

## 5.11. Hochfrequenzsignale

### Ziel

Ziel des Versuches ist es, ein besseres Verständnis für das Verhalten von elektromagnetischen Hochfrequenzsignalen auf Wellenleitern zu entwickeln. Dabei sollen insbesondere die Ausbreitung von kurzen Pulsen sowie der Begriff der Impedanz eines Koaxialkabels ausführlich untersucht werden.

### Hinweise zur Vorbereitung

Die Antworten auf diese Fragen sollten Sie vor der Versuchsdurchführung wissen. Sie sind die Grundlage für das Gespräch mit Ihrer Tutorin/Ihrem Tutor vor dem Versuch. Informationen zu diesen Themen erhalten Sie in der unten angegebenen Literatur.

- Wie verhalten sich elektromagnetische Wellen an Grenzflächen?
- Wie lauten die Stetigkeitsbedingungen?
- Wie können Wellenleiter aussehen?
- Erläutern Sie den Aufbau eines Koaxialkabels und eines Triaxialkabels.
- Wozu dient eine Lecherleitung?
- Wo wird eine Bandleitung verwendet?
- Wie lauten die kirchhoffschen Gesetze?
- Was ist ein komplexer Widerstand?
- Was ist der Leitungswellenwiderstand, bzw. die Impedanz?
- Wieso ist der Abschluss einer Leitung notwendig?
- Wie groß ist der Standardabschluss bei gängigen Kabeln?
- Was ist ein *(engl.) transmission line transformer*?

### Zubehör

- Pulsgenerator (Ausgangsimpedanz  $50 \Omega$ )
- Funktionsgenerator
- Digitaloszilloskop (4 Kanäle, Bandbreite 100 MHz, Abtastrate 1 GS/s, Eingangsimpedanz  $1 M\Omega$ )
- Gleichspannungsnetzgerät

- Koaxialkabel unterschiedlicher Länge und Impedanz (schwarze Kabel  $50\ \Omega$ , weiße Kabel  $75\ \Omega$ )
- Multimeter
- zwei (bedingt) hochfrequenztaugliche Widerstandsdekaden (schaltbare Widerstände  $1\ \Omega$  bis  $999\ \Omega$ )
- Schalter
- Koaxialkabeladapter, T-Stücke, Abschlusswiderstände
- Schieblehre

## Grundlagen

### Wozu braucht man Hochfrequenzmessungen?

Das Verständnis für Hochfrequenzphänomene ist im Labor von zunehmender Bedeutung, da sehr viele Messaufgaben in den verschiedensten Forschungsbereichen die Bearbeitung schneller Signale erfordern, so dass die Messleitungen nicht mehr „quasistationär“ über die Elektrostatik als Leiter zu behandeln sind, sondern die volle Elektrodynamik erforderlich ist.

### Wellenleiter

- parallele ideal leitende Metallplatten:  
Fällt eine elektromagnetische Welle zwischen zwei Metallplatten, so wird sie an den Vakuum/Metall-Grenzflächen reflektiert und interferiert mit sich selbst, womit sich eine elektromagnetische Welle zwischen den beiden Platten ausbreiten kann.
- Bandleitung:  
Bandleitungen werden oft auf Platinen verwendet, wenn sehr hochfrequente Signale verarbeitet werden sollen. Dazu bringt man zwei Kupferschichten getrennt durch ein Dielektrikum auf einer Platine auf.
- Lecherleitung:  
Eine Lecherleitung besteht aus zwei in gleichbleibendem Abstand nebeneinander verlaufenden runden Leitern. Die Abstrahlung ist relativ gering, da sich im Fernfeld die abgestrahlten Felder nahezu auslöschen. Die Lecherleitung wird häufig zum Anschluss von Dipolantennen verwendet. Aufgrund der offenen Bauweise ist sie aber empfindlich gegenüber eingestreuten Signalen.
- Koaxialkabel:  
Ein Koaxialkabel besteht aus einem geraden Leiter, welcher parallel zu seiner Achse – also koaxial – von einem Außenleiter umgeben ist. Da sich das elektromagnetische

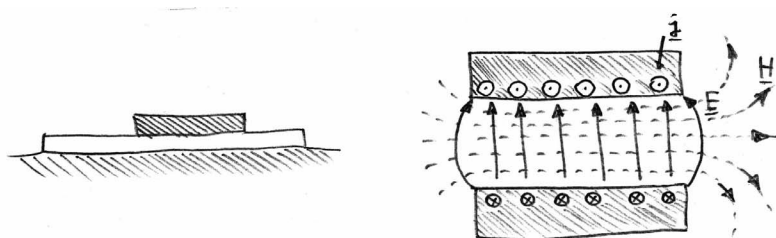


Abbildung 5.11.1.: Aufbau und Feldverteilung einer Band- oder Streifenleitung. Ein Metallstreifen ist durch ein Dielektrikum von einer zweiten leitfähigen Schicht getrennt.

