

Protokoll:  
Radiowellen

Clemens Anschütz  
Markus Pawellek

4. Dezember 2015

## **1 Aufgaben**

### **1.1 Elektromagnetische Wellen auf Leitungen**

- Untersuchen Sie das Verhalten von hochfrequenten Sinussignalen auf Leitungen für verschiedene Anpassungen.
- Untersuchen Sie das Verhalten von Rechteckimpulsen auf Leitungen für verschiedene Anpassungen.
- Bestimmen Sie den Wellenwiderstand eines Kabels.
- Bestimmen Sie den Verkürzungsfaktor des untersuchten Kabels und die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im jeweiligen Kabel.

### **1.2 Modulation und Mischung**

- Stellen Sie eine additive Amplitudenmodulation dar.
- Demodulieren Sie ein amplitudenmoduliertes Signal.

### **1.3 Elektromagnetische Wellen im freien Raum**

- Passen Sie eine Antenne für ein verschiedene zu übertragende Signale an. Benutzen Sie hierfür ein Reflektometer.
- Transportieren Sie ein moduliertes Signal im freien Raum.
- Modulieren Sie ein Audiosignal und übertragen Sie dieses via Antennen. Untersuchen Sie den Zeit- und Frequenzbereich.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Leitungsbeläge

Alle für die Signalübertragung relevanten Eigenschaften der Leitung lassen sich in einer Vierpolschaltung als Ersatzschaltbild darstellen. Dabei werden die Größen wie Induktivität, Kapazität und Widerstand jeweils nur für ein kurzes (infinitesimales) Leiterstück  $l = dx$  betrachtet, in dem sie als konstant angenommen werden können. Ändern sich diese Größen über die gesamte Leitung nicht, oder kaum, so spricht man von einer homogenen Leitung, wie sie im Versuch zumeist vorliegen wird.

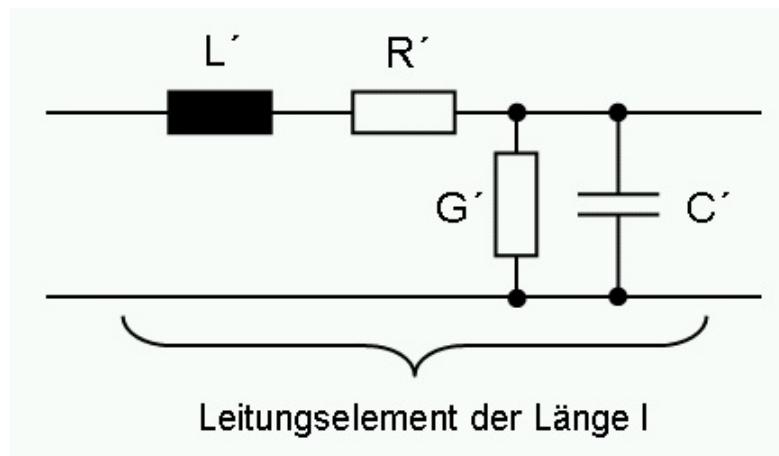


Abbildung 1: Vierpol-Ersatzschaltbild eines Leitungsstücks der Länge  $l = dx$  [5]

#### Widerstandsbelag $R'$ :

Bezeichnet im wesentlichen den ohmschen Gleichstromwiderstand der Leitung. Teilweise wird in Datenblättern symmetrischer Kabel auch der Schleifenwiderstand eines Adernpaares angegeben. Der Wert des Widerstandsbelags ist in der Regel materialabhängig und steigt mit höheren Frequenzen, da durch den Skineffekt der Strom aus dem Inneren der Leitung in die äußeren Bereiche verdrängt wird und somit die effektiv vom Strom durchgeflossene Fläche kleiner wird. Vergleiche dazu mit:

$$R = \rho \frac{A}{L} \quad (1)$$

#### Kapazitätsbelag $C'$ :

Diese Größe ist hauptsächlich durch den geometrischen Aufbau und die Dielektrizitätskonstante der Isolierung bestimmt. Wie bei der Kapazität eines Kondensators ist der Wert umso größer, je näher die hin und zurückführenden Adern bei einander liegen und nimmt mit größerer Leiteroberfläche zu. Leitungen hoher Güte haben kleinere Werte für  $C'$ .

#### Induktivitätsbelag $L'$ :

Der Wert setzt sich aus einem äußeren und einem inneren Induktivitätsbelag zusammen. Der äußere Induktivitätsbelag ist vom geometrischen Leitungsaufbau und von den magnetischen Eigenschaften des Leiters abhängig. Da normalerweise keine ferromagnetischen Leiter verwendet werden, ist der Induktivitätsbelag unabhängig vom Stromfluss. Ein viel kleinerer innerer Induktivitätsbelag beruht auf den magnetischen Wechselfeldern im Leiter. Dieser Wert nimmt bei hohen Frequenzen weiter ab, da infolge des Skineffekts das Leiterinnere feldfrei wird. In guter Näherung kann dieser Anteil daher vernachlässigt und der Induktivitätsbelag als frequenzunabhängig angesehen werden.

### Ableitungswiderstand G':

In diesem Wert werden Isolationsverluste und die dielektrischen Verluste der Isolierung erfasst. Der Ableitungswiderstand ist vom Isolationsmaterial und der Frequenz abhängig. Sein Wert ist im allgemeinen recht groß und daher wird oft sein Kehrwert, die Leitfähigkeit in mS/km oder  $\mu\text{S}/\text{m}$  angegeben.

[8]

## 2.2 Wellenwiderstand

Der Wellenwiderstand  $Z_L$  ist der Widerstand, den eine Leitung der Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle entgegenbringt.  $Z_L$  wird benötigt um Reflexionen der übertragenen Signale an Schnittstellen zu verhindern (siehe Anpassung).

$$Z_L = \sqrt{\frac{R' + i\omega L'}{G' + i\omega C'}} \quad (2)$$

Für große Frequenzen, wie sie im Versuch vorliegen, lässt sich die Gleichung unter Vernachlässigung von  $G'$  und  $R'$  vereinfachen zu:

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3)$$

$Z_L$  lässt sich durch Ausmessen der Induktivitäts- und Kapazitätsbeläge mit einer LC- Brücke durch 2 Messungen bei höherer Frequenz bestimmen. Die Wellenlänge muss aber dennoch sehr viel größer als die Kabellänge sein. Die eine Messung erfolgt bei offenem Ende (Leerlauf) und liefert  $C'$ , für die andere wird das Kabel kurzgeschlossen und man ermittelt  $L'$ . Alternativ kann man  $Z_L$  aus geometrischen Überlegungen gewinnen:

Für Koaxialkabel mit  $D$  als Durchmesser der äußeren Leitung und  $d$  als inneren Durchmesser gilt in etwa:

$$Z_L = \frac{60\Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{D}{d} \right) \quad (4)$$

Für Zweidrahtleitungen der Dicke  $d$  mit Adernabstand  $D$  kann  $Z_L$  abgeschätzt werden als:

$$Z_L = 120\Omega \cdot \ln \left( \frac{D}{d} \right) \quad (5)$$

[8]

## 2.3 Leitungsarten

### 2.3.1 Lecherleitung, Zweidrahtleitung, Twisted Pair

Zweidraht- und Lecherleitung bilden die einfachste Leitungsform. Die Lecherleitung als „Urform“ der Leitung geht auf den österreichischen Physiker Ernst Lecher zurück, der mit ihrer Hilfe stehende Wellen in Leitungen untersuchte. Die Twisted Pair Variante besteht aus 2 in einander verdrillten Leitern, wodurch sie einen besseren Schutz gegen Störfelder und Induktionen haben, oft werden sie noch zusätzlich ummantelt. Sie sind heute die am häufigsten verwendeten Leitungstypen bei der Signalübertragung in Computernetzwerken.

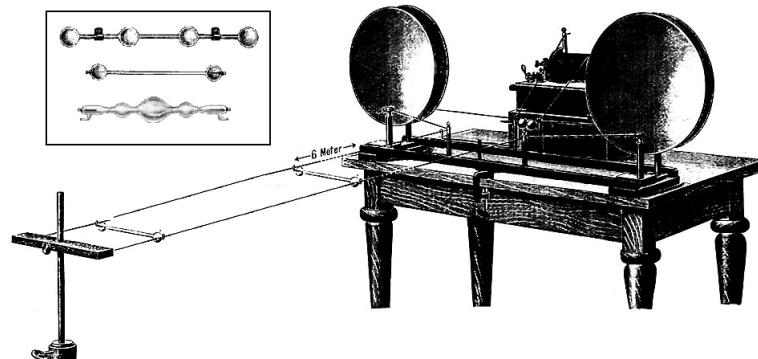


Abbildung 2: Skizze einer historischen Lecherleitung zur Untersuchung der Spannungsverteilung auf Leitungen bei hohen Frequenzen [3]



Abbildung 3: Typische Twisted Pair Kabel zur Informationsübertragung in Computersystemen [4]

### 2.3.2 Koaxialleitung

Auch als selbst abschirmende Kabel bezeichneten sie neben den Twisted Pair die zweit häufigste Kabelart in der Hochfrequenztechnik. Etwas komplizierter im Aufbau haben sie viele entscheidende Vorteile gegenüber anderen Leitungsarten. Sie sind breit einsetzbar von etwa 0 bis 10GHz, weisen mäßige Dämpfung auf und strahlen keine Störfelder ab, da das elektrische Feld vollständig auf das innere des Leiters begrenzt ist.

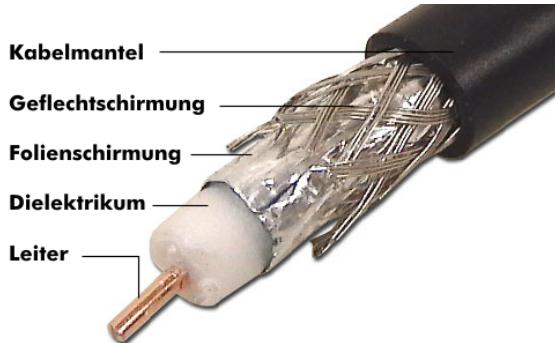


Abbildung 4: Aufbau eines Koaxialkabels wie es auch im Versuch verwendet wurde [2]

Neben den genannten Leitungsarten spielen in der Mikroelektronik noch Streifenleitungen eine Rolle, da sie sich einfach und günstig auf Leiterplatten drucken lassen. Bei sehr hohen Frequenzen (ab ca. 10 GHz) eignen sich Hohlleiter.[8]

### 2.4 Verkürzungsfaktor

Wie in jedem Medium breiten sich elektromagnetische Wellen auch in Leitern (also in Metallen) langsamer als im Vakuum aus. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  ergibt sich wie aus der Elektrodynamik bekannt zu:

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (6)$$

Bei den meisten Kabeln ist  $\mu_r \approx 1$ , deswegen lässt sich die Formel zu

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

vereinfachen. Die Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  ist frequenzabhängig. Mit dem Verkürzungsfaktor  $K$  wird das Verhältnis  $c/c_0$  bezeichnet, er gibt also auch an, um wie viel sich die Wellenlänge beim Eintritt ins Medium im Vergleich zum Vakuum verkürzt.[8]

### 2.5 Anpassung und Reflexion

Wie in der Gleichstromtechnik ist es für maximale Leistungsübertragung auch in der Hochfrequenztechnik notwendig den Zuleitungswiderstand  $Z_L$  dem des

Verbrauchers  $Z$  anzupassen. Als angepasst bezeichnen wir hier den Zustand wenn  $Z_L = Z$  gilt. Die Anpassung ist in der Hochfrequenztechnik aber vor allem deshalb sehr wichtig, da jeder Unterschied der Wellenwiderstände zur Reflexion am Übergang von Kabel zu Verbraucher führt. Diese zurücklaufenden Wellen können den Sender beeinflussen oder wenn die Kabellänge in Größenordnung der Wellenlänge oder darüber liegt, wie es ab dem MHz-Bereich der Fall sein kann, zu stehenden Wellen und großer Verfälschung der vom Sender übertragenen Spannung führen. Um dies zu verhindern muss die Reflexion minimiert werden. Diese errechnet sich nach [9] zu:

$$r = \frac{Z/Z_L - 1}{Z/Z_L + 1} \quad (8)$$

Sie wird also minimal gleich Null, wenn Wellenwiderstand  $Z_L$  und Eingangs-widerstand  $Z$  gleich groß sind. [8] Die meisten Hersteller haben sich auf Standardwerte für die Wellenwiderstände von Koaxialleitungen von entweder 50 oder  $75\Omega$  geeinigt. [7]

## 2.6 Modulation und Mischung

Bei Informationsübertragung mittels elektromagnetischer Wellen ist eine geeignete Modulation des Signals unabdingbar, da die zu übertragenden Nutzfrequenzen meist wesentlich kleiner sind als die mit technischen Mitteln einfach und sauber zu übertragenden Trägerfrequenzen. So ist zum Beispiel beim senden akustischer Signale (Musik, Radio) die Nutzfrequenz im Bereich von 20Hz bis 15kHz, während die optimal mit gebräuchlichen Antennen empfangbaren Frequenzen im Mega- bis Gigahertz-Bereich zu finden sind (siehe Antennenformen). Die bei analoger Signalverarbeitung am häufigsten genutzten Modulationsarten sind Amplituden- und Frequenzmodulation. Wir werden im Versuch nur auf erstere eingehen, da diese leichter umzusetzen und zu messen ist.

