

VERSUCHSBERICHT ZU

MIRKOWELLEN - BAUELEMENTE UND  
STEHENDE WELLEN IN KOAXIALKABELN

Gruppe BA-C-04

Alexander Neuwirth (E-Mail: a\_neuw01@wwu.de)  
Leonhard Segger (E-Mail: l\_segg03@uni-muenster.de)

durchgeführt am 01.07.2019  
betreut von  
Dr. Johann Jersch

2. Februar 2020

# Inhaltsverzeichnis

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Kurzfassung</b>                                | <b>3</b>  |
| <b>2</b> | <b>Theorie</b>                                    | <b>3</b>  |
| 2.1      | Leitungstheorie . . . . .                         | 3         |
| 2.2      | Leistungsabschluss . . . . .                      | 4         |
| 2.3      | Stehende Wellen . . . . .                         | 4         |
| 2.4      | Lecherleitung und Koaxialleitung . . . . .        | 5         |
| 2.5      | Mikrostreifenleitung . . . . .                    | 5         |
| 2.6      | Richtkoppler . . . . .                            | 6         |
| 2.7      | Zirkulator und Richtleitung . . . . .             | 6         |
| 2.8      | Detektordiode . . . . .                           | 7         |
| <b>3</b> | <b>Methoden</b>                                   | <b>8</b>  |
| 3.1      | Diodenkennlinie . . . . .                         | 8         |
| 3.2      | Eigenschaften von Hochfrequenzbauteilen . . . . . | 8         |
| 3.3      | Stehende Wellen in einem Koaxialkabel . . . . .   | 9         |
| <b>4</b> | <b>Ergebnisse und Diskussion</b>                  | <b>10</b> |
| 4.1      | Unsicherheiten . . . . .                          | 10        |
| 4.2      | Kalibration der Detektordiode . . . . .           | 10        |
| 4.3      | Isolator (Richtleitung) . . . . .                 | 11        |
| 4.4      | Richtkoppler . . . . .                            | 12        |
| 4.5      | Zirkulator . . . . .                              | 13        |
| 4.6      | Stehende Wellen . . . . .                         | 14        |
| <b>5</b> | <b>Schlussfolgerung</b>                           | <b>16</b> |

# 1 Kurzfassung

In diesem Versuch sollen verschiedene Messungen mit Mikrowellen in Mikrowellenleitern durchgeführt werden. So werden Dämpfungen verschiedener Bauteile in Abhängigkeit von der Frequenz der Mikrowellen bestimmt. Die untersuchten Bauteile waren ein Isolator (Richtleitung), ein Richtkoppler und zwei Zirkulatoren. Aus diesen Messungen werden Operationsbandbreiten bestimmt und mit den Herstellerinnenangaben verglichen, was in manchen Fällen zu leichten Diskrepanzen führt.

Weiterhin werden in einem Koaxialkabel stehende Wellen herbeigeführt und mithilfe der Frequenzabstände, unter denen Resonanzen auftreten, die relative Permittivität der zwei verwendeten Kabel bestimmt. Mithilfe dieser wird vermutet, dass es sich bei den Materialien der Dielektrika der beiden Kabel und Polyethylenschaum und Teflon handelt.

## 2 Theorie

### 2.1 Leitungstheorie

Bei transversalelektromagnetischen Leitern (welche im folgenden verwendet werden) lassen sich die Größen der elektromagnetischen Felder auf die einfacher zu handhabenden Größen Strom und Spannung reduzieren. In Abb. 1 ist das Ersatzschaltbild eines Abschnittes eines TEM-Leiters dargestellt. Ein TEM-Leiter besteht immer aus Hin- und Rückleitung. Die Größen der vier auftretenden Impedanzen sind abhängig von der Länge des betrachteten Leitungsabschnittes.

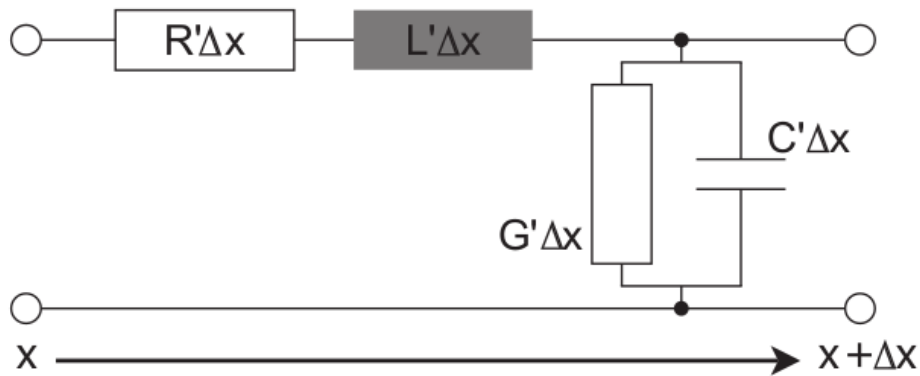


Abbildung 1: Ersatzschaltbild eines Leitungsabschnittes eines transversalelektromagnetischen Leiters. [1]

Aufstellen der Gleichungen für Maschen- und Knotenregel (vgl. [1] ) führt zur Über-

tragungsfunktion:

$$U(x) = U_h \cdot e^{-\gamma x} + U_r \cdot e^{\gamma x} \quad (1)$$

$$I(x) = I_h \cdot e^{-\gamma x} - I_r \cdot e^{\gamma x} \quad (2)$$

$$\text{mit } \gamma := \sqrt{(R' + i\omega L')(G' + i\omega C')} = \alpha + i\beta \quad (3)$$

Dabei ist  $\alpha$  der Dämpfungskoeffizient.