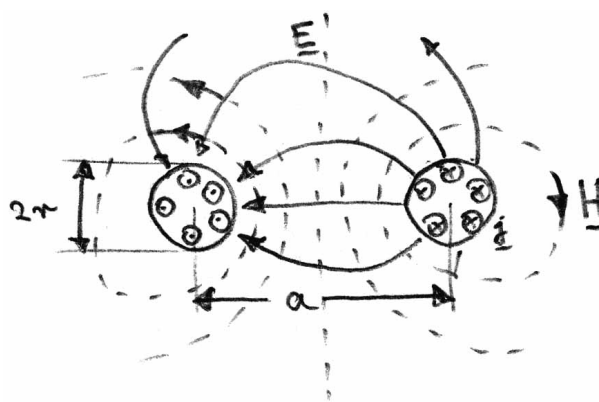


Abbildung 5.11.2.: Aufbau und Feldverteilung in einer Lecherleitung.

Feld ausschließlich zwischen dem Hohlraum der beiden Leiter befindet, hat diese Anordnung eine bessere Abschirmungswirkung als die Lecherleitung.

Für besonders hohe Ansprüche gibt es auch sog. Triaxialkabel, bei denen der Innenleiter von *zwei* konzentrischen ringförmigen Außenleitern umgeben ist. Dadurch werden sehr hohe Abschirmwerte erreicht.

### Leitungswellengleichung

Alle Arten von Wellenleitern lassen sich durch Ersatzschaltbilder beschreiben.

Mittels Knoten- und Maschenregel für komplexe Widerstände lässt sich aus dem Schaltbild in Abbildung 5.11.4 die Leitungswellengleichung herleiten. Diese Gleichung beschreibt die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auf Leitungen. Sie lautet für die Spannung  $U$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = \tilde{R}\tilde{G}U + (\tilde{R}\tilde{C} + \tilde{G}\tilde{L})\frac{\partial U}{\partial t} + \tilde{L}\tilde{C}\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (5.11.1)$$

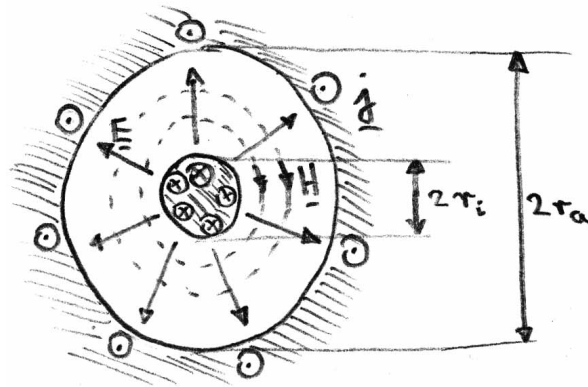


Abbildung 5.11.3.: Aufbau und Feldverteilung in einem Koaxialkabel.

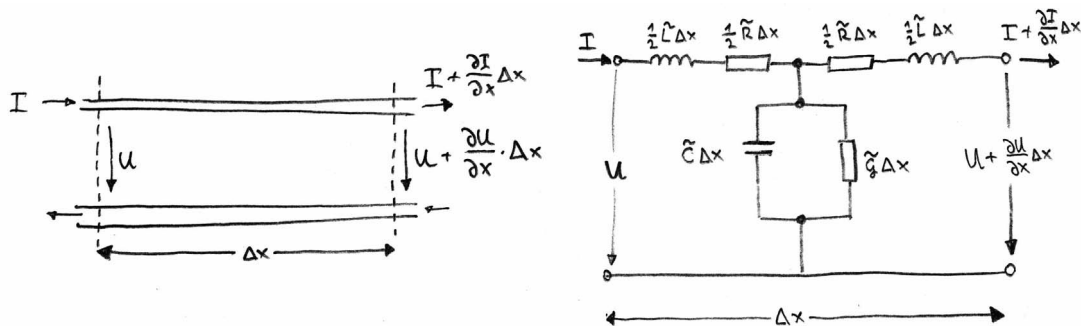


Abbildung 5.11.4.: Ersatzschaltbild für einen Wellenleiter.

mit

$$\begin{aligned}
 U &= \text{Spannung,} \\
 \tilde{R} &= \text{ohmscher (Längs-)Widerstand pro Länge,} \\
 \tilde{C} &= \text{(Quer-)Kapazität pro Länge,} \\
 \tilde{G} &= \text{ohmscher (Quer-)Leitwert pro Länge,} \\
 \tilde{L} &= \text{(Längs-)Induktivität pro Länge.}
 \end{aligned}$$

Für den Strom  $I$  kann eine entsprechende Gleichung formuliert werden. Vergleicht man die Leitungswellengleichung mit der aus der Elektrodynamik bekannten Telegraphengleichung [Gre86], so erkennt man eine ähnliche Struktur:

$$\left[ \left( \Delta - \frac{\varepsilon\mu}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) - \frac{4\pi\mu\sigma}{c^2} \frac{\partial}{\partial t} \right] \left\{ \begin{array}{l} \vec{E}(\vec{r}, t) \\ \vec{H}(\vec{r}, t) \end{array} \right\} = 0 \quad (5.11.2)$$

Die Telegraphengleichung und die Leitungswellengleichung sind lineare Differenzialgleichungen, welche den Ansatz

$$U = \hat{U} \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{\mp\gamma x} \quad (5.11.3)$$

$$I = \hat{I} \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{\mp\gamma x} \quad (5.11.4)$$

mit

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(\tilde{R} + i\omega\tilde{L}) \cdot (\tilde{G} + i\omega\tilde{C})} \quad (5.11.5)$$

erlauben. Aufgrund der Linearität lassen sich aus den so erhaltenen speziellen Lösungen alle komplizierteren Signalverläufe durch Fourierzerlegung berechnen.