### 2.6.1 Additive Amplitudenmodulation

Zunächst werden Nutz- und Trägersignal gemischt (addiert). Dies kann z.B. mittels induktiver Kopplung über Transformatoren (Windungsverhältnis 1:1) erfolgen. Das entstehende Signal ist in Abbildung 5 zu sehen:

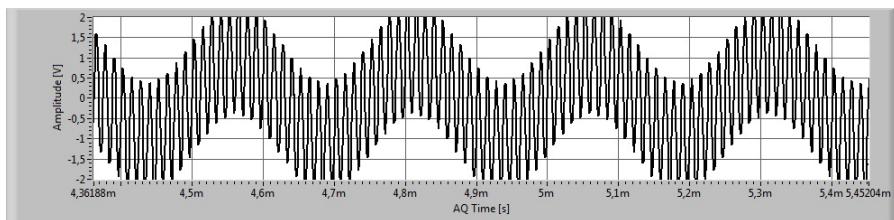


Abbildung 5: Mischung zweier Sinussignale mit 5 und 100 kHz und Amplitudenverhältnis 1:0.8, Aufnahme mit LabView-Programm Spektrum-Analyser(USB6251NI) erstellt

Um aus der Mischung eine Modulation zu machen, wird das Signal anschließend an einem Bauteil mit nicht linearer Kennlinie (z.B. exponentiell wie bei einer Diode) verzerrt, wodurch die modulierte Spannung der Form:

$$U_{AM} = U_T \sin(\omega_T t) + U_N \sin(\omega_N t) \sin(\omega_T t) \quad (9)$$

entsteht. Der Plot mit Hilfe von LabView erstellt, ist in Abbildung 6 zu sehen. Abbildung 7 zeigt die Fouriertransformierte:

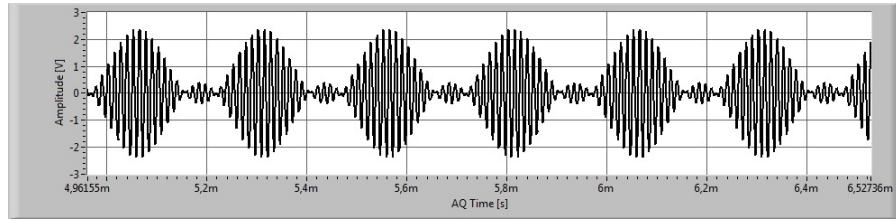


Abbildung 6: Simulation einer additiven Amplitudenmodulation der Form  $\sin(\omega t) + a \sin(20\omega t)$  mit  $f = 5\text{kHz}$  und  $a = 0,8$ , Aufnahme mit LabView-Programm Spektrum-Analyzer(USB6251NI) erstellt

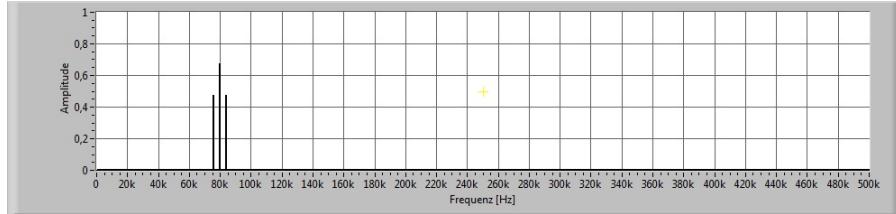


Abbildung 7: Fouriertransformation der additiven Amplitudenmodulation der Form  $\sin(\omega t) + a \sin(20\omega t)$  mit  $f = 5\text{kHz}$  und  $a = 0,8$ , Aufnahme mit LabView-Programm Spektrum-Analyzer(USB6251NI) erstellt

Wie in Abbildung 7 zu erkennen, besteht das Spektrum aus der eigentlichen Trägerfrequenz  $f_T$  sowie den beiden Seitenbändern die sich wie bei einer Schwebung im Abstand von  $\pm f_N$  befinden. Sind die Amplituden des ursprünglichen Nutz- und Trägersignals gleich groß, so geht die Amplitude der Modulierten Spannung periodisch auf 0. Man spricht dann von vollständig durchmodulierten Signalen. Eine prinzipielle Schaltung zur Modulation bzw. Demodulation ist unter Versuchsaufbau und Durchführung zu sehen. [8]

### 2.6.2 Multiplikative Amplitudenmodulation

Diese Variante wird in der Praxis häufiger eingesetzt. Die Trägerfrequenz wird nicht mit erzeugt und andere unerwünschte Nebenfrequenzen werden unterdrückt. Mathematisch lässt sich die modulierte Spannung wie folgt beschreiben:

$$U_{AM} = U_N \sin(\omega_N t) \cdot U_T \sin(\omega_T t) \quad (10)$$

Folgender Plot wurde zusammen mit der Fouriertransformation durch das LabView Programm +Spektrum-Analyzer(USB6251NI) erstellt:

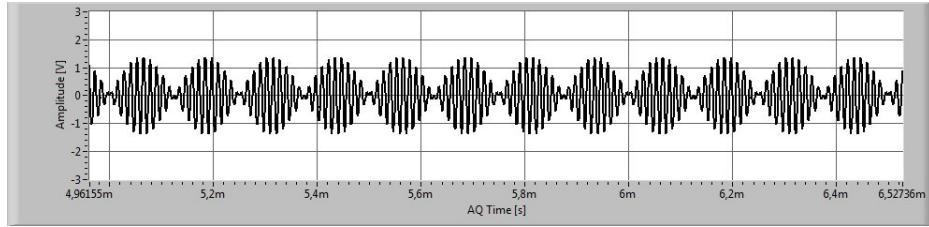


Abbildung 8: Simulation einer multiplikativen Amplitudenmodulation der Form  $\sin(\omega t) \cdot a \sin(20\omega t)$  mit  $f = 5\text{kHz}$  und  $a = 0.8$ , Aufnahme mit LabView-Programm Spektrum-Analyzer(USB6251NI) erstellt

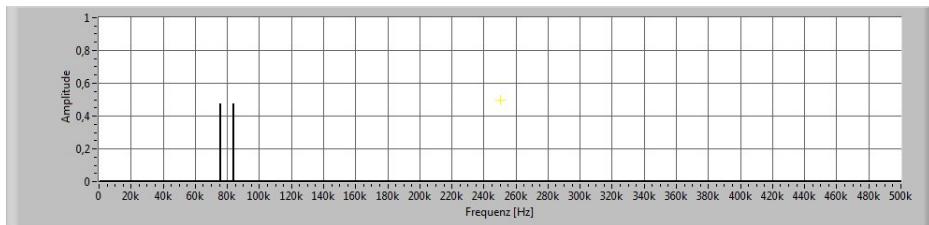


Abbildung 9: Fouriertransformation der multiplikativen Amplitudenmodulation der Form  $\sin(\omega t) \cdot a \sin(20\omega t)$  mit  $f = 5\text{kHz}$  und  $a = 0.8$ , Aufnahme mit LabView-Programm Spektrum-Analyzer(USB6251NI) erstellt

Wie bei einer Schwebung sind in Abbildung 9 nur die beiden Seitenbänder zu sehen, der Abstand zwischen ihnen entspricht der doppelten Nutzfrequenz. Zur Realisierung der multiplikativen AM kann ein Diodenringmodulator verwendet werden. Der Prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 10 zu sehen.[8]

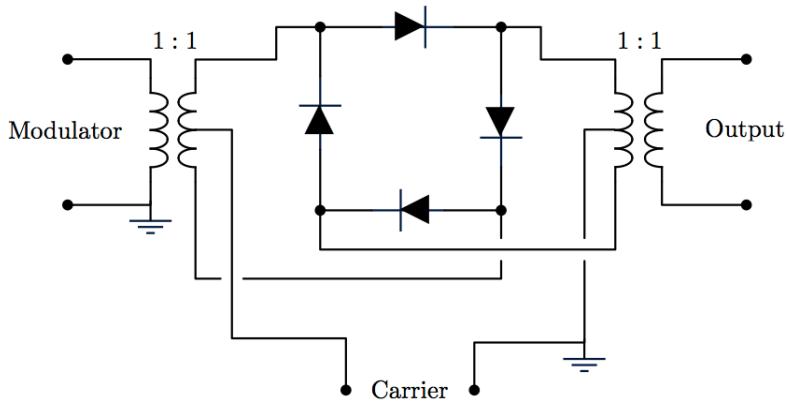


Abbildung 10: Schaltung eines Diodenringmodulators zur Realisierung einer multiplikativen Amplitudenmodulation [1]

## 2.7 Elektromagnetische Wellen im freien Raum

Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen ist die Grundlage jeder Funkanwendung. Im geschlossenen Schwingkreis konzentriert sich der Energieaus-

tausch zwischen den Bauteilen. Man geht von einem geladenen Kondensator aus, der sich in die Spule entlädt. Durch den Entladestrom baut sich im Kondensator das elektrische Feld ab dafür aber das magnetische Feld in der Spule auf. Bedingt durch die Selbstinduktion der Spule entsteht wieder eine Lade spannung die zum Aufladen des Kondensators führt und somit den Ursprungszustand wiederherstellt. Die Wechselwirkung zwischen elektrischem und magnetischem Feld nennt man Elektromagnetische Schwingungen. Ein offener Schwingkreis kann als ein „aufgeklappter“ Schwingkreis verstanden werden. Hierbei bilden die Kondensatorplatten den oberen und unteren Abschluss, die Spule befindet sich in der Mitte. Der schematische Übergang ist in Abbildung 11 zu sehen. [8]

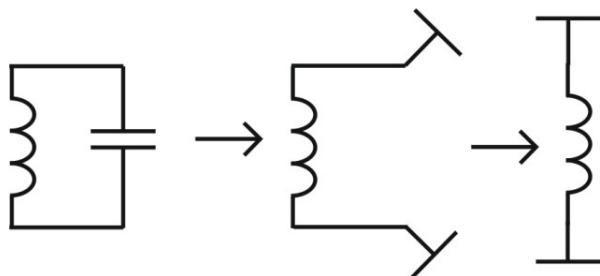


Abbildung 11: Schema des Übergangs eines Schwingkreis zur Antenne [8]

Reduziert man nun die Windungen sowie die Plattengröße, so geht der offene Schwingkreis schließlich in die Antenne über. Die einfachsten Antennenformen sind der  $\lambda/2$ -Dipol und die Marconi-Antenne. Beim  $\lambda/2$ -Dipol wird die Spannung in der Mitte angelegt, es bildet sich im günstigsten Fall bei richtiger Frequenz eine stehende Welle aus, mit Strommaximum in der Mitte und Spannungsmaxima an den Enden. Hierfür darf die abgestrahlte Wellenlänge maximal doppelt so groß wie die Antenne sein (deswegen  $\lambda/2$ ). In diesem Fall strahlt die Antenne maximal ab. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 12 ersichtlich:

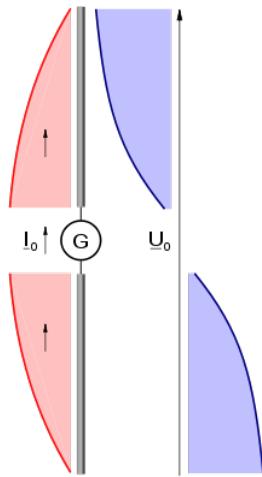


Abbildung 12: Schema zur Entstehung stehender Wellen auf einer  $\lambda/2$ -Antenne [6]

Der Viertelwellenstrahler oder auch Marconi-Antenne genannt basiert auf dem gleichen Prinzip, nur das eine Hälfte des  $\lambda/2$  Dipols entfällt oder durch Erdung bzw. durch mehrere Radials ersetzt wird. Die Strom und Spannungsverteilung ist aber analog zur Halbwellendipolantenne.