## 2.2 Leitungsabschluss

Wenn an einem Kabelende keine Reflexionen auftauchen sollen, muss der Reflexionskoeffizient verschwinden. Dieser ist definiert als:

$$r = \frac{Z_a - Z_L}{Z_a + Z_L} \quad (4)$$

Dabei ist der Leitungswiderstand für verlustfreie Leiter ( $R' = L' = 0$ ) und  $x > 0$

$$Z_L := \frac{U(x)}{I(x)} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (5)$$

Der Abschlusswiderstand  $Z_a := U(0)/I(0)$  soll also gleich zum Leitungswiderstand sein.

Beim Reflexionskoeffizient entspricht  $r = -1 = 1 \cdot e^{i\pi}$  einem Phasensprung von  $\pi$ .

## 2.3 Stehende Wellen

Stehende Wellen zeichnen sich dadurch aus, dass sie Knotenpunkte besitzen, an denen der Ausschlag stets Null ist und deren Position zeitlich konstant ist. Sie treten bei vollständiger Reflexion, also  $|r| = 1$ , an einer Barriere auf.

Bei Betrachtung einer verlustlosen Leitung der Länge  $l$ , die an beiden Enden vollständig reflektiert, ergibt sich für die transmittierte Leistung die Airy-Funktion:

$$P_t = \frac{|U_h|^2}{Z_L} \cdot \left( \frac{T}{1-R} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + F \sin^2 \left( \frac{\phi}{2} \right)} \quad (6)$$

$$\text{mit dem Finesse-Faktor } F = \frac{4R}{(1-R)^2} \quad (7)$$

$$\text{und } R = |r_1||r_2|, \quad T = |t_1||t_2|, \quad (8)$$

wobei  $t_{1,2}$  und  $r_{1,2}$  die Reflexions- bzw. Transmissionskoeffizienten an den Leitungsenden sind.

Diese wird maximal für

$$\sin^2 \left( \frac{\phi}{2} \right) = 0 \Rightarrow 2k_n l - \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi n, \quad (9)$$

wobei  $\varphi_1, \varphi_2$  die Phasensprünge an den beiden Enden der Leitung sind und  $n \in \mathbb{Z}$ .

## 2.4 Lecherleitung und Koaxialleitung

Bei der Lecherleitung verlaufen Feldlinien des elektromagnetischen Feldes weit außerhalb des Leiters und führen so zu erhöhtem Leitungswiderstand und erlauben ein Einkoppeln von Außen in die Übertragung. In einer Koaxialleitung wird dies dadurch, dass eine Leitung innerhalb der anderen verläuft minimiert. Der Vergleich ist in Abb. 2 dargestellt.

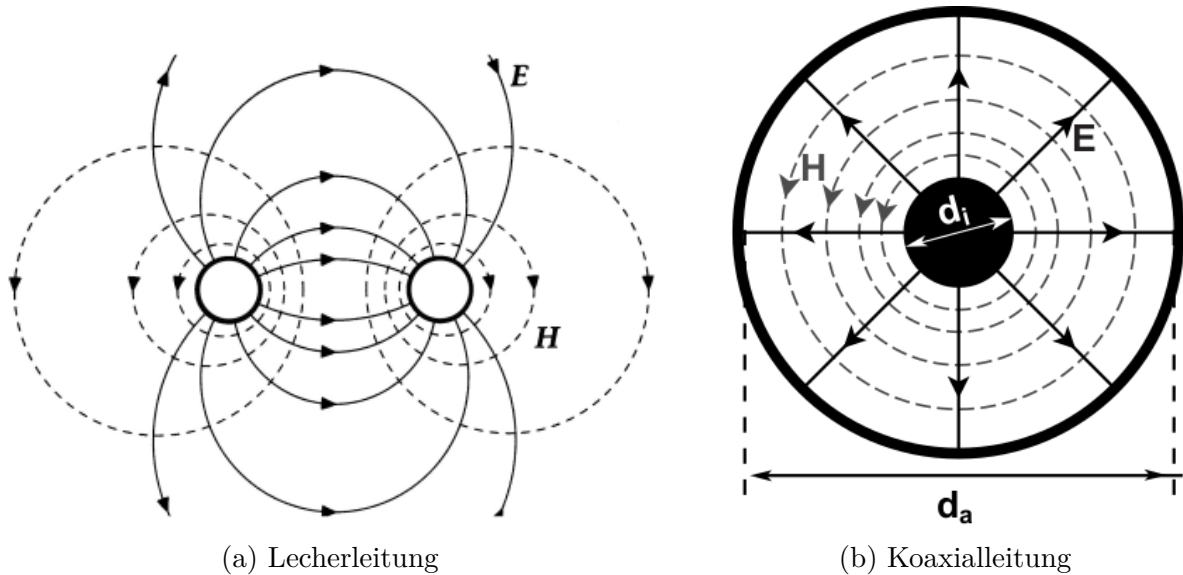


Abbildung 2: Vergleich zwischen dem Verlauf der Feldlinien bei Lecher- und Koaxialleitung. [1]

## 2.5 Mikrostreifenleitung

Wenn Mikrowellenleitungen auf Platinen verbaut werden sollen, ist die Koaxialleitung unpraktikabel. Hier kommt die Mikrostreifenleitung zum Einsatz, die, wie in Abb. 3 dargestellt, aus einem Leiter, der durch ein Dielektrikum von einer leitenden Fläche getrennt wird, besteht. Dies ist eine Kompromisslösung, da sie außerhalb verlaufende Feldlinien besitzt.