Man definiert den sog. *Leitungswellenwiderstand*

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{\tilde{R} + i\omega\tilde{L}}{\tilde{G} + i\omega\tilde{C}}} \quad (5.11.6)$$

Dieser hat die Dimension eines Widerstandes und wird meist als *Impedanz* bezeichnet.

Für den Fall geringer Verluste ( $\tilde{R} \ll \omega\tilde{L}$  und  $\tilde{G} \ll \omega\tilde{C}$ ) kann man wie folgt nähern:

$$\alpha \approx \frac{\tilde{R}}{2} \sqrt{\frac{\tilde{C}}{\tilde{L}}} + \frac{\tilde{G}}{2} \sqrt{\frac{\tilde{L}}{\tilde{C}}}, \quad (5.11.7)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{\tilde{L}\tilde{C}}. \quad (5.11.8)$$

Vernachlässigt man die Verluste vollständig, so lassen sich einfache Ausdrücke für die Impedanz der homogenen Koaxialleitung und der Doppeldrahtleitung (Lecherleitung) angeben.

Koaxialleitung:

$$Z = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{2\pi} \ln \left( \frac{r_a}{r_i} \right) \quad (5.11.9)$$

mit

$$r_a = \text{innerer Radius des Außenleiters}, \quad (5.11.10)$$

$$r_i = \text{äußerer Radius des Innenleiters}. \quad (5.11.11)$$

Doppeldrahtleitung:

$$Z = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\pi} \ln \left( \frac{a}{r} \right) \quad (5.11.12)$$

mit

$$a = \text{Abstand der „Drahtmittelpunkte“}, \quad (5.11.13)$$

$$r = \text{Radius der Drähte}. \quad (5.11.14)$$

Dabei bezeichnet  $Z_0$  jeweils den Wellenwiderstand des Vakuums, welcher durch das Verhältnis von  $E$ - und  $H$ -Feld ebener Wellen im Vakuum definiert ist, wobei  $H$  aus

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\dot{\vec{B}} \quad (5.11.15)$$

folgt:

$$Z_0 = \frac{|E|}{|H|} = E \cdot \left( \frac{1}{\mu_0} \frac{k}{\omega} E \right) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377 \Omega \quad . \quad (5.11.16)$$

### Abschluss einer Leitung

Eine Wellenleitung muss abgeschlossen werden, da sonst aufgrund des Sprungs in der Impedanz Reflexionen auftreten können, welche das System stören. Der Anteil der reflektierten Energie hängt dabei vom Verhältnis der Impedanzen ab. Die gängigen  $50 \Omega$ -Kabel müssen daher auch mit einem  $50 \Omega$ -Widerstand abgeschlossen werden. Ein typischer Oszilloskop-Eingang hat hingegen einen Eingangswiderstand im Bereich von  $1 \text{ M}\Omega$ . Meist wird das Messsignal dann über eine  $50 \Omega$ -Durchführung mit dem Eingang verbunden (höherwertige Geräte bieten oft auch die Möglichkeit, den Eingangswiderstand intern umzuschalten).

Warum werden die Messgeräte oft so niederohmig betrieben? Das liegt daran, dass nur so hinreichend schnelle Spannungsänderungen übertragen werden können. Bei einem zu hohen Widerstand wäre die Umladezeit zu lang, so dass schnelle Signale sozusagen „ausgebügelt“ würden.

### „Power Splitter“

Eine typische Aufgabe ist die folgende: ein hochfrequentes Messsignal soll von einer  $50 \Omega$ -Koaxialleitung auf zwei  $50 \Omega$ -Koaxialleitungen verteilt werden, um beispielsweise zwei Messgeräte anzusteuern. Bei niedrigen Frequenzen bereitet das keine Schwierigkeiten: man verwendet einfach ein T-Stück und steckt alle drei Kabel zusammen. Bei Hochfrequenz sieht das anders aus, denn die Parallelschaltung von zwei  $50 \Omega$ -Koaxialleitungen erscheint der ankommenden Leitung eben nur als  $25 \Omega$ -Abschluss, so dass ein großer Teil der Leistung an der Verbindungsstelle reflektiert wird. Das nutzbare Messsignal wird dadurch viel kleiner. Die Lösung besteht in der Verwendung eines sog. „Power Splitters“. Das sind drei gleiche ohmsche Widerstände, die sternförmig zusammengeschaltet werden und an die jeweils eines der Koaxialkabel angeschlossen wird (siehe Abbildung 5.11.5).

Man kann sich nun ausrechnen, welchen Wert die ohmschen Widerstände jeweils haben müssen, damit jede Leitung an der Verbindungsstelle einen  $50 \Omega$ -Abschluss „sieht“. Durch einfaches Durchrechnen der Parallel- und Serienschaltung an der Verbindungsstelle erhält man die Dimensionierung der Bauteile für einen Power Splitter in Stern-Konfiguration mit beliebig vielen gleichwertigen Anschlüssen:

$$(5.11.17)$$

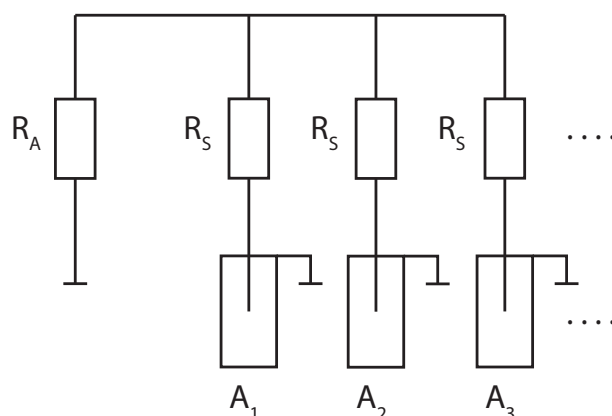


Abbildung 5.11.5.: Aufbau eines „Power Splitters“ zur gleichmäßigen Verteilung des auf einem Kabel ankommenden Signals auf mehrere Kabel. Dargestellt ist der Fall für drei Anschlüsse, also einen Eingang und zwei Ausgänge. Die Schaltung ist aber beliebig erweiterbar.