### 3 Versuchsaufbau und Durchführung

#### 3.1 Elektromagnetische Wellen auf Leitungen

Um das Verhalten von Sinussignalen auf Leitungen zu untersuchen, verwenden wir im Folgenden meist einen Hochfrequenzgenerator für das zu erzeugende Signal und ein digitales zwei-Kanal Oszilloskop zur Vermessung dieses Signals. Dabei werden wir uns vor Allem den Spannungsverlauf in Abhängigkeit der Frequenz ansehen. Der Hochfrequenzgenerator kann zwar Frequenzen bis in den Gigahertz-Bereich erzeugen, aber das Oszilloskop ist nur bis ungefähr 300MHz in der Lage das Signal korrekt anzuzeigen. Aus diesem Grund werden sich alle Messungen in einem Bereich von 1MHz bis ungefähr 300MHz befinden. Abbildung 13 zeigt die grundsätzliche Schaltung, welche für die Vermessung der verschiedenen Kabel verwendet wurde. [8]

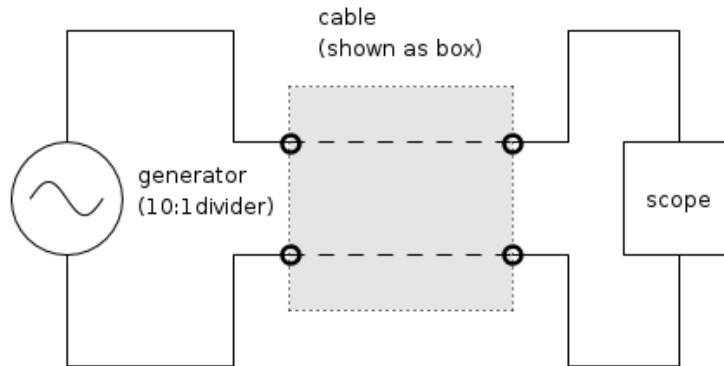


Abbildung 13: Schaltung zur Untersuchung von hochfrequenten Signalen auf verschiedener Kabeln (erstellt mit GeoGebra)  
(Box wird hier durch das jeweilige Kabel ersetzt)

Wie zu sehen, wurde ein 10:1-Teiler an den Ausgang des Generators angeschlossen. Dieser verhindert die Beschädigung des Generators, sollten stehende Wellen oder andere Reflexionen bei der Messung auftreten, die in den Generator zurückgeführt werden könnten. Der Teiler verringert zwar die zu messende Spannung, wirkt sich aber nicht auf die zu beobachtenden Effekte aus.

Für die Untersuchung von Impulsen auf Leitungen sollen die folgenden beiden Schaltungen in den Abbildungen 14 und 15 verwendet werden. Die Idee hierbei ist, die Laufzeit des Rechteckimpulses so zu verlängern, dass Reflexionen, welche am Ende des langen Koaxialkabels bzw. des Stichkabels auftreten, im Oszilloskop sichtbar werden. Aus diesem Grund soll für das Stichkabel ein vergleichsweise langes Koaxialkabel verwendet werden.

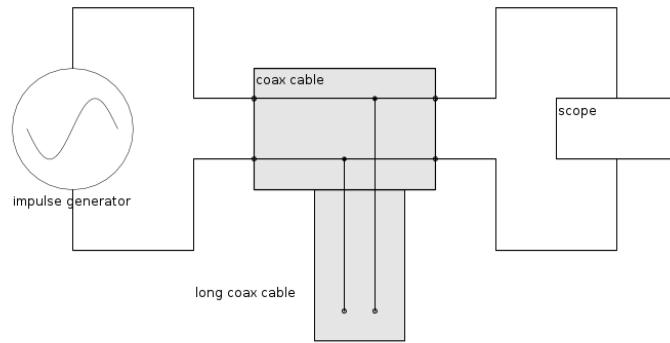


Abbildung 14: Erste Schaltung zur Untersuchung von Impulsen auf Leitungen (erstellt mit GeoGebra)

Um sich im Nachhinein auch das Ende des Stichkabels für verschiedene Fälle (angepasst und nicht angepasst) ansehen zu können, wurde dieses in der zweiten Schaltung ebenfalls an das Oszilloskop angeschlossen. Durch Veränderung des Eingangswiderstands von Channel 2 lassen sich hier verschiedene Anpassungen realisieren.

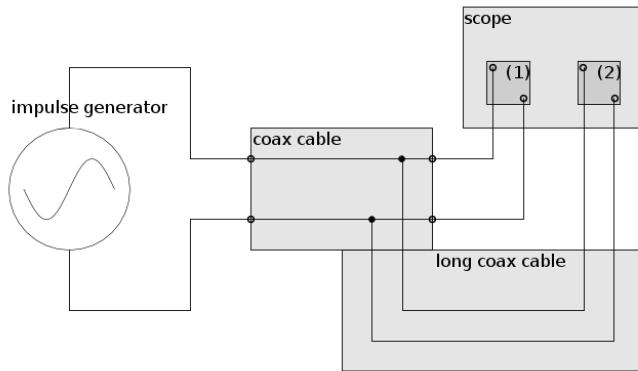


Abbildung 15: Zweite Schaltung zur Untersuchung von Impulsen auf Leitungen (erstellt mit GeoGebra)

Diese beiden Schaltungen lassen sich nun abändern, sodass der Wellenwiderstand des Stichkabels ermittelt werden kann. Dies wird erreicht, indem man am Ende des Stichkabels ein Potentiometer anschließt. Nach dem Anpassungsgesetz sollten gerade dann keine Reflexionen mehr beobachtbar sein, wenn der ohmsche Widerstand des Potentiometers dem Wellenwiderstand entspricht. Erreicht man also eine Einstellung, bei der keine Reflexionen auftreten, reicht

es den ohmschen Widerstand auszumessen.[8]

### 3.2 Modulation und Mischung

Für die Realisierung der in den Grundlagen besprochenen additiven Amplitudenmodulation wurde die Schaltung aus Abbildung 16 verwendet. Diese ermöglicht eine Analyse des Frequenzspektrums und des Zeitverlaufs.

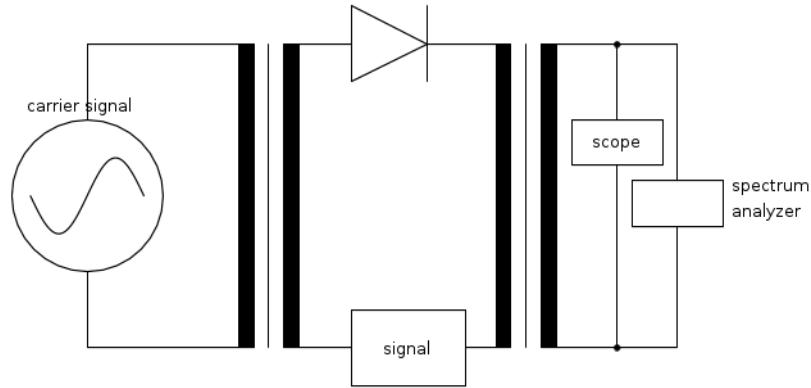


Abbildung 16: Schaltung für die Realisierung einer additiven Amplitudenmodulation [8]  
(erstellt mit GeoGebra)

Eine nachfolgende Demodulationsschaltung wird in Abbildung 17 gezeigt. Das Signal wird wie in den Grundlagen beschrieben an einer Diode verzerrt und über einen Tiefpass geschickt. Das nachfolgende Spektrum enthält dann nur noch die tiefen Nutzfrequenzen.

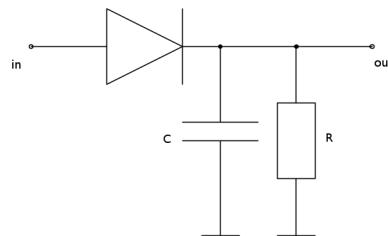


Abbildung 17: Schaltung zur Realisierung einer Demodulation [8] (erstellt mit GeoGebra)

### 3.3 Elektromagnetische Wellen im freien Raum

#### 3.3.1 Frequenzanpassung für eine Antenne

Aufgrund der in den Grundlagen betrachteten Theorie zu Antennen ist es klar, dass jede Antenne nur für bestimmte Frequenzen optimiert ist. Um diese Frequenzen zu bestimmen, soll ein Reflektometer verwendet werden. Folgende Schaltung in Abbildung 18 veranschaulicht dies.

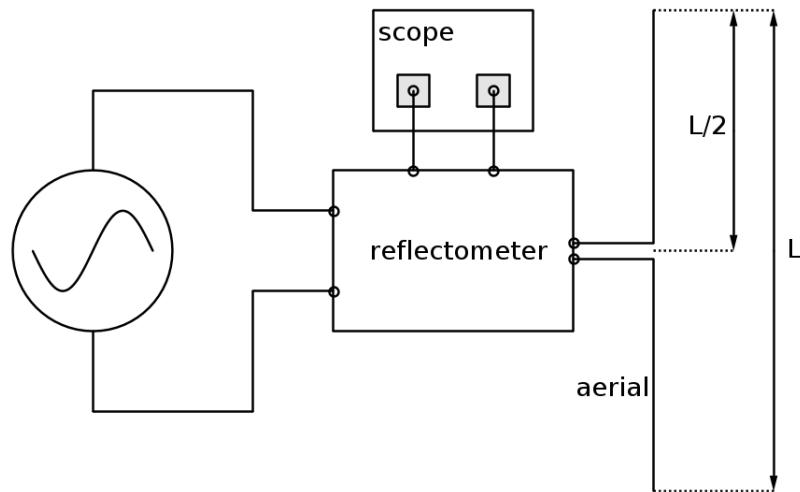


Abbildung 18: Schaltung zur Anpassung der Frequenz an eine Antenne mit der Länge  $L$  unter Verwendung eines Reflektometers (erstellt mit GeoGebra)

Im Oszilloskop wird sowohl die rücklaufende als auch die hinlaufende Welle angezeigt. Während der Durchführung wurde nun versucht, das rücklaufende Signal so gering wie möglich zu wählen. Dies ermöglicht eine genaue Frequenzanpassung ohne eine theoretische Berechnung.[8]

#### 3.3.2 Senden und Empfangen von Signalen

Das Senden und Empfangen von Signalen soll einfach durch zwei Antennen realisiert werden. Hierbei wurde an die Erste ein Signal mit angepasster Frequenz angelegt. Durch ein Oszilloskop, welches an die zweite Antenne angeschlossen wurde, kann nun die Signalübertragung graphisch dargestellt werden. In Abbildung 19 sieht man die Details.

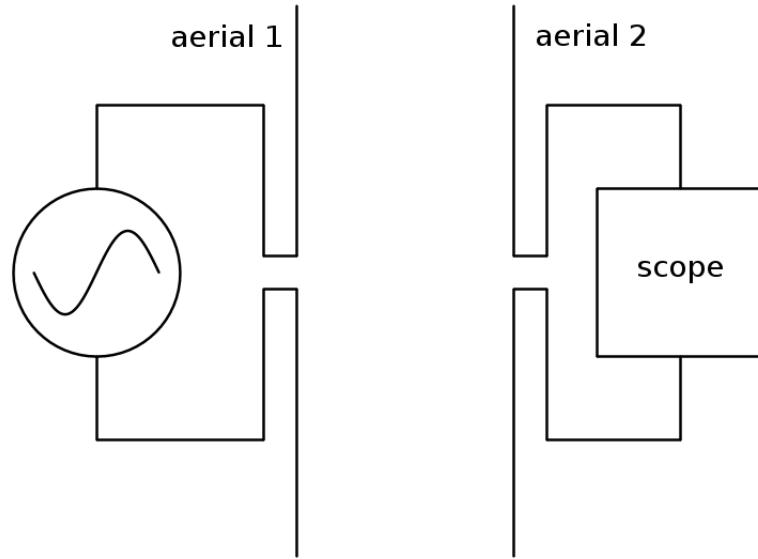


Abbildung 19: Grundsätzliche Schaltung für die Untersuchung des Sendens und Empfangens von Signalen über Antennen (erstellt mit GeoGebra)

In einem letzten qualitativen Versuchsteil, wurde mithilfe dieser grundsätzlichen Schaltung ein Audio-Signal übertragen. Dafür wurde dieses Signal auf eine angepasste Frequenz moduliert und dann nach Empfangen wieder demoduliert und abgespielt. Ersetzt man den Generator durch die Quelle des modulierten Audio-Signales und das Oszilloskop durch einen Demodulator in Verbindung mit einem Lautsprecher (oder einem Frequenzanalysator), so erhält man die für diesen Versuchsteil genutzte Schaltung.