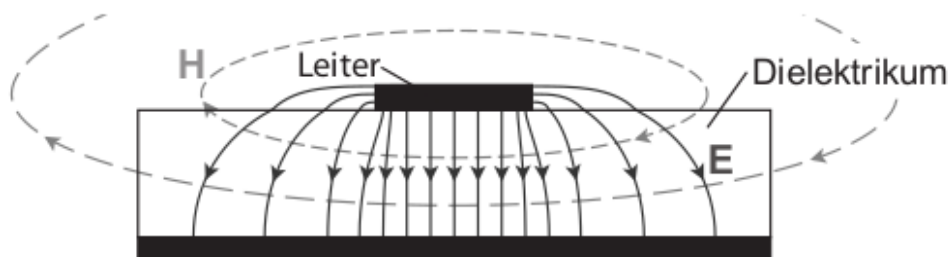


Abbildung 3: Verlauf der Feldlinien bei einer Mikrostreifenleitung. [1]

## 2.6 Richtkoppler

In Abb. 4 ist das Prinzip eines Richtkopplers dargestellt. Dieser basiert auf konstruktiver und destruktiver Interferenz. Wird angenommen, dass ein Signal über Leitung 1 einläuft, so ist schnell festzustellen, dass das Signal über die beiden direkten Wege dieselbe Strecke zurücklegt, also keine Laufzeitdifferenz aufweist, sodass an 4 konstruktive Interferenz herrscht, das Signal also übertragen wird. Die übertragene Leistung hängt von der Stärke der Kopplung ab. Wenn andersherum ein Signal von 1 nach 3 läuft, ergibt sich ein Laufzeitunterschied von  $\lambda/2$  zwischen den beiden wahrscheinlichsten (und gleichwahrscheinlichen, wenn Kopplung 1 und 2 gleich sind) Wegen. Dementsprechend tritt destruktive Interferenz auf.

So ergibt sich die Funktionsweise des Richtkopplers: Die Wellen, welche von 1 nach 2 laufen, werden auf Ausgang 4 gekoppelt, während Wellen, die von 2 nach 1 laufen, auf Ausgang 3 gekoppelt werden. Der Richtkoppler erlaubt also eine Trennung von Wellen je nach Ausbreitungsrichtung.

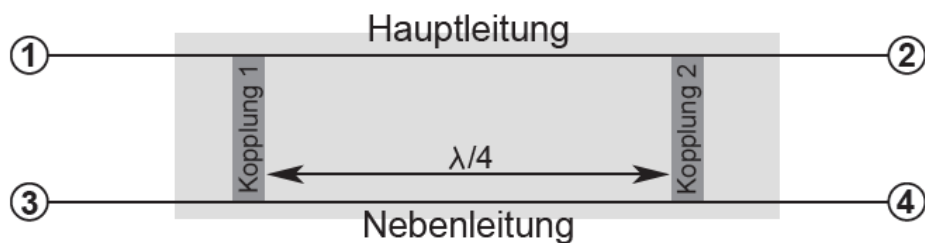


Abbildung 4: Schematische Darstellung eines Richtkopplers. Der Abstand zwischen den Kopplungen entspricht einer Weglänge von  $\lambda/4$ . [1]

Man definiert:

$$\text{Koppeldämpfung} = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_1}{P_4} \right) \text{dB} \quad (10)$$

$$\text{Isolationsdämpfung} = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_2}{P_4} \right) \text{dB} \quad (11)$$

$$\text{Einfügedämpfung} = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_1}{P_2} \right) \text{dB} \quad (12)$$

$$(13)$$

Da die Weglängendifferenz in dieser simplifizierten Variante nur für exakt eine Frequenz passen kann, ist die Bauweise in der Realität komplexer, um eine breitere Bandbreite zuzulassen.

## 2.7 Zirkulator und Richtleitung

Ein Zirkulator hat, wie in Abb. 5 schematisch dargestellt drei Ein- bzw. Ausgänge, die jeweils in Richtung eines Ausganges transmittieren und in Richtung des anderen isolie-

ren. Dies wird herbeigeführt, indem ein dielektrisches Material mit doppelbrechenden Eigenschaften für die Transmission der Wellen verwendet wird. Dann wird Interferenz ausgenutzt, um an je einem Ausgang konstruktive und am anderen destruktive Interferenz zu erzeugen.

Man definiert für die drei Eingänge jeweils:

$$\text{Durchlassdämpfung} = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_1}{P_2} \right) \text{dB} \quad (14)$$

$$\text{Sperrdämpfung} = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_1}{P_3} \right) \text{dB} \quad (15)$$

$$(16)$$

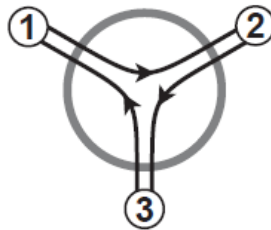


Abbildung 5: Schaltische Darstellung eines Zirkulators. [1]

Ein Isolator stellt zwischen je zwei Ausgängen eine Richtleitung da, da nur in eine Richtung laufende Wellen übertragen werden. Dazu muss der andere Ausgang korrekt abgeschlossen werden. Im Versuch wird ein 4-Tor-Zirkulator verwendet, da dieser eine höhere Rückflussdämpfung besitzt.