Mit

$R_L$  = Leitungsimpedanz,

$n$  = Gesamtzahl der Anschlüsse (einschließlich des Eingangsanschlusses),

$m$  = Zahl der offenen (d. h. nicht mit einem Kabel verbundenen) Anschlüsse

ergibt sich

$$R_S = R_L \cdot \frac{n-2}{n} \quad (5.11.18)$$

= Widerstand in Sternschaltung,

$$R_A = R_L \cdot \frac{2(n-1)}{m} \quad (5.11.19)$$

= Abschlusswiderstand vom Sternpunkt zu Masse,

$$\eta = \frac{n-1-m}{(n-1)^2} \quad (5.11.20)$$

= Wirkungsgrad.

Hinweis: Der Gesamtwirkungsgrad wird mit zunehmender Zahl der Anschlüsse immer kleiner, da ein immer größerer Anteil der elektrischen Leistung zur Heizung der Widerstände verwendet wird. Daher ist diese einfache Schaltung für Verteiler mit vielen Anschlüssen nur bedingt sinnvoll.

## Versuchsdurchführung

Hinweis: Koaxialkabel sehen zwar recht robust aus, sind aber empfindlicher als man vielleicht denken könnte. Achten Sie deshalb darauf, die Kabel nicht zu stark zu beanspruchen,

insbesondere durch Biegen. So beträgt z. B. der *minimale Biegeradius* für Kabel des Typs „Suhner RG 58 C/U“ immerhin 5 cm bei wiederkehrender Bewegung – Kreise mit einem Durchmesser von weniger als 10 cm sollten also vermieden werden! Auch Druck („auf das Kabel treten“) verursacht dauerhafte Schäden an Koaxialkabeln.

Dieser Hinweis gilt natürlich entsprechend auch für Ihr Antennenkabel zu Hause...

### 1. Versuchsaufbau nach Abbildung 5.11.6.

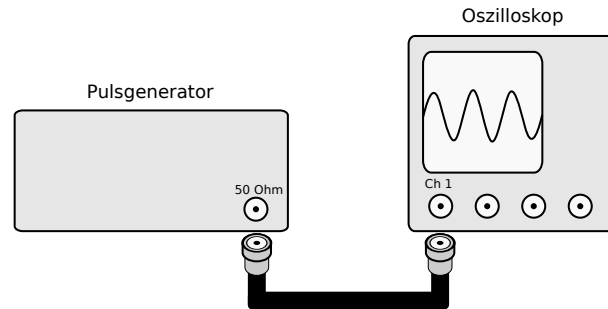


Abbildung 5.11.6.: Versuchsaufbau zu Versuchsteil 1.

- Verbinden Sie den Pulsgenerator über ein Koaxialkabel mit dem Oszilloskop und machen Sie sich mit den beiden Geräten vertraut (Pulslänge, Pulswiederholrate, Trigger, Spannungs- und Zeitskala des Oszilloskops).
- Stellen Sie am Impulsgenerator die kürzestmöglichen Pulse ein, welche noch eine wohldefinierte, rechteckige Pulsform haben.
- Untersuchen Sie, welchen Einfluss eine 50  $\Omega$ -Durchführung<sup>1</sup> an der Eingangsbuchse des Oszilloskops insbesondere bei hohen Amplituden und sehr kurzen Pulsen hat.

Belassen Sie die 50  $\Omega$ -Durchführung im weiteren Versuchsverlauf am Oszilloskopeingang. Entfernen Sie sie erst wieder beim Versuchsteil „Erzeugung kurzer Pulse“.

### 2. Impulslaufzeiten



Abbildung 5.11.7.: Versuchsaufbau zu Versuchsteil 2.

<sup>1</sup>Die 50  $\Omega$ -Durchführung ist eine spezielle Bauform eines 50  $\Omega$ -Abschlusswiderstandes, die auf der einen Seite eine BNC-Buchse, auf der anderen Seite ein BNC-Stecker aufweist. Innen- und Außenleiter sind wie beim 50  $\Omega$ -Abschluss durch einen ohmschen Widerstand von 50  $\Omega$  verbunden.



- Versuchsaufbau nach Abbildung 5.11.7.
- Verbinden Sie den Pulsgenerator über ein T-Stück mit dem Oszilloskop und schließen Sie am T-Stück eines der langen Koaxialkabel an (offenes Ende).
- Bestimmen Sie aus dem reflektierten Puls die Pulslaufzeit auf allen zur Verfügung stehenden Kabeln. Dabei bitte auch das weiße Kabel nicht vergessen!
- Notieren Sie sich die „Signalverzögerung“ aus dem Datenblatt der schwarzen Kabel.

