

Reflexionen auf Kabeln (RFX)

Stichworte:

Digitaloszilloskop, Wellenleiter, Transmissions- bzw. Übertragungsleitung, Telegraphengleichungen, Reflexion, Wellenwiderstand, Impedanz, Korrelation.

Ziel des Versuchs:

Wellen werden an der Grenzfläche zweier verschiedener Ausbreitungsmedien teilweise reflektiert. Dies gilt prinzipiell auch für elektromagnetische Wellen auf Kabeln, wenn sich die Eigenschaften des Kabels ändern. Reflexionen sind besonders bei hohen Frequenzen bedeutsam, wenn die Wellenlänge vergleichbar mit der Kabellänge wird. Im Versuch sollen Reflexionen an Koaxialkabeln untersucht und deren Bedeutung für die Praxis erkannt werden.

- Messungen der Reflexionen mit Rechteckimpulsen (Laufzeitmessung)
- Messungen mit verschiedenen Abschlusswiderständen
- Reflexionsmessungen mit Sinussignalen (Phasenmessung)

Zur Vorbereitung auf den Versuch sollten Sie sich auch das folgende interaktive Java-Applet bzw. ein Tutorial anschauen (Internet Adressen - siehe Anhang).

- 1) Wave Propagation along a Transmission Line (Applet)
- 2) Transmission Line Fundamentals (Tutorial)

Die Bedienung des Digitaloszilloskops Tektronix TDS420A bzw. TDS340A ist bereits aus früheren Praktikumsversuchen bekannt. Ebenso wird die Funktionsweise von Analog- und Digitaloszilloskopen im Detail in der Messtechnikvorlesung behandelt.

Am Versuchsort liegt eine Kurzanleitung zur Bedienung des Oszilloskops auf. Bei Bedarf kann die darin enthaltene Übersicht zur Menüführung des Gerätes als Hilfe benutzt werden.

1 Grundlagen: Wellenausbreitung auf Wellenleitern

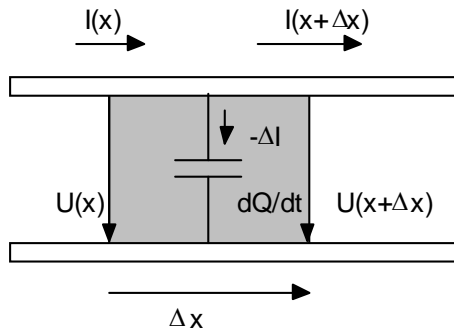
Wellen werden prinzipiell an der Grenzfläche zweier verschiedener Ausbreitungsmedien teilweise reflektiert. Das gilt auch für elektromagnetische Wellen auf Kabeln, wenn sich die Eigenschaften des Kabels an bestimmten Stellen ändern.

Ein elektrisches Signal breitet sich z.B. auf einer Paralleldrahtleitung mit einer endlichen Geschwindigkeit, der Phasengeschwindigkeit c aus. Es benötigt eine endliche Zeit, um von einem Ende zum anderen zu gelangen. Diese Laufzeit kann in der Praxis vernachlässigt werden, wenn die Leitungslänge kürzer als ca. $1/10$ der Wellenlänge des Signals ist. Ist die Leitungslänge größer, muss die Leitung als Wellenleiter betrachtet werden und es müssen Reflexionen berücksichtigt werden. Wellenleiter heißen in der Elektrotechnik Transmissionsleitung oder Übertragungsleitung (transmission line).

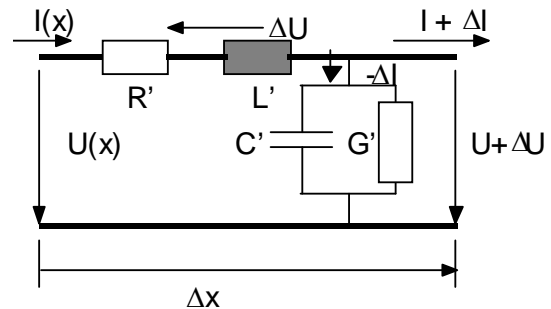
Die wichtigste Kenngröße eines Wellenleiters ist der Wellenwiderstand oder die charakteristische Impedanz Z_0 . Die Impedanz ist das Verhältnis von Spannung zu Strom *einer laufenden Welle* an irgendeiner Stelle des Wellenleiters $Z = U/I$.