[8]

## 4 Messergebnisse und Diskussion

### 4.1 Elektromagnetische Wellen auf Leitungen

Für die folgenden Messwerte wurden mithilfe des Frequenzgenerators immer Sinussignale mit einer Effektivspannung von 1.00V erzeugt. Dies entspricht einer Peak-to-Peak-Spannung von rund 2.28V. Aufgrund des verwendeten 10:1-Teilers entspricht also die zu erwartende Peak-to-Peak-Spannung des gemessenen Signales ungefähr 228mV.

Der Eingangs- bzw. Ausgangswiderstand des Generators beträgt immer  $50\Omega$ .

#### 4.1.1 Laborkabel

Um die Komplexität von hochfrequenten Signalen zu verbildlichen, wurden als erstes Zweidrahtleitungen, welche auch als typische Laborkabel verwendet werden, vermessen. Zunächst wurde eine Leitung von ca. 2m Länge verwendet. Die folgende Aufnahme 20 zeigt den genauen Aufbau:

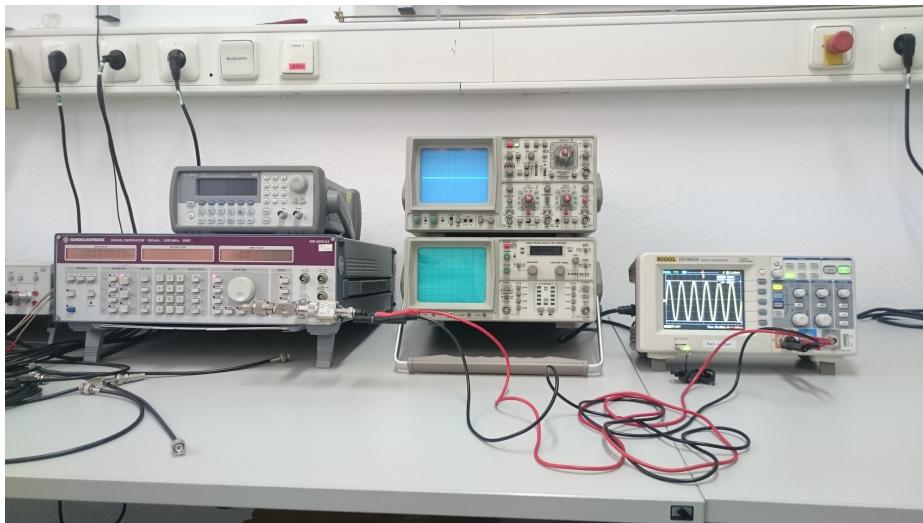


Abbildung 20: Aufnahme des genauen Versuchsaufbaus für die verwendeten Laborkabel

Die gemessene Übertragungsfunktion für verschiedene Eingangswiderstände am Oszilloskop ist in Abbildung 21 zu sehen.

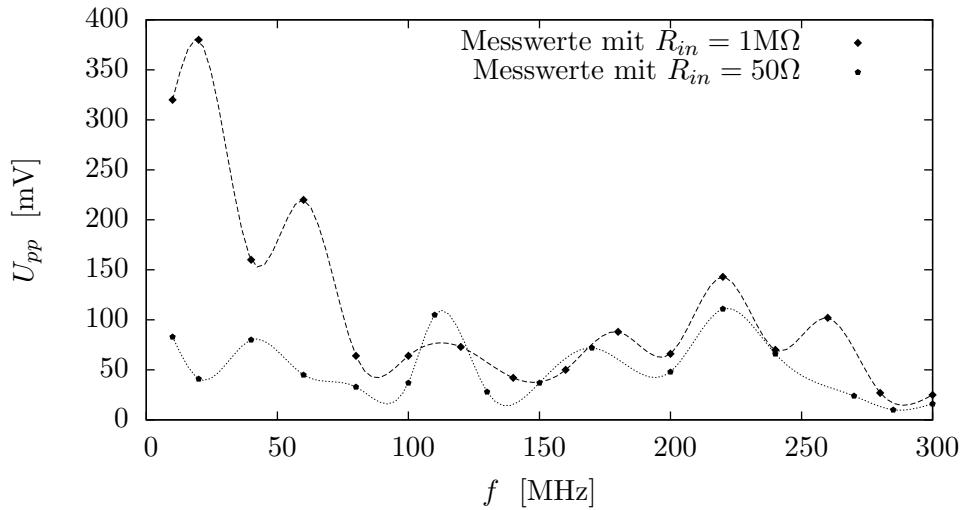


Abbildung 21: gemessene Übertragungsfunktion der Laborkabel: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$  bei verwendetem Eingangswiderstand  $R_{in}$  am Oszilloskop

An dieser Stelle möchten wir noch bemerken, dass schon durch geringe Veränderungen der Lage des Kabels große Schwankungen der Peak-to-Peak-Spannung von über 50% beobachtet werden konnten. Auch sonst schwankt die Spannung je nach verwendeter Frequenz sehr stark und unregelmäßig. Es wird also deutlich, dass das Verhalten hochfrequenter Signale auf Leitungen anders ist als das der Niederfrequenten, da keine konstante Übertragungsfunktion gemessen werden konnte. Ursachen für beide Effekte liegen in der inkorrektan Anpassung des Wellenwiderstandes und des Eingangswiderstands. Durch Veränderung der Form des Kabels ändern sich die jeweiligen Beläge (siehe Grundlagen) und somit auch der Wellenwiderstand. Dieser Effekt wird verstärkt durch die nicht vorhandene Abschirmung des Kabels, da entstehende Felder des Kabels an verschiedenen Stellen wechselwirken können.

Folglich ist es denkbar ungünstig typische Laborkabel für die Übertragung hochfrequenter Signale zu nutzen, da durch sie nicht quantifizierbare Effekte entstehen.

#### 4.1.2 Koaxialkabel

Zur Verringerung des oben beschriebenen Effekts, sollen nun Koaxialkabel vermessen werden. Diese besitzen eine Abschirmung und einen im Wesentlichen konstanten Wellenwiderstand von  $50\Omega$ . Das zur Messung verwendete Kabel besaß eine Länge von ungefähr 1m. Abbildung 22 zeigt eine Aufnahme des Versuchsaufbaus für die Vermessung dieses Kabels.

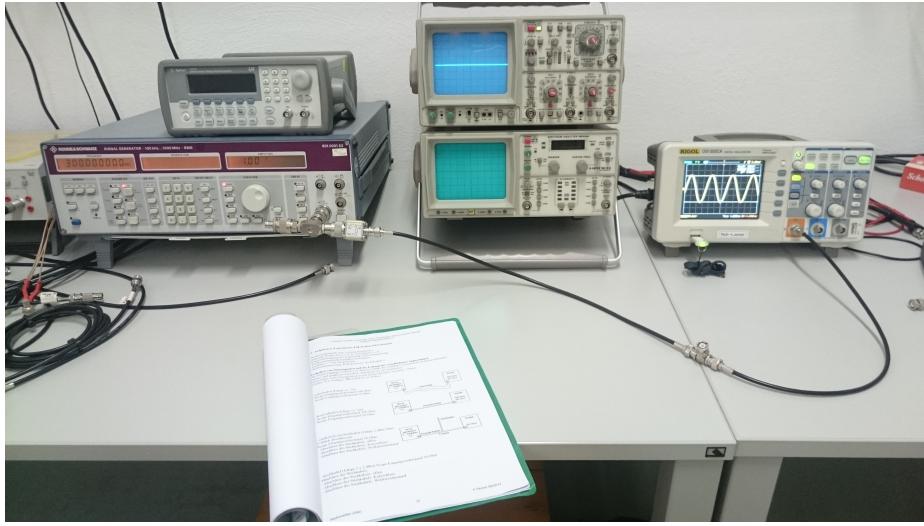


Abbildung 22: Aufnahme des genauen Versuchsaufbaus der Koaxialkabel

In diesem Falle hatte die Lage des Kabels keinen Einfluss auf die gemessene Übertragungsfunktion. Diese Tatsache bestätigt die oben gegebene Begründung für die starke Abhängigkeit des Spannungsverlaufs von der Lage des Laborkabels. Die Spannungskurven für verschiedene Eingangswiderstände sind in der folgenden Abbildung 23 nun genauer dargestellt.

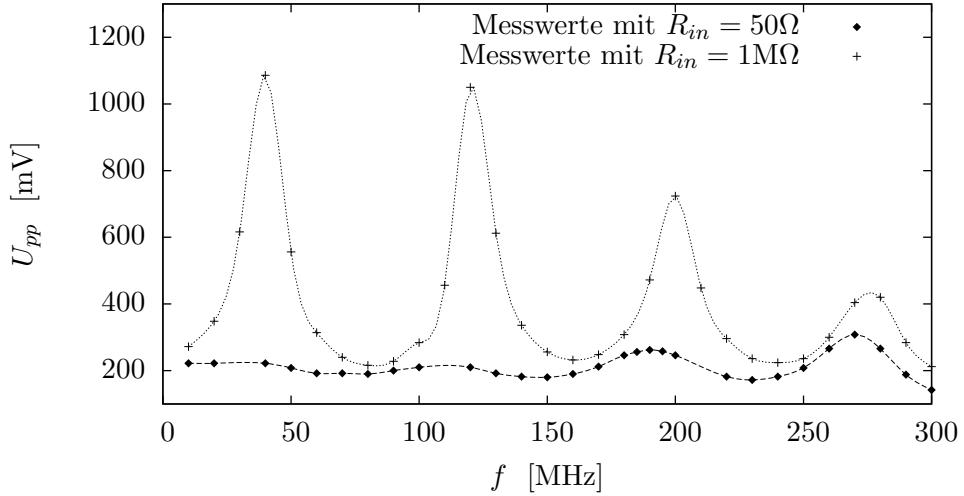


Abbildung 23: gemessene Übertragungsfunktion des Koaxialkabels: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$  bei verwendetem Eingangswiderstand  $R_{in}$  am Oszilloskop

In diesem Kurvenverlauf wird nun deutlich, weshalb die Übertragungsfunktion für verschiedene Eingangswiderstände des Oszilloskops aufgenommen wurde. Für einen Eingangswiderstand von  $1\text{M}\Omega$  ist immer noch eine starke Änderung der Peak-to-Peak-Spannung beobachtbar. Dennoch scheint das Signal hier regelmäßig zu variieren. Maxima tauchen, wie man im Diagramm sehen kann,

immer bei ungeradzahligen Vielfachen von ungefähr 40MHz auf, wie zum Beispiel bei 40MHz, 120MHz oder 200MHz. Dagegen entstehen Minima immer bei geradzahligen Vielfachen. Dies deutet darauf hin, dass es im Kabel zur Ausbildung von stehenden Wellen kommt, wodurch je nach Länge des Kabels an dessen Ende immer wieder Maxima und Minima an bestimmten Stellen gemessen werden können. Stehende Wellen können aber nur entstehen, wenn das gesendete Signal am Eingang des Oszilloskops wieder reflektiert wird (siehe Grundlagen). Wie aus den Grundlagen bekannt ist, kann die Reflexion durch eine Anpassung des Eingangswiderstand mit dem Wellenwiderstand minimiert wenn nicht sogar verhindert werden. Der Wellenwiderstand beträgt wie oben erwähnt nun  $50\Omega$ . Es ist also zu erwarten, dass sich für einen Eingangswiderstand von  $50\Omega$  keine stehenden Wellen mehr ausbilden. Betrachtet man mit diesen Gedanken das Diagramm 23, so erklärt sich der fast konstante Verlauf der Kurve mit geringerem Eingangswiderstand. Kleinere Abweichungen für größere Frequenzen sind nicht zu vermeiden, da eine unendliche genaue Anpassung des Eingangswiderstands nicht möglich ist.