Hinweis: Die „Signalverzögerung“ (*engl.* *signal delay*) ist der Kehrwert der Gruppengeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle auf dem Kabel.

### 3. Abhängigkeit der Reflexion vom Abschlusswiderstand

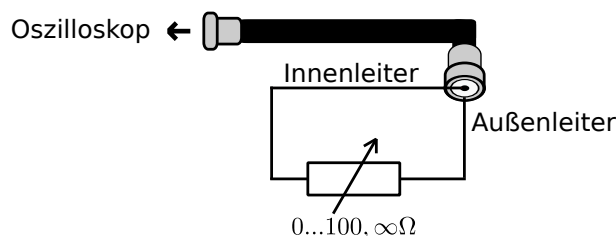


Abbildung 5.11.8.: Versuchsaufbau zu Versuchsteil 3.

- Versuchsaufbau nach Abbildung 5.11.8.
- Verwenden sie den vorherigen Aufbau, schließen sie jedoch am Ende des Koaxialkabels die Widerstandsdekaden an, und bestimmen Sie für die Widerstandswerte  $0 \Omega$ ,  $5 \Omega$ ,  $\dots$   $100 \Omega$ ,  $\infty \Omega$  (offenes Ende) für ein schwarzes und das weiße Kabel die Amplitude des einlaufenden und des reflektierten Impulses.
- Entfernen Sie nun die Widerstandsdekade und schließen Sie das nun offene Ende an Kanal zwei des Oszilloskopes an.

Skizzieren Sie das Oszilloskopbild.<sup>2</sup>

### 4. Verzweigung von Koaxialkabeln mittels Powersplitter

- Versuchsaufbau nach Abbildung 5.11.9.
- Schließen sie an die drei Anschlüsse eines T-Stücks jeweils ein langes  $50 \Omega$ -Koaxialkabel an.<sup>3</sup> Eines der Kabel wird über das Oszilloskop mit dem Pulsgenerator verbunden, die beiden anderen Kabelenden sind entweder

<sup>2</sup>Statt das Bild zu skizzieren können Sie es auch direkt auf einem USB-Stick speichern. Lassen Sie sich die entsprechende Funktion von Ihrer Tutorin/Ihrem Tutor erklären.

<sup>3</sup>Für diesen Aufbau nur die langen Kabel verwenden (also keine, die nur wenige Meter lang sind), weil sonst die Reflexionen zeitlich zu knapp hintereinander erfolgen.

Außerdem zunächst nur die schwarzen  $50 \Omega$ -Kabel verwenden, nicht das weiße Koaxialkabel.

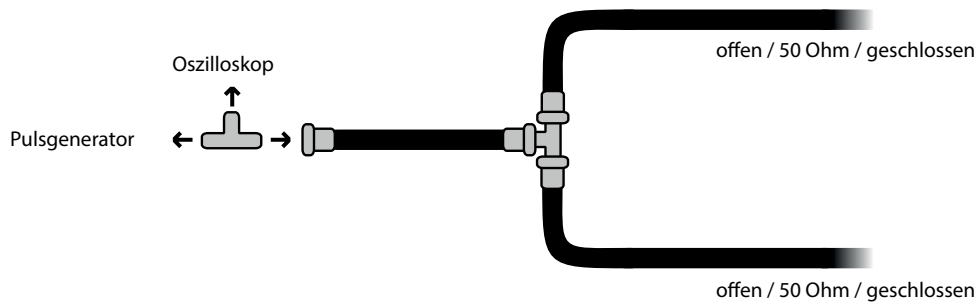


Abbildung 5.11.9.: Versuchsaufbau zu Versuchsteil 4.

- offen,
- mit  $50\ \Omega$  abgeschlossen oder
- kurzgeschlossen (d. h. am jeweiligen Ende sind der Innen- und Außenleiter über ein „Bananensteckerkabel“ direkt verbunden).

Skizzieren Sie jeweils das Oszilloskopbild.

Hinweis: Achten Sie darauf, dass sowohl das ursprüngliche Signal als auch die reflektierten Signale auf dem Bildschirm gut erkennbar und voneinander unterscheidbar sind.

- Ersetzen Sie das T-Stück durch den Powersplitter und skizzieren Sie wieder das Oszilloskopbild.
- Ersetzen Sie eines der  $50\ \Omega$ -Koaxialkabel durch das weiße Koaxialkabel mit anderer Impedanz und skizzieren Sie wieder das Oszilloskopbild.