## 2.8 Detektordiode

Um Mikrowellen gleichzurichten, kann eine Diode verwendet werden. Deren Funktionsweise soll im Folgenden kurz beschrieben werden.

Wenn man einen p-dotierten Halbleiter in direkten Kontakt mit einem n-dotierten bringt oder einfach einen Halbleiter an zwei Seiten unterschiedlich dotiert, nennt man dies einen pn-Übergang.

Aus energetischen Gründen wandern dann Elektronen und Löcher aufeinander zu und rekombinieren in der Übergangszone. Da hierbei jedoch im n-dotierten Halbleiter Atome mit einem Elektron weniger zurückgelassen werden, als sie Protonen im Kern haben, beginnt sich auf dieser Seite des Halbleiters eine positive Gesamtladung zu sammeln. Gleichzeitig erhalten die Atome im p-dotierten Halbleiter ein Elektron mehr, als sie Protonen im Kern haben, sodass sich hier eine negative Gesamtladung sammelt.

Das elektrische Feld, das durch die Ladungsdifferenz entsteht wirkt energetisch der Rekombination entgegen, sodass sich ein Gleichgewicht mit einer Raumladungszone zwischen den Halbleitern einstellt. Diese Raumladungszone sorgt für die vielfältigen Eigenschaften des pn-Übergangs, der als Diode fungiert: Wird eine Spannung so angelegt, dass

der Pluspol am p-dotierten Halbleiter liegt, baut diese die Raumladungszone ab und es kommt zu einem exponentiellen Anstieg der Stromstärke. Wird die Spannung andersherum angelegt, wird die Raumladungszone verbreitert und die Diode sperrt, sodass der Stromfluss gering (Null) ist.

Die Diode wird charakterisiert durch die Diodenkennlinie, die die Abhängigkeit vom Stromfluss zur angelegten Spannung angibt und idealerweise der folgenden Gleichung gehorcht:

$$I = I_0 \left[ \exp \left( \frac{eU}{nk_B T} \right) - 1 \right] \quad (17)$$

## 3 Methoden

### 3.1 Diodenkennlinie

Die Diodenkennlinie der im Folgenden verwendeten Messdiode soll aufgenommen werden, um anhand der gemessenen Spannung auf die am Ausgang der verschiedenen Bauteile ankommende Leistung zurückschließen zu können. Dazu wird der in Abb. 6 dargestellte Aufbau verwendet. Am Mikrowellengenerator werden verschiedene Leistungen durchgeföhren und jeweils die Spannung am Ausgang der Messdiode gemessen. Zur Automatisierung des Messvorgangs wird ein LabView-Programm verwendet.

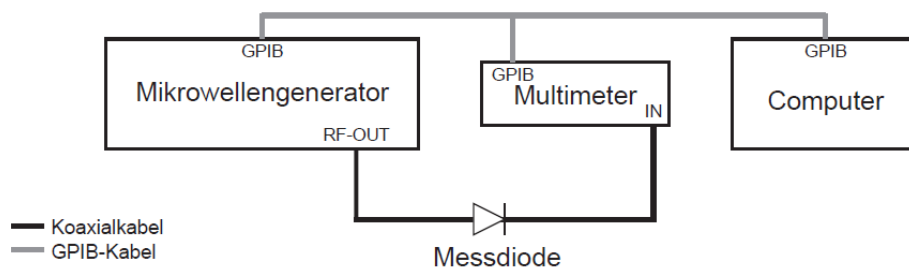


Abbildung 3.2: Messaufbau zur Messung der Diodenkennlinie

Abbildung 6: Messaufbau zur Messung der Diodenkennlinie. [1]

### 3.2 Eigenschaften von Hochfrequenzbauteilen

Es wird der in Abb. 7 dargestellte Aufbau mit der zuvor vermessenen Diode verwendet. Dann wird für die im Folgenden genannten Bauteile Messungen auf einem jeweils etwas breiteren Frequenzband, als laut Hersteller empfohlen, durchgeföhrt. Bei den Messungen wird jeweils bei fester Eingangsleistung die Ausgangsspannung der Diode gemessen. Vermessen werden Isolator (Richtleitung), Richtkoppler und zwei verschiedene Zirkulatoren (diese jeweils nur zwischen zwei Ein- bzw. Ausgängen). Als Eingangsleistung werden im Folgenden immer 10 dBm gewählt.



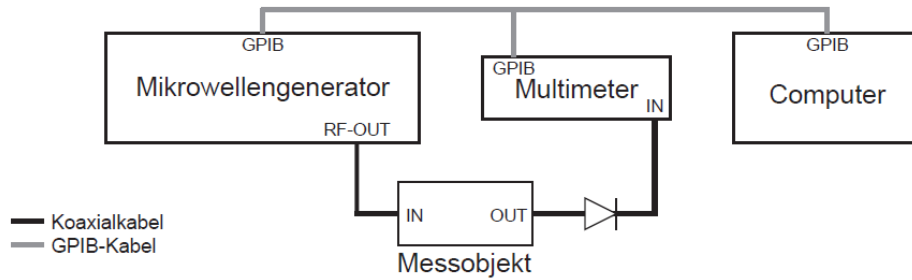


Abbildung 7: Messaufbau zur Messung der Eigenschaften verschiedener Bauteile. [1]

### 3.3 Stehende Wellen in einem Koaxialkabel

Um stehende Wellen in einem Koaxialkabel zu erzeugen, wird der Aufbau in Abb. 8 verwendet. Der Koppler wird durch eine Mikrowellenleitung realisiert, welche als Spiegel mit einer Transmittivität von 1 % und einer Reflektivität von 99 % (näherungsweise) fungiert. Die Teilwellen, welche in der Messleitung laufen, erzeugen dort aufgrund der Totalreflexion am Ende des Kabels stehende Wellen.