Demzufolge ist eine Anpassung der Widerstände an den Wellenwiderstand des Kabels notwendig, um einen halbwegs konstanten Spannungsverlauf zu gewährleisten. Aus diesem Grund wurden fortan alle weiteren Messungen, wenn nicht anders angegeben, mit einem Eingangswiderstand von  $50\Omega$  aufgenommen.

#### **4.1.3 Koaxialkabel mit eingefügtem Stichkabel**

Für eine genauere Untersuchung der sich ausbildenden stehenden Wellen, soll nun oben verwendetes Kabel mit einem weiteren Koaxialkabel versehen werden, welches Stichkabel genannt wird. Dieses Kabel wurde mithilfe eines T-Stücks befestigt. Es besitzt eine Länge von 2.48m. In der Aufnahme 24 wird dies genauer gezeigt. Aufgrund des angepassten Eingangswiderstandes sind entlang des alten Kabels keine stehenden Wellen zu erwarten.

---

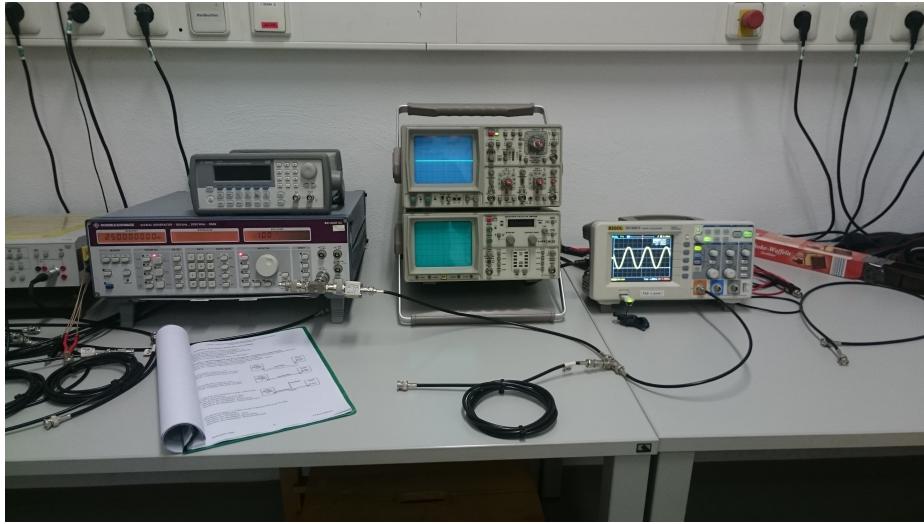


Abbildung 24: Aufnahme des genauen Versuchsaufbaus des Koaxialkabels mit eingestecktem Stichkabel

Der Spannungsverlauf selbst sollte nun für drei verschiedene Fälle aufgenommen werden. Im ersten Fall wurde das Kabel am Ende offen gelassen. Im Falle eines Gleichstromes würde also durch das Stichkabel überhaupt kein Strom fließen. In der gemessenen Übertragungsfunktion in Abbildung 25 ist nun aber eine klare Variation der Spannung zu sehen.

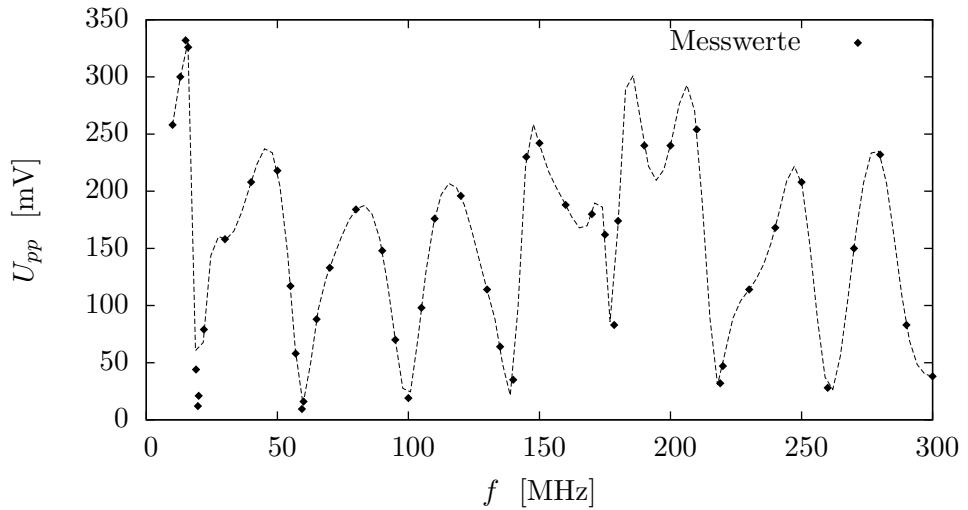


Abbildung 25: gemessene Übertragungsfunktion des Koaxialkabels mit offenem Stichkabel:  
Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$

Auch hier tauchen Maxima und Minima sehr regelmäßig auf, was, wie zu erwarten war, wieder auf stehende Wellen im Stichkabel zurückzuführen ist. Aufgrund der in den Grundlagen betrachteten Theorie zu stehenden Wellen in Leitungen ist klar, dass am offenen Ende des Stichkabels die Spannung

immer maximal sein muss, damit sich stehende Wellen ausbilden. Die Minima in der Übertragungsfunktion entstehen nun dadurch, dass sich am T-Stück ein Knotenpunkt des Spannungsverlaufs bildet. Für einen Knoten muss die Spannung hier also auf Null oder zumindest auf ein Minimum fallen. Folgende Darstellung soll dies veranschaulichen:

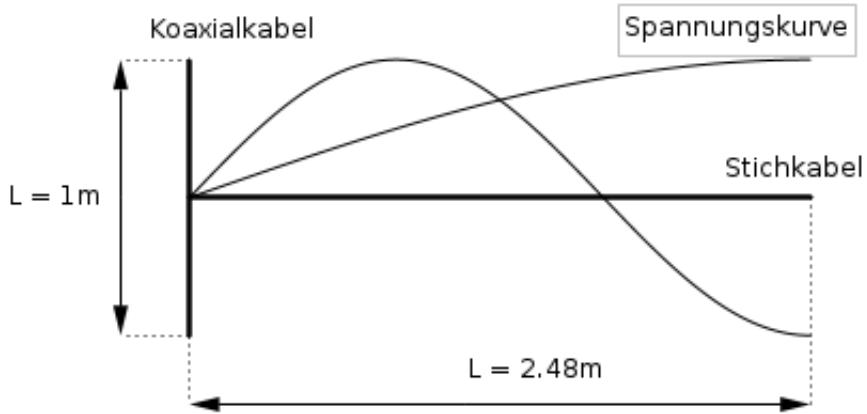


Abbildung 26: schematische Darstellung zur Erklärung der Entstehung von stehenden Wellen im offenen Stichkabel

Die Abbildung 26 macht noch einmal die Ausbildung von stehenden Wellen deutlich. Die maximale Wellenlänge der stehenden Welle im Stichkabel mit Länge  $L$  ist also  $4L$  oder auch 9.92m. Demnach entsteht genau dann eine stehende Welle mit Wellenlänge  $\lambda$  und den betrachteten Eigenschaften im Stichkabel mit Länge  $L$ , wenn es ein  $n \in \mathbb{N}$  gibt, sodass gilt:

$$(2n - 1) \frac{\lambda}{4} = L \quad (11)$$

Mit dieser Formel und der Gleichung  $c = f \cdot \lambda$ , wobei  $c$  die Geschwindigkeit der Welle im Stichkabel ist und  $f$  deren Frequenz, folgt nun:

$$f = (2n - 1) \frac{c}{4L} \quad (12)$$

Das erste Minimum (also  $n = 1$ ) wurde für  $f = 19.7\text{MHz}$  gemessen. Damit ergibt sich der Verkürzungsfaktor  $K$  des Kabels zu:

$$K = \frac{c}{c_0} = \frac{4Lf}{c_0} = \frac{4 \cdot 2.48\text{m} \cdot 19.7\text{MHz}}{3 \cdot 10^8\text{ms}^{-1}} \approx 0.65$$

$$c = K \cdot c_0 = 4Lf = 4 \cdot 2.48\text{m} \cdot 19.7\text{MHz} \approx 1.954 \cdot 10^8\text{ms}^{-1}$$

Demzufolge müssten sich weitere Minima bei 59.1MHz, 98.5MHz, 137.9MHz, 177.3MHz usw. befinden. Dies lässt sich anhand des Kurvenverlaufs in Abbildung 23 bestätigen.

Im zweiten Fall sollte das Stichkabel kurzgeschlossen werden. Analog zu den obigen Betrachtungen muss sich auch hier ein Minimum am Knotenpunkt ausbilden, damit ein Minimum im Spannungsverlauf sichtbar wird. Anhand der Grundlagen ist klar, dass sich für stehende Wellen am kurzgeschlossenen Ende des Stichkabels nur ein weiterer Knotenpunkt befinden darf. Es muss damit folgende Bedingung für eine stehende Welle mit der Wellenlänge  $\lambda$  im Stichkabel der Länge  $L$  gelten:

$$\frac{n\lambda}{2} = L \quad \text{für ein } n \in \mathbb{N} \quad (13)$$

$$f = n \frac{c}{2L} \quad (14)$$

Die gemessene Übertragungsfunktion des geschlossenen Stichkabels ist in Abbildung 27 aufgetragen.

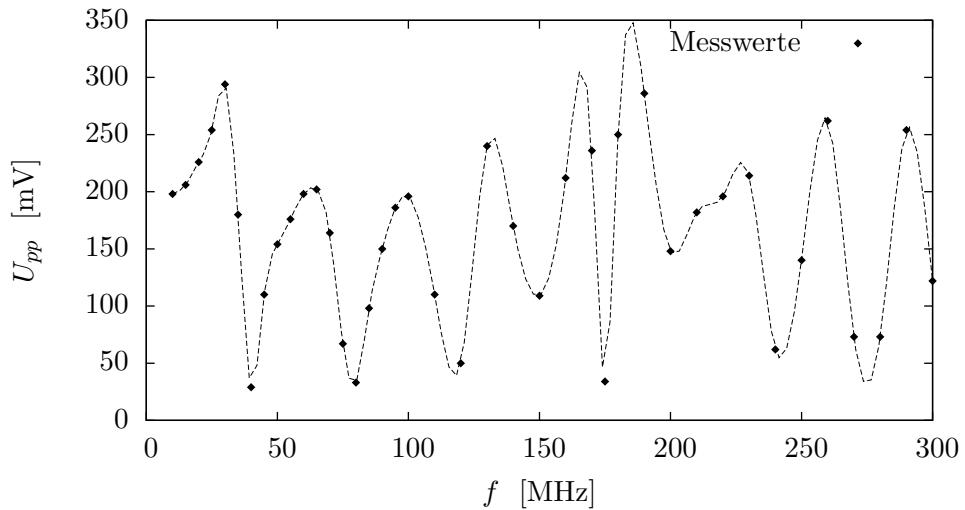


Abbildung 27: gemessene Übertragungsfunktion des Koaxialkabels mit kurzgeschlossenem Stichkabel: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$

Hier ist ein ganz ähnliches Verhalten wie vorher zu beobachten. Minima und Maxima tauchen wieder im gleichen Abstand auf. Auch dies deckt sich mit der bisherigen Theorie. Das erste Minimum (also  $n = 1$ ) wurde dieses Mal jedoch bei  $f = 38\text{MHz}$  gemessen. Analog zur obigen Rechnung ergibt sich nun der Verkürzungsfaktor  $K$  zu:

$$K \approx 0.63$$

$$c \approx 1.885 \cdot 10^8 \text{ms}^{-1}$$

Der Verkürzungsfaktor sollte unabhängig von der jeweiligen verwendeten Schaltung sein. Die Differenz liegt hier im Bereich der bisherigen relativen Fehler (in etwa 10 bis 20%) und kann damit als konstant gesehen werden. Ähnlich zu oben sind die Minima hier bei 38MHz, 76MHz, 114MHz usw. zu erwarten. Die Kurve bestätigt auch hier die Theorie.