#### 5. Erzeugung kurzer Pulse durch Entladung eines Koaxialkabels

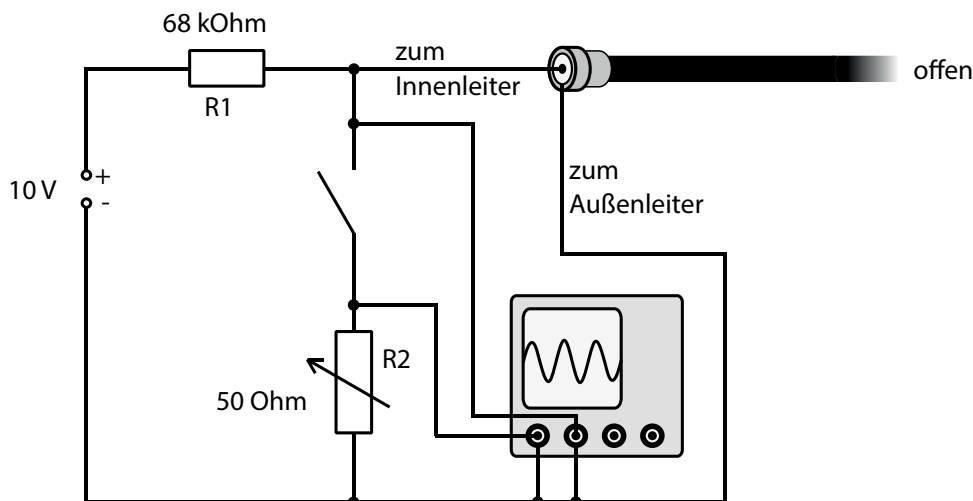


Abbildung 5.11.10.: Versuchsaufbau zu Versuchsteil 5.

- Versuchsaufbau nach Abbildung 5.11.10.  
Hinweis: Achten Sie darauf, dass die Oszilloskopeingänge in diesem Versuchsteil nicht mit dem  $50\ \Omega$ -Widerstand abgeschlossen sein darf, da dieser sonst parallel zum einstellbaren Widerstand liegt.<sup>4</sup>
- Bauen sie die Schaltung nach Abbildung 5.11.10 auf. Achten Sie dabei besonders auf korrekten Masse- bzw. Außenleiteranschluss! (Alle Außenleiter der BNC-Anschlüsse und der Minuspol des Netzgerätes müssen auf gleichem Potenzial liegen!)
- Schätzen sie die Länge und Höhe der Impulse ab und stellen sie das Oszilloskop entsprechend ein. Wenn Sie die Impulse auf dem Oszilloskop sichtbar gemacht haben, skizzieren Sie ihren Verlauf.
- Variieren Sie  $R_2$  ( $25\ \Omega$ ,  $50\ \Omega$ ,  $100\ \Omega$ ,  $200\ \Omega$ ,  $400\ \Omega$ ) und skizzieren Sie die entsprechenden Impulse.  
Was fällt auf?

## Auswertung

1. Berechnen Sie aus der Laufzeit der Pulse auf den „schwarzen“ Koaxialkabeln deren Länge. Gehen Sie dabei von der im Datenblatt angegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Signale auf dem Kabel aus.
2. Berechnen Sie aus der Laufzeit der Pulse auf dem „weißen“ Koaxialkabel dessen Signalausbreitungsgeschwindigkeit, wenn die Länge  $100\ \text{m}$  beträgt.
3. Berechnen Sie für die verschiedenen untersuchten Abschlusswiderstände jeweils die erwartete Amplitude der reflektierten Welle und vergleichen Sie diese mit Ihren Messwerten.  
Zeichnen Sie hierzu ein Diagramm.
4. Vergleichen Sie die skizzierten Pulsverläufe beim Experiment „Power-Splitter“ und erklären Sie die einzelnen Impulse, bzw. die beobachteten Unterschiede.
5. Erklären Sie die unterschiedlichen Impulsverläufe für die verschiedenen Entladewiderstände.

## Fragen und Aufgaben

1. Warum genügt in Aufbau 2 ein T-Stück anstatt eines Powersplitters?
2. Was bedeutet „ $50\ \Omega$ -Ausgang“ am Impulsgenerator, bzw. „ $1\ \text{M}\Omega$  Eingangsimpedanz“ am Oszilloskop?

---

<sup>4</sup>Den speziellen Wert  $50\ \Omega$  können Sie natürlich auch mit diesem Abschlusswiderstand realisieren. Auch  $25\ \Omega$  sind als Parallelschaltung zweier  $50\ \Omega$ -Abschlusswiderstände an einem T-Stück darstellbar.

3. Erklären Sie, warum jede Art von Wellenleiter durch das in Abbildung 5.11.4 gezeigte Ersatzschaltbild beschrieben werden kann.
4. Erklären Sie, warum bei der Impulserzeugung mittels eines Koaxialkabels keine Kondensatorentladekurve, sondern rechteckige Impulse zu sehen sind.  
Hinweis: Überlegen Sie, was für eine Rolle das Verhältnis aus Kondensator-Entladezeit des Koaxialkabels und Pulslaufzeit spielt?
5. Warum sind die Pulse nur *nahezu* rechteckig?  
Warum sind in allen Versuchsteilen die reflektierten Impulse „weniger rechteckig“ als die ursprünglichen Impulse?
6. Erklären Sie, ausgehend von Abbildung 5.11.1 für die Bandleitung, unter Zuhilfenahme der Maxwellgleichungen die Feld- und Stromverteilungen einer TEM-Welle im Koaxialkabel.

## Ergänzende Informationen

### Gebräuchliche Impedanzwerte

Die heute gebräuchlichen Impedanzwerte für Koaxialkabel (z. B.  $50\ \Omega$  für Messleitungen,  $75\ \Omega$  für Antennenkabel) erscheinen recht willkürlich. Dazu hier ein paar Bemerkungen [pel05]:

- „Es gibt ein paar Gründe, warum sich ein paar wenige Werte herauskristallisiert haben, die dann standardisiert wurden.

