unterkritischer Ankopplung. Auch hier bilden sich rechts und links der Resonanzfrequenz Plateaus aus, jedoch bei gleicher Frequenz - der des Klystrons. Der Übergangsbereich ist durch einen Verlauf gekenn-

zeichnet, wie er in [2] auf Seite 68, Abb. 21a zu finden ist. Unsere Messung zeigte diesen Verlauf deutlich:



Das spezielle Einkopplungsverhalten eines Hohlraumresonators bei unterkritischer Ankopplung wird aus diesem Graphen klar ersichtlich.

## Literatur

- [1] Baden-Fuller, A.J. : Mikrowellen. Friedr. Vieweg u. Sohn, Braunschweig 1974
- [2] Frieser, A. : Mikrowellenmeßtechnik. Akademie-Verlag. Berlin 1965