Im letzten Fall wurde auf das Ende des Stichkabels ein ohmscher Widerstand von  $50\Omega$  geschraubt. Dies entspricht damit gerade der Anpassungsbedingung. Abbildung 28 zeigt die gemessene Kurve.

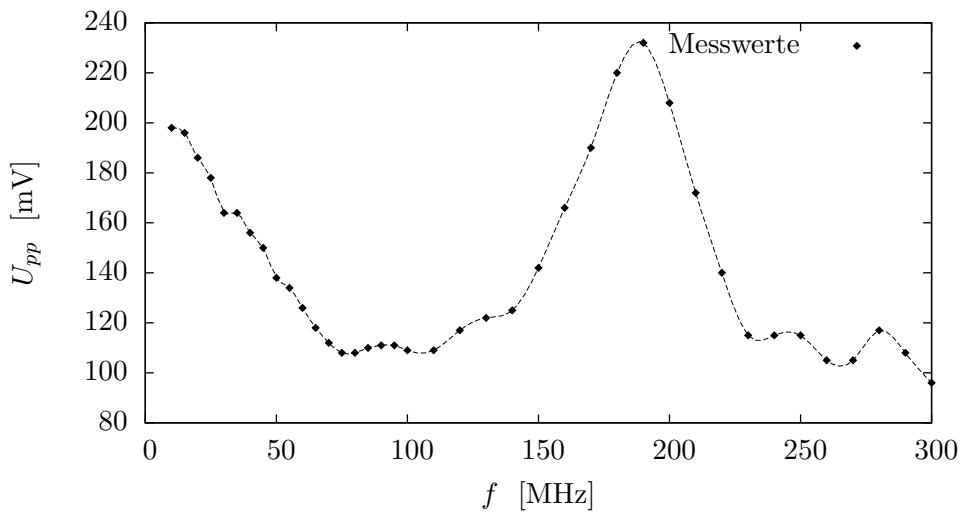


Abbildung 28: gemessene Übertragungsfunktion des Koaxialkabels mit angepasstem Stichkabel: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$

Aufgrund der erfüllten Anpassungsbedingung können am Ende des Stichkabels keine stehenden Wellen entstehen. Dies erklärt, dass sich keine scharfen Maxima oder Minima im Graphen ausbilden. Die weitläufige Schwankung im Spannungsverlauf wird durch sehr geringe Unterschiede des angesteckten Widerstandes und des Wellenwiderstandes verursacht. Abbildung 29 stellt noch einmal eine Zusammenfassung aller Graphen dar.

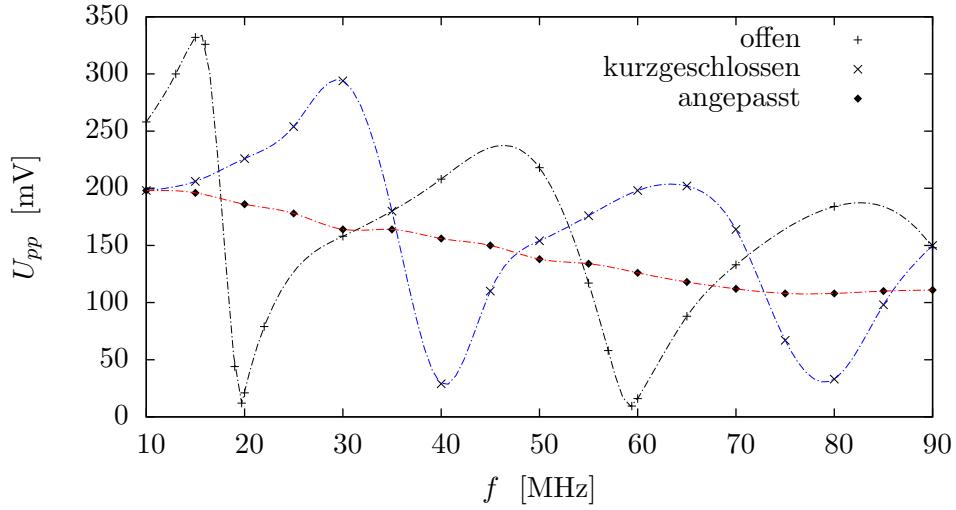


Abbildung 29: Zusammenfassung der gemessenen Übertragungsfunktionen des Koaxialkabels mit verschiedenen Stichkabeln: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$

#### 4.1.4 Koaxialkabel mit doppeltem Stichkabel

Im Folgenden wurden die gleichen Messungen ein zweites Mal durchgeführt. Hierbei wurde jedoch ein doppelt so langes Stichkabel verwendet.

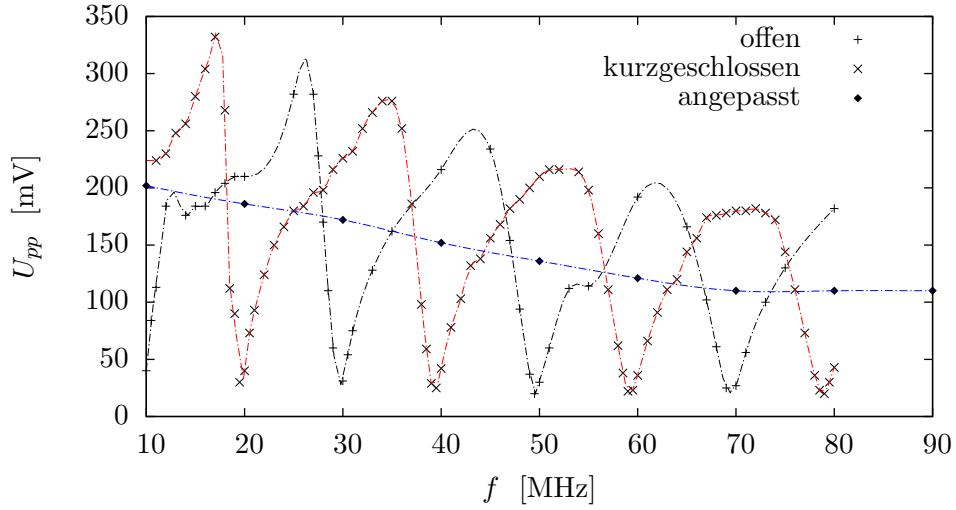


Abbildung 30: Zusammenfassung der gemessenen Übertragungsfunktionen des Koaxialkabels mit verschiedenen Stichkabeln doppelter Länge: Peak-to-Peak-Spannung  $U_{pp}$  über Frequenz  $f$

Die Theorie besagt, dass sich qualitativ an dem Spannungsverläufen nichts ändern sollte. Die Minima entstehen an doppelt so vielen Stellen. Die Messung bestätigte dies. Aus diesem Grund soll hier nur eine Zusammenfassung

der Graphen gezeigt werden.

Aufgrund der letzten beiden Kapitel wurde noch einmal verdeutlicht, dass eine Anpassung der Widerstände im Allgemeinen notwendig ist. Allerdings lassen sich ohne Anpassung auch der Verkürzungsfaktor oder der Wellenwiderstand eines Kabels bestimmen. Die Regelmäßigkeit von Minima und Maxima lassen sich hier also auch als Vorteil nutzen.

#### 4.1.5 Verhalten von Rechteckimpulsen

Bisher wurden periodische Signale untersucht. So konnten sich in den Kabeln stehende Wellen ausbilden und die Übertragungsfunktion abändern. Dieses Verhalten gilt im Allgemeinen nicht für Impulse.

In Abbildung 14 ist die Schaltung, welche folgender Messung zugrunde liegt, angegeben. Für diesen Versuchsteil wurde ein Koaxialkabel mit einer Länge von 1m und ein langes Stichkabel mit einer Länge von 25m verwendet. Ein einzelner Rechteckimpuls erzeugte dann den Graphen in Abbildung 31 auf dem Oszilloskop.

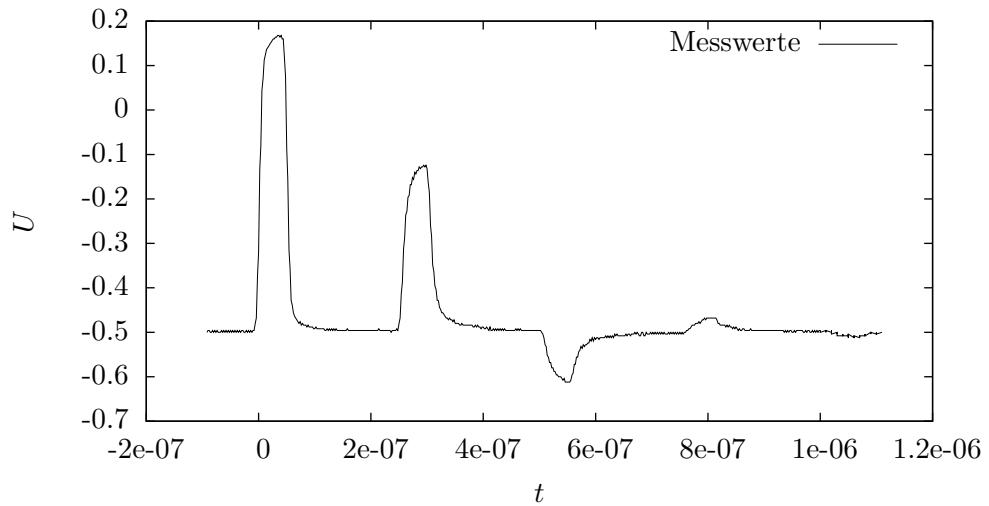


Abbildung 31: Resultierende Kurve am Oszilloskop durch Senden eines Rechteckimpulses unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 14:  
Spannung  $U$  über Zeit  $t$

Der erste sichtbare Impuls ist der vom Impulsgenerator ausgesendete Impuls. Wie in den Grundlagen vorhergesagt, wird auch hier am offenen Ende des langen Stichkabels der gesendete Impuls reflektiert, sodass im Graphen mehr als nur dieser zu sehen ist. Nach Empfang des gesendeten Impulses im Oszilloskop läuft dieser weiter durch das Stichkabel. Aufgrund der vergleichsweise großen Länge des Stichkabels ist hier die Laufzeit des Impulses größer als dessen Breite. Am Ende des Stichkabels wird dieser dann am offenen Ende, also ohne Umkehrung der Amplitude, reflektiert und zurückgesendet. Auch jetzt muss

das Stichkabel wieder bis zum Oszilloskop durchlaufen werden. Der zweite Impuls im Diagramm stellt damit die erste Reflexion des gesendeten Impulses dar. Nachdem der reflektierte Impuls vom Oszilloskop gemessen wurde, könnte man vermuten, dass er durch den  $50\Omega$  Eingangswiderstand absorbiert wird. Dies geschieht jedoch nicht, da auch der Impulsgenerator einen Ausgangswiderstand von  $50\Omega$  besitzt. Dadurch entsteht eine Parallelschaltung von zwei  $50\Omega$  Widerständen. Der Gesamtwiderstand beträgt also  $25\Omega$  und ist damit nicht mehr an den Wellenwiderstand angepasst. Insbesondere ist er auch noch kleiner als dieser. Es findet also eine Reflexion an einem in einer abgeschwächten Form vorkommenden geschlossenen Ende statt. Der zweite reflektierte Impuls kehrt sich also um und fließt wieder durch das Stichkabel. Im Stichkabel passiert nun wieder genau das Gleiche wie vorher. Der Impuls wird am offenen Ende reflektiert, zurückgesendet und vom Oszilloskop mit einer negativen Amplitude gemessen. Nach dieser Messung wiederholt sich dieses Prinzip bis der Impuls im Rauschen untergeht. Da alle Kabel einen geringen ohmschen Widerstand besitzen, muss natürlich auch die Amplitude der Impulse entlang des Kabels abnehmen.