Ein Koaxialkabel mit Luft als Dielektrikum (das ist mehr oder weniger ein Rohr mit einem in der Mitte gespannten Draht) hat die geringsten Verluste durch den Skin-Effekt bei einem Wellenwiderstand von  $76.7\ \Omega$ . Das hat man auf  $75\ \Omega$  gerundet. Im Radiobereich ist  $75\ \Omega$  auch deswegen praktisch, weil man diesen Wert einfach an die gebräuchlichsten Antennenarten anpassen kann (Antennen haben auch einen Wellenwiderstand). Praktische Koaxkabel haben zwar Plastik oder geschäumtes Plastik als Dielektrikum, und nicht Luft. Man ist aber trotzdem bei  $75\ \Omega$  geblieben. Im Radio/TV/Video-Bereich ist das der gebräuchlichste Wellenwiderstand. Aus diesem Grund findet man es auch bei digitalen Audioverbindungen, einfach weil man dann die schon bekannten Kabel weiterverwenden kann.

Koaxkabel mit Polyethylen als Dielektrikum haben die geringsten Verluste bei  $51.1\ \Omega$  Wellenwiderstand. Das hat man auf  $50\ \Omega$  gerundet. Dieser Wellenwiderstand ist z. B. bei der Messtechnik üblich. Anpassung an Antennen hat hier keine Bedeutung.“

- Koaxial- und Triaxialkabel werden z. B. von der Firma Huber & Suhner (<http://www.hubersuhner.com>) standardmäßig mit folgenden Impedanzwerten geliefert: 35, 45, 50, 55, 60, 75, 95,  $100\ \Omega$ .

- Koaxialkabel mit CELLOFLON<sup>®</sup> (geschäumtes PTFE) statt normalem PTFE haben eine wesentlich niedrigere Dielektrizitätskonstante ( $\epsilon_r = 1.18$  statt 2.10), so dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Signale größer ist (siehe z. B. unter <http://www.telemeter.de/go/GHz-Kabel/cello.htm>).

Eine ausführliche Liste vieler Koaxialkabeltypen findet sich z. B. unter [http://montoya.sdsmt.edu/ee483/handouts/RG\\_coax\\_list.pdf](http://montoya.sdsmt.edu/ee483/handouts/RG_coax_list.pdf).

### Skin-Effekt

Die Abschirmwirkung eines Autos bei Blitzeinschlag ist *nicht* auf das Prinzip des faradayschen Käfigs zurückzuführen, sondern auf den sog. Skin-Effekt, der besonders bei hochfrequenten Wechselströmen von Bedeutung ist (siehe z. B. unter <http://www.mos.org/sln/toe/skineffect.html>).

Der gleiche Effekt führt dazu, dass die sog. Tesla-Ströme (sehr hochfrequente Wechselströme, die mit Hilfe eines Tesla-Transformators erzeugt und gerne bei „Physik-Shows“ eingesetzt werden) über eine dünne Schicht außen auf der Haut abfließen und nicht in den menschlichen Körper eindringen.

Achtung: Ungefährlich sind Tesla-Transformatoren trotzdem nicht. Insbesondere bei höheren Leistungen oder bei Betrieb der Anordnung am Wechselspannungsnetz können lebensgefährliche Situationen auftreten!

### Geometrie-Effekte bei Kabeln

Fernseh- und vor allem Satelliten-Antennenkabel (Koax) dürfen nicht in beliebig engen Kurven verlegt oder gar geknickt werden, da sich sonst die Übertragungseigenschaften drastisch verschlechtern. Aus demselben Grund sind normale Koaxialkabel auch nicht „trittfest“.

### Polarisation

Ein Koaxialkabel ermöglicht bauartbedingt keine polarisationserhaltende Übertragung. Dies hat Auswirkungen auf die Anwendung in der Satellitenkommunikation. Satelliten senden unterschiedliche Signale mit vertikaler und horizontaler Polarisation. Dadurch können insgesamt doppelt so viele Programme im gleichen Frequenzbereich übertragen werden und vom Satelliten bis zur Antenne (genau genommen bis zum LNB an der „Schlüssel“) ist das problemlos. Für den weiteren Signalweg werden allerdings Koaxialkabel eingesetzt, die eine Unterscheidung der verschiedenen Polarisationen nicht ermöglichen. Man bräuhete also zwei Kabel, was aber zumindest für Einzelanlagen aus Kostengründen vermieden wird. Stattdessen wird vom Receiver ein Signal an das LNB<sup>5</sup> geschickt, welche Polarisation gerade empfangen werden soll. Dies geschieht durch Umschaltung der Versorgungsspannung von 14 V (vertikale Polarisation) auf 18 V (horizontale Polarisation).

---

<sup>5</sup>

## Nah- und Fernfeld eines schwingenden elektrischen Dipols

Manchmal hört man die Formulierung, dass im Fernfeld eines schwingenden elektrischen Dipols elektrisches und magnetisches Feld in Phase seien, während im Nahfeld eine Phasenverschiebung von  $\pi/2$  bzw.  $90^\circ$  zwischen ihnen bestehen würde.

Während die erste Aussage zutrifft (der propagierende – also sich ausbreitende – Anteil der elektromagnetischen Welle hat zumindest im Vakuum tatsächlich diese Eigenschaft), ist dies bei der zweiten Aussage nur näherungsweise der Fall. Die ursprünglich schon von Heinrich Hertz durchgeführte Rechnung zeigt, dass die Phasenverschiebung nur *fast*  $90^\circ$  beträgt. Wäre sie tatsächlich genau so groß, so würde der Dipol überhaupt keine Leistung abstrahlen.