Um die Funktionsweise des Messapparates zu verstehen, bietet sich der Vergleich zum Michelson-Interferometer an. Hierbei entspricht das untersuchte Kabel dem in der Länge verstellbaren Arm des Interferometers. Anstatt jedoch die Länge des Arms zu variieren, wird hier die Frequenz geändert. Wenn die Weglänge der Mikrowellen in der Messleitung nun ein Vielfaches der Wellenlänge beträgt, interferiert der Anteil der Mikrowellen, die die Messleitung am Koppler verlassen positiv mit denen, die direkt am Koppler reflektiert wurden. Gleiches gilt für Wellen, die mehrfach die Messleitung durchlaufen, bevor sie sie verlassen. Ist die Weglänge jedoch ein  $(n + 0,5)$ -faches der Wellenlänge, so kommt es zu destruktiver Interferenz und die gemessene Leistung nimmt ab.

Hierbei ist anzumerken, dass streng genommen abhängig von der Art des Abschlusses ein unterschiedlicher Phasensprung  $\phi$  an diesem Ende des Kabels auftritt, sodass nicht von einem Vielfachen gesprochen werden kann, sondern die Weglänge  $s = n\lambda - \phi$  sein muss. Da jedoch in der Auswertung nur die Frequenzdifferenz zwischen den Resonanzen betrachtet wird, spielt weder dieser Phasensprung noch der am Koppler hier keine Rolle.

Der Zirkulator sorgt dafür, dass näherungsweise keine Wellen vom Generator direkt an der Messdiode ankommen und keine am Koppler reflektierten Wellen wieder im Mikrowellengenerator einlaufen.

Es wird für zwei verschiedene Kabel in einem Frequenzbereich von 2,5 GHz bis 3,5 GHz die Spannung am Multimeter gemessen.

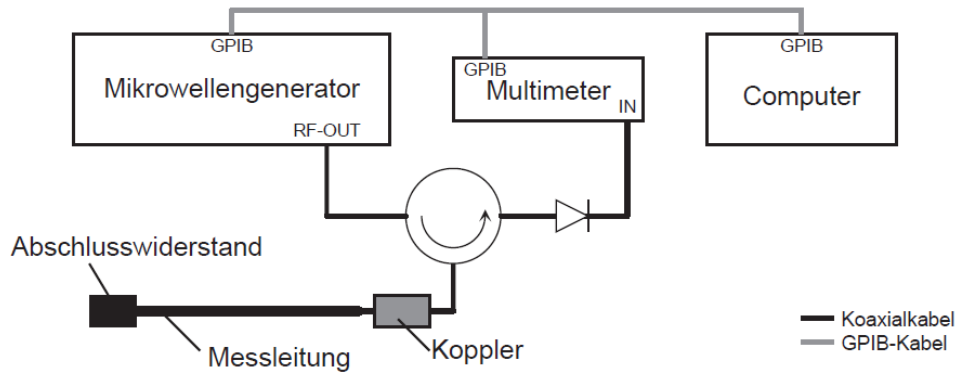


Abbildung 8: Messaufbau zur Messung von stehenden Wellen in einem Koaxialkabel. Die Messleitung wird durch direkte Verbindung ohne Widerstand abgeschlossen (Kurzschluss). [1]

## 4 Ergebnisse und Diskussion

### 4.1 Unsicherheiten

Alle Unsicherheiten werden nach GUM bestimmt und berechnet. Für diese Berechnungen wurde die Python Bibliothek „uncertainties“ herangezogen, welche den Richtlinien des GUM folgt.

### 4.2 Kalibration der Detektordiode

In Abb. 9 sind die aus verschiedenen Eingabeleistungen resultierenden Spannungen mit einer Exponentialfunktion gemäß Gleichung (18) angepasst worden. Die höchsten drei Messpunkte wurden für den Fit ausgeschlossen, da diese nicht mehr der exponentiellen Natur entsprechen. Dementsprechend können Messwerte der Diode in diesem Bereich auch nicht mehr zuverlässig umgerechnet werden (wurden aber auch im Folgenden nicht aufgezeichnet).

$$U = A(e^{P/B} - C) \quad (18)$$

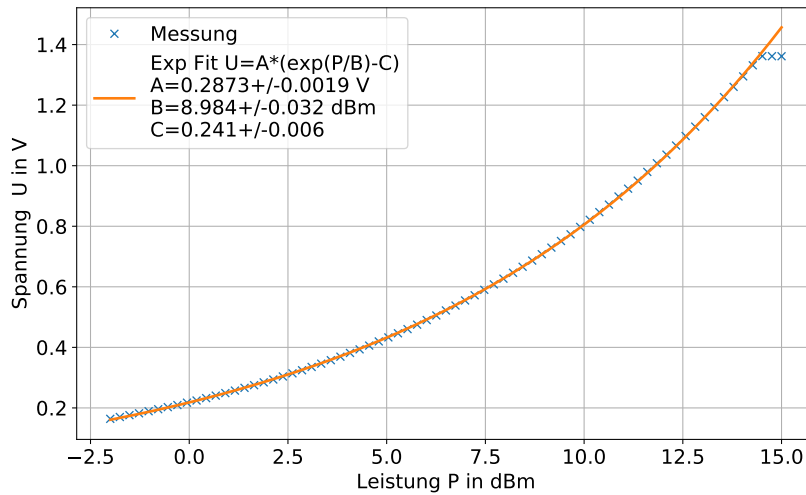


Abbildung 9: Am Multimeter gemessene Spannung bei verschiedenen Leistungen und ein exponentieller Fit nach Gleichung (18). Die Symbole sind größer als die Unsicherheiten.