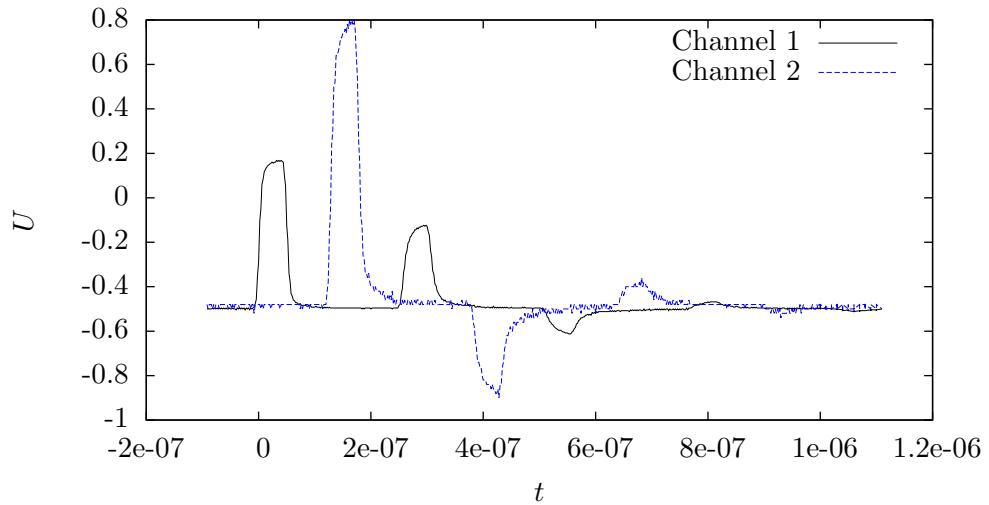


Abbildung 32: Resultierende Kurven am Oszilloskop durch Senden eines Rechteckimpulses unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 15 mit dem Eingangswiderstand  $1M\Omega$  für Channel 2: Spannung  $U$  über Zeit  $t$

In Abbildung 32 lässt sich ein analoges Prinzip für die Schaltung aus Abbildung 15 entwerfen, sofern hier der Eingangswiderstand von Channel 2 auf  $1M\Omega$  gesetzt wird. Der Verlauf der Kurve für Channel 1 ist derselbe, wie im vorherigen Versuch. Dies liegt daran, dass der hohe Eingangswiderstand an Channel 2 auch als offenes Ende angenähert werden kann. Die blaue Kurve stellt dann die Reflexionen am Ende des Stichkabels dar, welche wie oben besprochen, gerade zwischen den bei Channel 1 gemessenen Impulsen entstehen müssen. Auch die Amplitudenkehrungen an den jeweiligen Enden werden hier noch einmal bestätigt.

Die ersten beiden dargestellten Impulse liegen in etwa  $2.4 \cdot 10^{-7}\text{s}$  auseinander. Der zurücklegte Weg des Impulses zwischen der ersten und der zweiten Messung ist die doppelte Länge des Stichkabels, also 50m. Daraus ergibt sich ebenfalls eine Geschwindigkeit und ein Verkürzungsfaktor.

$$c = \frac{\Delta s}{\Delta t} = \frac{50\text{m}}{2.4 \cdot 10^{-7}\text{s}} \approx 2.08\text{ms}^{-1}$$

$$K \approx 0.69$$

Diese Werte stimmen in gewissen Grenzen mit den Vorhergehenden überein und bekräftigen die oben gegebene Erklärung.

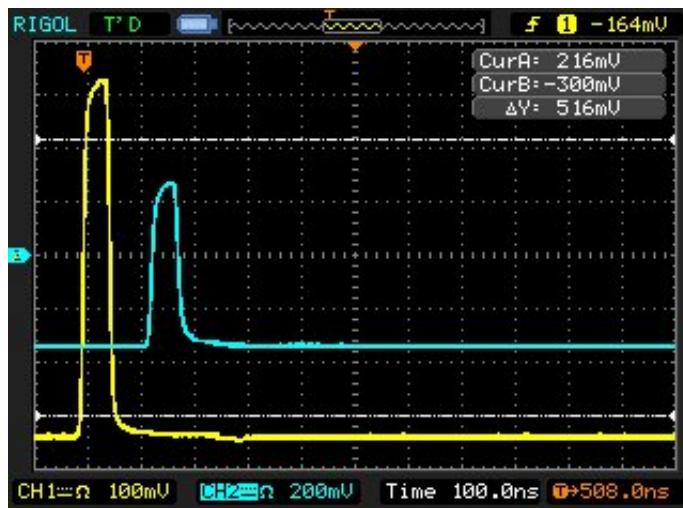


Abbildung 33: Resultierende Kurven am Oszilloskop durch Senden eines Rechteckimpulses unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 15 mit dem Eingangswiderstand  $50\Omega$  für Channel 2: Spannung  $U$  über Zeit  $t$

Aufgrund der Vollständigkeit wurde in Abbildung 33 noch einmal die Messung des Oszilloskops nach Abänderung des Eingangswiderstands von Channel 2 auf  $50\Omega$  gezeigt. Hier wurde die Anpassungsbedingung wieder erfüllt. Der durch das Stichkabel laufende Impuls wurde hier am Ende des Kabels durch den Eingangswiderstand absorbiert. Die Messung bestätigt dies, da keine weiteren reflektierten Impulse im Graph zu sehen sind.

#### 4.1.6 Bestimmung des Wellenwiderstandes

Für die Bestimmung des Wellenwiderstandes eines Stichkabels soll das in Kapitel 3 beschriebene Vorgehen realisiert werden. Am Ende des Stichkabels wurden drei unterschiedlich genaue Potentiometer befestigt. Deren Widerstand wurde in allen Fällen so eingestellt, dass keine Reflexionen mehr sichtbar waren, und dann im Nachhinein gemessen.

$$470\Omega\text{-Poti: } Z_1 = 47.7\Omega$$

220Ω-Poti:  $Z_2 = 48.2\Omega$

100Ω-Poti:  $Z_3 = 50.7\Omega$

Typische Koaxialkabel, die im Labor und nicht in der TV-Technik verwendet werden, besitzen einen standardisierten Wellenwiderstand von  $50\Omega$ . [7] Die gemessenen Werte stimmen im Bereich von einigen Ohm mit dem Standard überein.

## 4.2 Modulation und Mischung

Für die Realisierung einer additiven Amplitudenmodulation wurde eine Trägerfrequenz  $f_T = 10\text{MHz}$  und eine Nutzfrequenz von  $f_N = 0.1\text{MHz}$  gewählt. Dabei betrugen die Peak-to-Peak-Spannungen 2.28V für das Trägersignal und 100mV für Nutzsignal. Ein Diagramm des Zeitverlaufs und des Frequenzspektrums werden durch die Abbildungen 34 und 35 gezeigt. In guter Näherung weisen beide Graphen den durch die Theorie vorausgesagten Verlauf auf. Zu erkennende Abweichungen sind eine gewisse Asymmetrie im Zeitverlauf und zusätzliche periodisch auftauchende Frequenzen im Frequenzspektrum. Beide Abweichungen werden durch die Verwendung einer nicht idealen Diode erklärt, deren Kennlinie durch eine gewisse Exponentialfunktion beschrieben werden kann. Dieser nicht-lineare Verlauf verursacht das Vorkommen weiterer Frequenzen im Frequenzspektrum. Weiterhin wird aber gerade durch diese zusätzlichen Frequenzen der Zeitverlauf des modulierten Signals asymmetrisch.

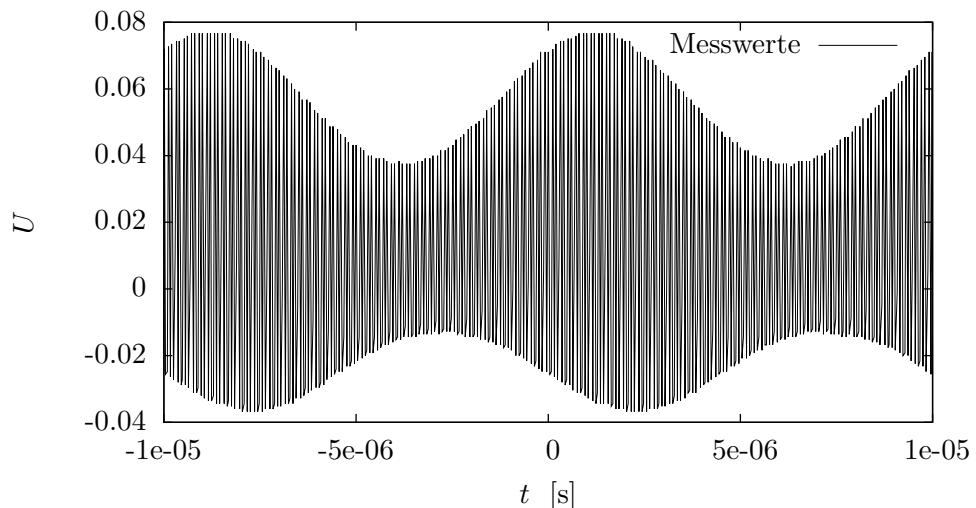


Abbildung 34: Zeitverlauf einer additiven Amplitudenmodulation für die angegebenen Frequenzen im Text unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 16: Spannung  $U$  über Zeit  $t$

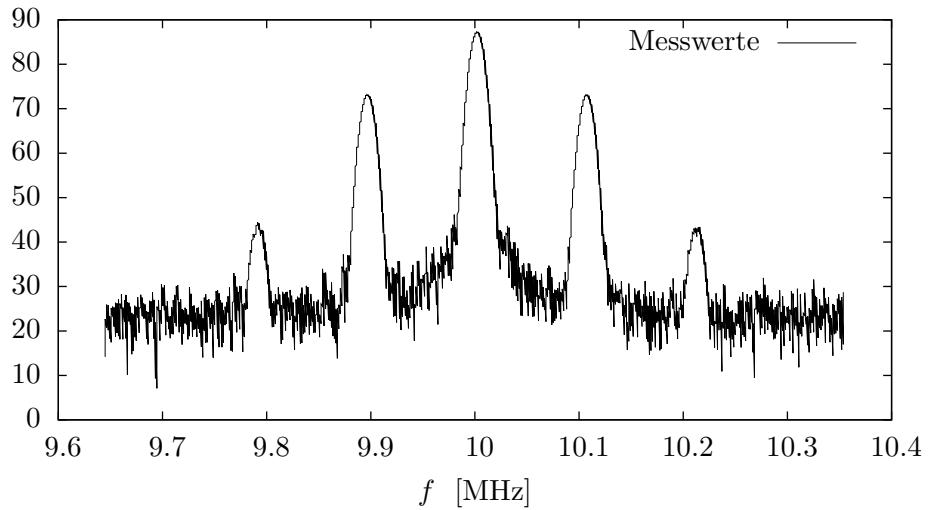


Abbildung 35: Frequenzspektrum einer additiven Amplitudenmodulation für die angegebenen Frequenzen im Text unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 16:  
Spannung  $U$  über Zeit  $t$

### 4.3 Elektromagnetische Wellen im freien Raum

#### 4.3.1 Frequenzanpassung für eine $\lambda/2$ -Antenne

Eine Frequenzanpassung an die jeweilige Antenne ist notwendig, um im nachfolgenden Versuchsteil eine gute Übertragungsleistung der Signale zu erzielen. Sie wurde hier für verschiedene Längen durchgeführt, sodass für die verwendete Längen die Frequenzen direkt abgelesen werden konnten. Die Zusammenstellung ist in Abbildung 36 zu sehen.