Das Nahfeld ist wesentlich komplizierter zu beschreiben als das Fernfeld. Es wird aus diesem Grund und auch weil es für die üblichen Anwendungen von untergeordneter Bedeutung ist<sup>6</sup> meist nicht genauer diskutiert.

Betrachtet man ein mit der Kreisfrequenz  $\omega$  oszillierendes elektrisches Dipolmoment

$$\vec{p} = \vec{p}_0 \cdot e^{i\omega t} \quad , \quad (5.11.21)$$

und beschreibt das elektromagnetische Feld zweckmäßigerweise in Kugelkoordinaten  $(r, \theta, \varphi)$ , so erhält man für die Amplituden der Radial- und Winkelanteile die folgenden Ausdrücke [Lac97]:

$$E_r = \frac{2}{4\pi\epsilon_0} \left( \frac{p}{r^3} + \frac{\dot{p}}{cr^2} \right) \cos\theta = \frac{2p}{4\pi\epsilon_0} \left( \frac{1}{r^3} + i\frac{\omega}{c} \frac{1}{r^2} \right) \cos\theta \quad , \quad (5.11.22)$$

$$E_\theta = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left( \frac{p}{r^3} + \frac{\dot{p}}{cr^2} + \frac{\ddot{p}}{c^2r} \right) \sin\theta = \frac{p}{4\pi\epsilon_0} \left( \frac{1}{r^3} + i\frac{\omega}{c} \frac{1}{r^2} - \frac{\omega^2}{c^2} \frac{1}{r} \right) \sin\theta \quad , \quad (5.11.23)$$

$$H_\varphi = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{\dot{p}}{r^2} + \frac{\ddot{p}}{cr} \right) \sin\theta = \frac{p}{4\pi} \left( i\omega \frac{1}{r^2} - \frac{\omega^2}{c} \frac{1}{r} \right) \sin\theta \quad . \quad (5.11.24)$$

Für das Fernfeld sind nur die beiden jeweils letzten Terme in den Gleichungen (5.11.23) und (5.11.24) relevant, die mit  $1/r$  abfallen. Die Terme mit  $1/r^2$  und  $1/r^3$  spielen hingegen im Nahfeld die entscheidende Rolle.

## Literaturhinweise

- Eine ausführliche Darstellung der Hochfrequenztechnik aus physikalischer Sicht bietet [MP69].  
Siehe außerdem: [LL92]
- Ein schönes animiertes Java-Applet zur Ausbreitung von Signalen auf Wellenleitern finden Sie auf der Homepage von Paul Falstad [Fal10] unter „Math and Physics Applets/Electrodynamics/Analog Circuit Simulator Applet“. Wählen Sie im Applet z. B. „Circuits/Transmission Lines/Termination“.

<sup>6</sup>Dies trifft allerdings nicht immer zu, so beruht z. B. die Funktion eines optischen Nahfeldmikroskops (SNOM = *Scanning Near field Optical Microscope*) gerade auf den Eigenschaften des Nahfeldes.

- Speziell zum Aufbau und den Anwendungsmöglichkeiten der sog. „*transmission line transformers*“ empfiehlt sich das Buch von Jerry Sevick [Sev01]. Einen vielleicht „leichter verdaulichen“ Einstieg ermöglicht ein Artikel des selben Autors aus dem Jahr 2004 [Sev04].
- Hersteller, die sich auf Bauelemente für die Hochfrequenztechnik spezialisiert haben sind z. B. die Firmen HUBER+SUHNER GmbH [hub] und Mini-Circuits® [min].

## Literaturverzeichnis

- [Fal10] FALSTAD, PAUL: <http://www.falstad.com/>, 2010.
- [Gre86] GREINER, WALTER: *Klassische Elektrodynamik*, Band 3 der Reihe *Theoretische Physik*. Verlag Harri Deutsch, Thun · Frankfurt am Main, 4. Auflage, 1986.
- [hub] <http://www.hubersuhner.de/>. Mehlbeerenstrasse 6 Postfach 1263 82019 Taufkirchen (Germany) Phone: +49 89 6 12 01-0 Fax: +49 89 6 12 01162 E-Mail: info.de@hubersuhner.com.
- [Lac97] LACOSTE, THILO: *Optische Rasternahfeld-Mikroskopie mit Polarisationskontrast*. Doktorarbeit, Universität Basel, 1997.
- [LL92] LANGE, K. und K.-H. LÖCHERER: *Meinke-Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik – Grundlagen, Komponenten, Systeme*. Springer-Verlag, Berlin, 5. Auflage, 1992.
- [min] <http://www.minicircuits.com/>. Mini-Circuits World Headquarters P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235 U.S.A. Phone: (718) 934-4500 Fax: (718) 332-4661.
- [MP69] MEYER, E. und R. POTTEL: *Physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. Friedrich Vieweg & Sohn GmbH, Braunschweig, 1969.
- [pel05] PELMAZO: <http://www.hifi-forum.de/viewthread-42-67.html>, 2005.
- [Sev01] SEVICK, JERRY: *Transmission Line Transformers*. Noble Publishing Corporation, 4. edition, 2001.
- [Sev04] SEVICK, JERRY: *A simplified analysis of the broadband transmission line transformer*. High Frequency Electronics, pages 48–53, February 2004.