Mithilfe der Inversen Exponentialfunktion Gleichung (19) lassen sich im Folgenden gemessenen Spannungen in Leistung umrechnen.

$$P = B \log (U/A + C) \quad (19)$$

## Diskussion

In Abb. 9 ist zu erkennen, dass sich die Annahme eines exponentiellen Zusammenhangs zwischen Leistung und Spannung an der Diode bestätigen lässt. Warum die drei Punkte am oberen Ende der gemessenen Leistung scheinbar horizontal verlaufen, kann nicht mit Sicherheit geklärt werden. Es liegt jedoch die Vermutung nahe, dass eines der Bauteile oder Messgeräte in einen Sättigungsbereich kommt, weshalb die gemessene Spannung konstant wird.

## 4.3 Isolator (Richtleitung)

In Abb. 10 sind die gemessenen frequenzabhängigen Dämpfungen des Isolators in beide Richtungen abgebildet. Hierzu wurde die Spannung, wie im vorherigen Abschnitt erläutert, in eine Leistung umgerechnet. Die Dämpfung  $\alpha$  ist

$$\alpha = 10 \cdot \lg (P_{\text{in}}/P_{\text{out}}) \cdot \text{dB} \quad (20)$$

mit  $P_{\text{in}} = 10 \text{ dBm}$ . Und es folgt mit:

$$\alpha = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}} \cdot \frac{1 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} \right) \cdot \text{dB} \quad (21)$$

$$\alpha = (P_{\text{in}}[\text{dBm}] - P_{\text{out}}[\text{dBm}]) \cdot \text{dB} \quad (22)$$

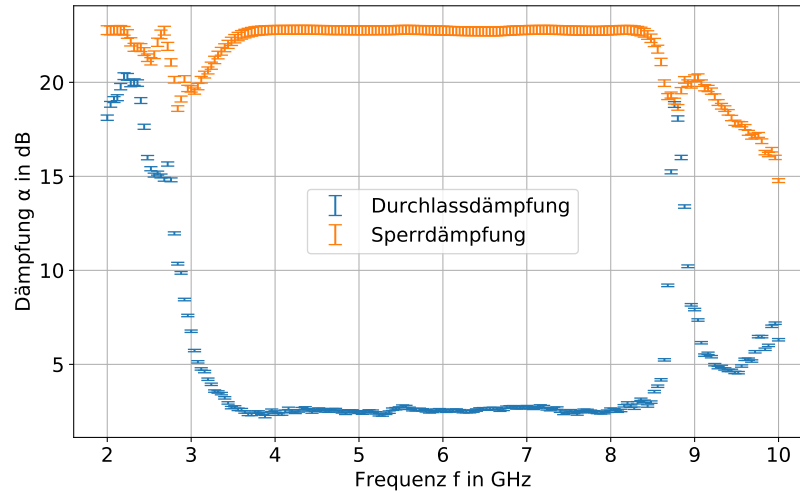


Abbildung 10: Durchlass- und Sperrdämpfung des Isolators in Abhängigkeit der Frequenz des Signals.

## Diskussion

Anhand von Abb. 10 soll abgeschätzt werden, welcher Frequenzbereich für die Verwendung brauchbar ist. Dies ist im Allgemeinen der Bereich, in dem die Durchlassdämpfung gering und die Sperrdämpfung groß ist. Weiterhin sollen beide Dämpfungen auch in guter Näherung konstant sein.

Aus diesen Kriterien ergibt sich für den verwendeten Isolator (Narda 60583) ein Frequenzband von 3,5 GHz bis 8,3 GHz. Die Herstellerin gibt einen Frequenzbereich von 3 GHz bis 8,5 GHz an. Dies deckt sich zwar im Wesentlichen mit der Angabe auf Basis der Messung, bei Frequenzen sehr nahe an 3 GHz kann jedoch anhand von Abb. 10 von einer Verwendung abgeraten werden.

Die Herstellerin gibt außerdem an, dass im Verwendungsbereich die Einfügedämpfung unter 1 dB und die Isolation über 20 dB liege. Die erste Angabe kann widerlegt werden und die zweite trifft zu, wenn man von den oben genannten Frequenzen nahe 3 GHz absieht.

## 4.4 Richtkoppler

In analoger Weise zu Zuvor erhält man auch die frequenzabhängigen Dämpfungen des Richtkopplers, wie in Abschnitt 2.6 definiert. Wobei  $P_{\text{in}}$  wieder 10 dBm ist.