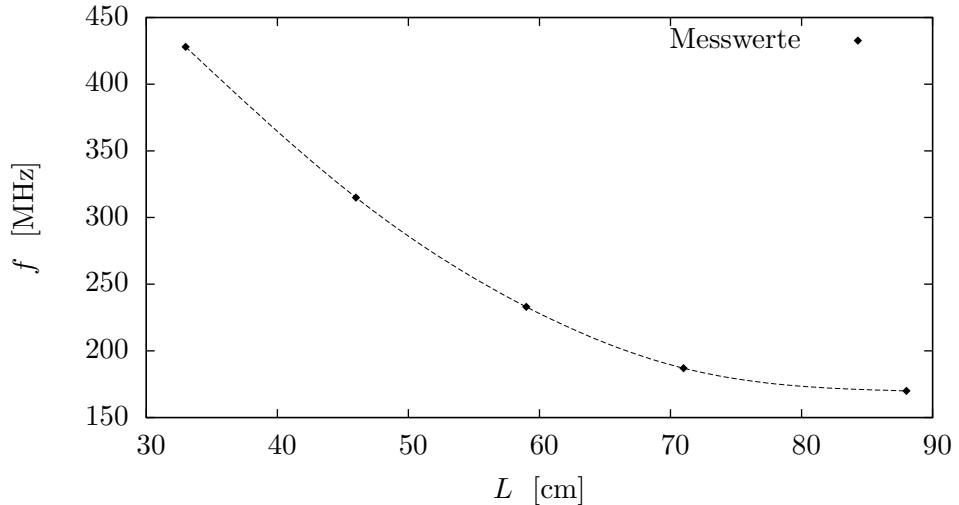


Abbildung 36: gemessene angepasste Frequenz  $f$  in Abhängigkeit der Gesamtlänge  $L$  einer  $\lambda/2$ -Antenne unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 19

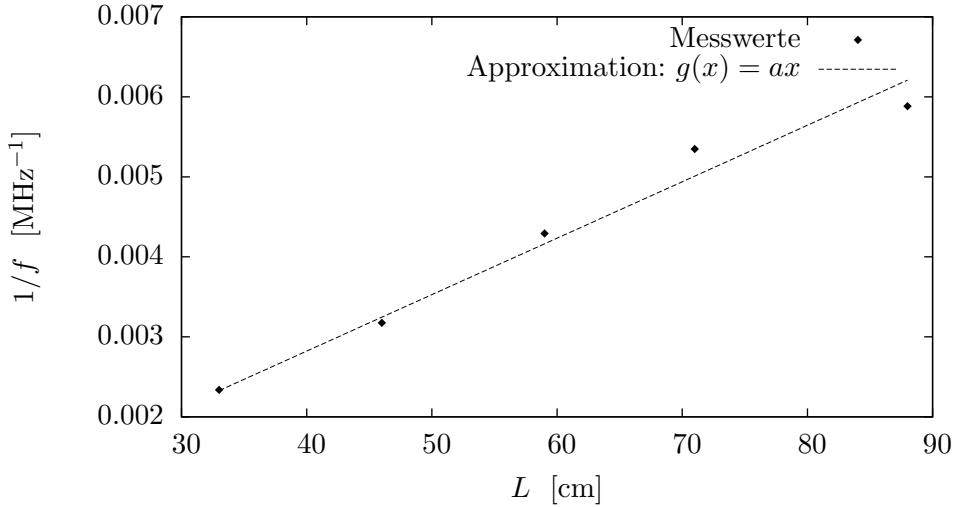


Abbildung 37: gemessene angepasste reziproke Frequenz  $1/f$  in Abhängigkeit der Gesamtlänge  $L$  einer  $\lambda/2$ -Antenne unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 19

Der erwartete reziproke Zusammenhang zwischen der Länge der Antenne und der Frequenz wird anhand der Abbildung 37 deutlich. Hier wurde versucht eine lineare Approximation durchzuführen. Gewisse Abweichungen für größere Längen ergeben sich durch leichte geometrische Veränderungen der Antenne.

#### 4.3.2 Empfang und Senden von Signalen

Nach der vorangegangenen Messung war es nun möglich ein angepasstes Signal über zwei Antennen zu schicken. Im Folgenden betrug die Länge der zwei Antennen 88cm. Sie standen in etwa 5m auseinander und die Sendefrequenz betrug  $f^{(1)} = 164\text{MHz}$ . Sie wurde so gewählt, um maximale Sendeleistung des Signals zu erreichen. Die Peak-to-Peak-Spannung wurde auf einen maximalen Wert von  $U_{pp}^{(1)} = 2.28\text{V}$  gesetzt. Mithilfe des Oszilloskops konnte dann auf der Empfängerseite eine Signal mit einer Frequenz von  $f^{(2)} = 163.4\text{MHz}$  und einer Peak-to-Peak-Spannung von  $U_{pp}^{(2)} = 131\text{mV}$  gemessen werden. Für das Sendeleistungsverhältnis folgt damit:

$$p = \frac{\left(U_{pp}^{(2)}\right)^2}{\left(U_{pp}^{(1)}\right)^2} = \frac{131^2\text{mV}^2}{2.28^2\text{V}^2} = 3.3 \cdot 10^{-3}$$

Dieses Verhältnis hing im Versuchsbereich nicht vom Abstand ab. Wände und andere Geräte emittierten oder reflektierten so viele Wellen, dass keine Unterschiede festgestellt werden konnten. Für die Winkelabhängigkeit konnten folgende qualitative Messwerte aus Abbildung 38 gefunden werden.

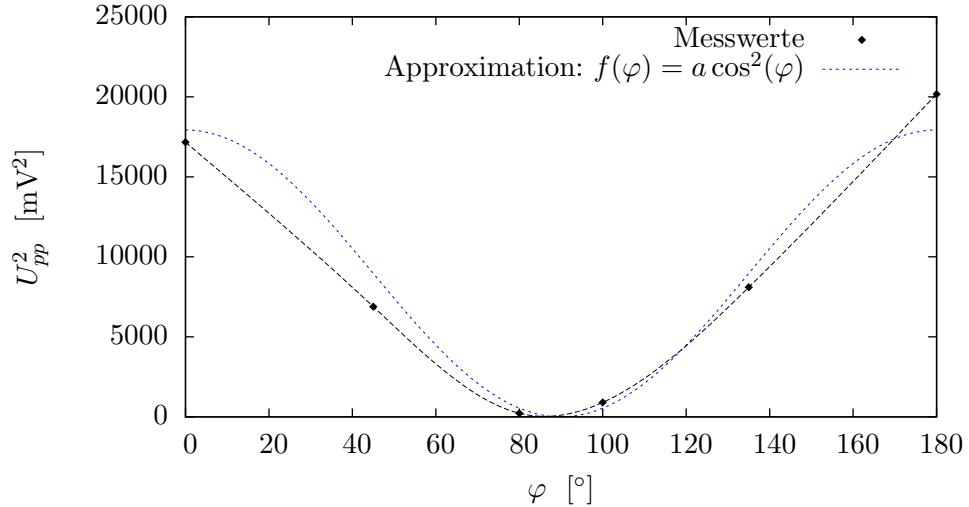


Abbildung 38: qualitative Abhängigkeit des Quadrates der Empfangsspannung  $U_{pp}^2$  von dem eingestrahlten Winkel  $\varphi$  unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 19

Wie bereits erwähnt waren nur diverse qualitative Messungen möglich, da viele Wellen im Raum durch Wände und Ähnliches die Winkelabhängigkeit stark verfälschten. Die eingezeichnete Approximation beschreibt gerade eine typische Intensitätsverteilung im Bezug auf den Winkel.

#### 4.3.3 Signalübertragung von Musik

Durch Zusammennahme aller bisherigen Erkenntnisse über Modulation, Signalübertragung mittels angepasster Koaxialkabel, Möglichkeiten der additiven Amplitudenmodulation und Demodulation und optimales Abstrahlen und Empfangen von elektromagnetischen Wellen über Halbwellendipolantennen ist es nun möglich ein beliebiges niederfrequentes Signal wie beispielsweise Musik zu übertragen. Das Signal entstammte den analogen Klinkenanschluss eines Handys, wurde mit der unter 3.2 erklärten Schaltung und einer optimalen Trägerfrequenz von 164 MHz additiv moduliert und anschließend über die  $\lambda/2$ -Antenne abgestrahlt. Musiksignal und moduliertes Ausgangssignal wurden währenddessen über verschiedene Oszilloskope dargestellt und konnten über den gesamten Versuch beobachtet werden. Anschließend strahlte die unter 4.3.1 untersuchte Halbwellendipolantenne das Signal aus und eine baugleiche Antenne nahm es 5m entfernt auf. Die bekannte Demodulatorschaltung gab nun wieder das niederfrequente Musiksignal aus, das ein Lautsprecher abspielte. Auch hier wurden empfangene und demodulierte Spannung an Oszilloskopen zeitgleich während der Übertragung untersucht. Das empfangene Signal wurde auch noch einmal mit Hilfe des Spektrumanalysators im Frequenzraum dargestellt. Zu sehen war hier natürlich der stark ausgeprägte Peak der Trägerfrequenz von 164 MHz sowie die Seitenbänder der Musik, die sich jedoch so stark und schnell änderten, dass daraus keine Information gewonnen werden konnte. Als jedoch anstelle der Musik nur ein einziger hoher Pfeifton

abgespielt wurde, konnte man für den Moment eindeutig die beiden Seiten-peaks im Spektrum erkennen. Allgemein war das zu hörende Signal zwar immer wieder etwas durch Rauschen verzerrt und änderte Lautstärke und Qualität über die Zeit, wie auch wenn wir unsere Position im Raum veränderte, dennoch war die Musik meist klar zu erkennen und die Übertragung für den relativ einfachen Aufbau erstaunlich gut. Das Rauschen und die Veränderungen sind auf unregelmäßige Schwankungen der Intensität der Radiowellen in und um die Empfangsantenne zurückzuführen. Diese wiederum entstehen durch Beugung, Reflexion und Absorption der freien Radiowellen an Gegenständen (inklusive uns) im Raum. Interessanter Weise war auch von Zeit zu Zeit ein sehr regelmäßiges Schlagen, das nicht von der Musik stammte zu hören. Eine mögliche Quelle könnten die im Sekundentakt abgegebenen kurzen Impulse des Lasers eine Etage oberhalb sein. Diese sind im Spektrum so breit, dass sie auch Anteile in der von uns verwendeten Trägerfrequenz aufweisen.

Gespielt wurde unter anderem *Going to Hell* von *The Pretty Reckless*.

## **5 Zusammenfassung**

Im Versuch sollten die elektrischen Eigenschaften von Leitungen im Hochfrequenzbereich ermittelt werden. Desweiteren sollten typische Verfahren der analogen Signalverarbeitung und Übertragung wie Amplitudenmodulation und die Emission und Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im MHz-Bereich untersucht werden. Beim Ausmessen der Kabel zeigte sich die unbedingte Notwendigkeit der Anpassung in der Hochfrequenztechnik. Bereits kleine Abweichungen des Wellenwiderstandes vom Eingangswiderstand des jeweiligen Verbrauchers verursachten direkt die Ausbildung stehender Wellen, die, da die Wellenlänge im untersuchten Bereich von 0 bis ca. 300 MHz gut mit der Leiterlänge übereinkam, zu starken Verfälschungen der Übertragungsfunktion führten. So konnte ein einfaches Stichkabel ohne Abschluss mit Wellenwiderstand als Frequenzfilter wirken und bestimmte Frequenzen fast komplett auslöschen. Die Messungen der Lichtgeschwindigkeiten und Verkürzungsfaktoren im Kabelmedium bestätigten gut die theoretischen Annahmen zur Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Metall.

Die bei der additiven Amplitudenmodulation eingesetzten Schaltungen lieferten die erwarteten Signale, es konnten Träger und Seitenbänder im Spektrum ermittelt und quantitativ zugeordnet werden. Zusammen mit den experimentell ermittelten Kenntnissen über ideale Abstrahl frequenzen von  $\lambda/2$ -Antennen war es uns möglich, ein willkürliches niederfrequentes Signal wie z.B. Musik zu modulieren, abzustrahlen, zu empfangen, zu demodulieren und schließlich über Lautsprecher wiederzugeben. In Anbetracht der relativ einfachen Schaltungspläne und Geräte, war die empfangene Qualität des Signals erstaunlich gut. Dies zeigt die ungemeinen Vorteile und Möglichkeiten der Signalübertragung mittels hochfrequenter modulierter elektromagnetischer Wellen.

## Literatur

- [1] URL [http://webaudio prototyping.bbc.co.uk/img/circuit\diagram\\\_parker.png](http://webaudio prototyping.bbc.co.uk/img/circuit\diagram\_parker.png).
- [2] URL <http://www.itwissen.info/bilder/doppelgeschirmtes-rg-6-kabel-foto-computercablestore-dotcom.png>.
- [3] URL [https://de.wikipedia.org/wiki/Lecher-Leitung#/media/File:Early\\\_Lecher\\\_line.png](https://de.wikipedia.org/wiki/Lecher-Leitung#/media/File:Early\_Lecher\_line.png).
- [4] URL <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/net/fotos/06031914.jpg>.
- [5] URL <https://mhf-e-wiki.desy.de/images/2/29/Leitungsbel%C3%A4ge.bmp>.
- [6] URL [http://www.mikrocontroller.net/attachment/\\$129363/220\\$px-Lineare\\\_antennen\\\_svg.png](http://www.mikrocontroller.net/attachment/$129363/220$px-Lineare\_antennen\_svg.png).
- [7] Koaxialkabel. URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Koaxialkabel>.
- [8] F. Perner. *Radiowellen auf Leitungen und im freien Raum*. 2012.
- [9] Zinke/Brunswig. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*, volume 1. 1990.