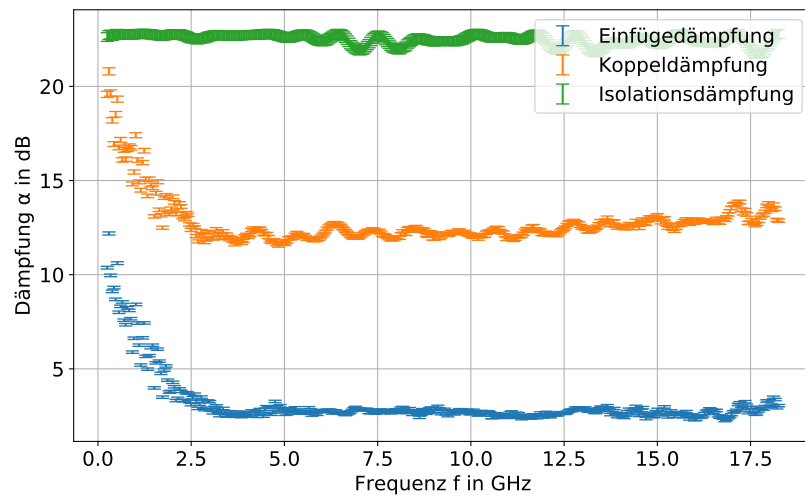


Abbildung 11: Einfüge-, Koppel sowie Isolationsdämpfung des Richtkopplers in Abhängigkeit der Frequenz des Signals.

### Diskussion

Anhand der zuvor beschriebenen Kriterien ergibt sich aus Abb. 11 ein Verwendungsbe-  
reich für den Richtkoppler (Narda 4226-10) von 2,6 GHz bis 17,4 GHz. Die Herstellerin  
gibt einen Bereich von 0,5 GHz bis 18 GHz an, was bei geringen Frequenzen deutliche  
Abweichungen von der durchschnittlichen Einfüge- und Koppeldämpfung ergeben würde.

## 4.5 Zirkulator

Ebenfalls analog zum Isolator ist die Bestimmung von Durchlass und Sperrdämpfung  
von Zirkulatoren. In Abb. 12 ist  $P_{\text{in}} = 10 \text{ dBm}$ .

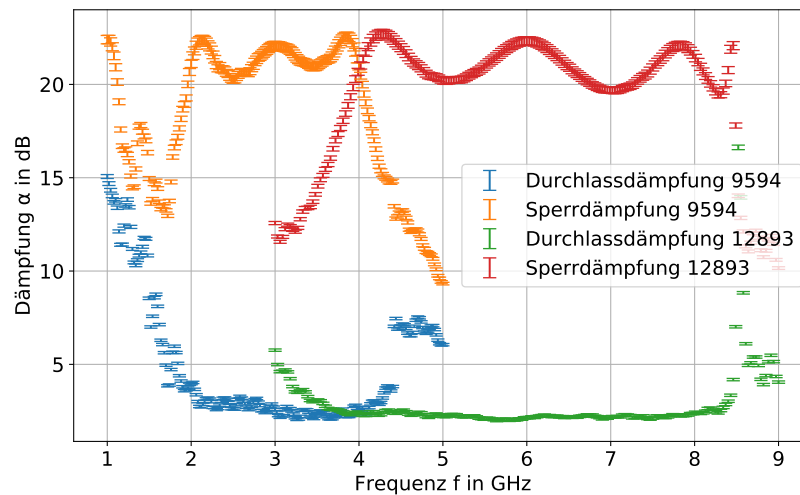


Abbildung 12: Durchlass- und Sperrdämpfung der vermessenen Zirkulatoren in Abhängigkeit der Frequenz des Signals.

## Diskussion

Für den ersten Zirkulator (Modell: F61-1FFF, S/N: 9594) kann ein Verwendungsbereich von 2 GHz bis 4 GHz angegeben werden. Dies entspricht der Herstellerinnenangabe. Die Angabe der Sperrdämpfung mit 20,36 dB bis 29,14 dB (je nach Frequenz und verwendetem Eingang) kann mit der Messung ebenfalls nicht widerlegt werden. Die Angabe der Durchlassdämpfung als 0,3 dB bis 0,41 dB widerspricht der Messung jedoch stark.

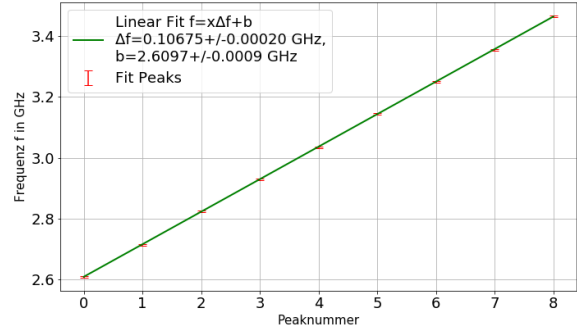
Für den zweiten Zirkulator (Modell: H60-1FFF, S/N: 12893) ergibt sich ein Frequenzbereich von 4 GHz bis 8,3 GHz, was die Herstellerinnenangabe von 4 GHz bis 8 GHz beinhaltet. Die Sperrdämpfung wird mit 21,5 dB bis 36,08 dB angegeben. In der Messung fiel diese jedoch bis auf  $(19,66 \pm 0,17)$  dB ab. Die Durchlassdämpfung wird als 0,23 dB bis 0,33 dB angegeben und auch hier werden experimentell deutlich schlechtere Werte gemessen.

## 4.6 Stehende Wellen

In Abb. 13 sind die Leistungsspektren der zwei vermessenen am Ende kurzgeschlossenen Kabel aufgeführt. Die Resonanzfrequenzen sind in rot markiert.



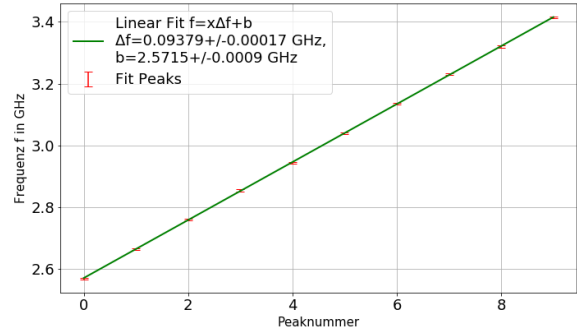
(a) Leistung, Kabel 1



(b) Fit, Kabel 1



(c) Leistung, Kabel 2



(d) Fit, Kabel 2

Abbildung 13: Leistungsspektrum von zwei Kabeln ( $l_1 = (100 \pm 1) \text{ cm}$  und  $l_2 = (122 \pm 1) \text{ cm}$ ), sowie jeweilig ein Fit der Peakpositionen.

Aus dem Abstand der Frequenzen, bei denen eine Resonanz auftritt, lässt sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium bestimmen.

Gleichung (9) lässt sich mittels  $k_n = 2\pi f_n/c$  umschreiben zu:

$$2\pi n = l \cdot 2\pi f_n/c - \phi_1 - \phi_2 \quad (23)$$

Und es folgt durch Differenzieren mit  $\Delta f = f_{n+1} - f_n$ :

$$c = 2l\Delta f \quad (24)$$

Der Frequenzabstand  $\Delta f$  wird durch den Fit gemittelt. Die Unsicherheit der Resonanzfrequenzen  $f_n$  ergibt sich aus der Abtastfrequenz, also dem Abstand von Frequenzen, in welchem die Leistungen gemessen werden. Mit einer Rechteckverteilung resultiert  $u(f_n) = 5 \text{ MHz}/\sqrt{3}$ . Die Permittivitätszahl des Dielektrikums ist  $\epsilon_r = (c_0/c)^2$ , wobei  $c_0$  die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist und die Permeabilitätszahl mit  $\mu_r \approx 1$  genähert wird. Die Ergebnisse sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Tabelle 1: Gemessene Länge  $l$  der Kabel und Resonanzabstände  $\Delta f$  sowie daraus ermittelte Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  und Permittivitätszahl  $\epsilon_r$ .

| $l$ in cm       | $\Delta f$ in GHz         | $c$ in $10^8$ m/s | $\epsilon_r$      |
|-----------------|---------------------------|-------------------|-------------------|
| $100,0 \pm 1,0$ | $0,106\,75 \pm 0,000\,20$ | $2,135 \pm 0,022$ | $1,97 \pm 0,04$   |
| $122,0 \pm 1,0$ | $0,093\,79 \pm 0,000\,17$ | $2,288 \pm 0,019$ | $1,716 \pm 0,029$ |

## Diskussion

In Abb. 13a und Abb. 13c sind die Leistungsabfälle bei den Resonanzfrequenzen deutlich zu erkennen und die Auftragung der Abstände der Minima in Abb. 13b und Abb. 13d zeigen, dass die Abweichungen vom mittleren Abstand sehr gering sind. Eine qualitative Betrachtung erlaubt die Feststellung der Vergleichbarkeit zur Airy-Funktion (vgl. Gleichung (6)).

Die Berechnung der relativen Permittivitätszahlen in Tabelle 1 zeigen, dass angenommen werden kann, dass für die Dielektrika der beiden Koaxialkabel verschiedene Materialien verwendet wurden.

Übliche Dielektrika sind Polyethylen (fest oder schaumförmig), Teflon und Luft (mit Abstandshaltern). Teflon hat eine relative Permittivität von etwa 2 [2], was innerhalb der Unsicherheit der Messung für das kürzere Kabel entspricht. Dem anderen Kabel kann kein Material eindeutig zugeordnet werden. Dies spricht für ein schaumförmiges Plastik, für das sich aus Schaum und eingeschlossenem Gas eine zwischen den Permittivitäten der einzelnen Materialien liegende Permittivität ergibt.

## 5 Schlussfolgerung

Insgesamt lässt sich sagen, dass alle Messungen erfolgreich durchgeführt werden konnten. So konnten die Dämpfungen verschiedener Bauteile in Abhängigkeit von der Frequenz bestimmt werden. Für diese Bauteile wurde der Frequenzbereich angegeben, in dem die Dämpfungen näherungsweise konstant sind, in denen die Bauteile also verwendet werden sollten. Der Vergleich dieses Frequenzbereiches mit den Angaben der Herstellerin führte teilweise zu Bestätigung, teilweise zu leichter Diskrepanz.

Außerdem konnten stehende Wellen in zwei verschiedenen Koaxialkabeln herbeigeführt werden und die relativen Permittivitäten der Dielektrika der beiden Kabel bestimmt werden. Ein Vergleich mit den Permittivitäten von Stoffen, die in Koaxialkabeln üblicherweise als Dielektrikum verwendet werden, ließ grobe Schlüsse auf das verwendete Material zu.

## Literatur

- [1] Institut für Angewandte Physik der Westfälischen Wilhelms-Universität Münster. *Experiment: Mikrowellen - Bauelemente und stehende Wellen in Koaxialkabeln.*



- [2] Arthur von Hippel. *Dielectric Materials and Applications*. Artech House, Boston MA, 1995.