Die Wellengleichung

Die Abbildung zeigt eine Paralleldrahtleitung als Wellenleiter. Ein Leitungselement der Länge Δx verhält sich wie eine Induktivität L' und wie eine Kapazität C' . Außerdem besitzt das Leitungselement einen Widerstand R' und bei Vorhandensein eines Dielektrikums einen Querleitwert G' .



Paralleldrahtleitung

Ersatzschaltbild des Leitungselements Δx

Das ortsabhängige Verhalten von Spannung und Strom auf dem homogenen Wellenleiter lässt sich mit Hilfe des Ersatzschaltbildes bestimmen.

Die Spannungsänderung ΔU entlang des Leitungselements Δx ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz und dem Induktionsgesetz zu:

$$\Delta U = U(x + \Delta x) - U(x) = \frac{\partial U}{\partial x} \Delta x = -R' \Delta x (I + \Delta I) - L' \Delta x \frac{\partial}{\partial t} (I + \Delta I) \quad (1)$$

Die Stromänderung ΔI auf dem Leitungselement Δx entspricht dem quer abgeflossenen Anteil über die Kapazität C' mit dem Leitwert G' .

$$\Delta I = I(x + \Delta x) - I(x) = \frac{\partial I}{\partial x} \Delta x = -G' \Delta x (U + \Delta U) - C' \Delta x \frac{\partial (U + \Delta U)}{\partial t} \quad (2)$$

dabei ist: R' = Widerstand der Leitung pro m
 L' = Induktivität der Leitung pro m
 G' = Querleitwert pro m
 C' = Querkapazität pro m

Die Anteile aufgrund von ΔI und von ΔU können vernachlässigt werden. Vernachlässigt man ferner den Widerstand R' und den Querleitwert G' , erhält man zunächst

$$\begin{aligned} \frac{\partial U}{\partial x} &= -L' \frac{\partial I}{\partial t} \\ \frac{\partial I}{\partial x} &= -C' \frac{\partial U}{\partial t} \end{aligned} \quad (3)$$

Die beiden gekoppelten Differentialgleichungen lassen sich durch nochmaliges Differenzieren nach x und nach t separieren.

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} - L' C' \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} - L' C' \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} = 0 \end{cases}$$

Telegraphengleichungen

(4)

Die Lösungen dieser sog. Telegraphengleichungen sind harmonische, ein- bzw. rücklaufende Wellen für Strom und Spannung

$$U(x, t) = U_0 \exp\{j(\omega t \pm kx)\}$$

$$I(x, t) = I_0 \exp\{j(\omega t \pm kx)\}$$

mit der Wellenzahl $k = \omega \sqrt{L' C'}$

Aufgabe: Zeigen Sie mit Hilfe von (3), dass Spannungs- und Stromwelle in Phase sind.

Wellenwiderstand

Das Verhältnis von (Wellen)sprung zu (Wellen)strom der ein- oder rücklaufenden Welle an einer beliebigen Stelle der Leitung nennt man **Wellenwiderstand Z_0** (characteristic impedance). Für die einlaufende Welle U_e ergibt sich z.B.:

$$Z_0 = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_e}{-C' \int \frac{\partial U_e}{\partial t} dx} = \frac{U_0 \exp\{j(\omega t - kx)\}}{-C' j \omega \frac{1}{-jk} U_0 \exp\{j(\omega t - kx)\}} = \frac{k}{\omega C'} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Wellenwiderstand der verlustlosen Leitung

Da Z_0 eine reelle Zahl ist, sind Spannung und Strom der laufenden Welle in Phase !

$$c = \frac{\omega}{k} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{L' C'}} = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} \quad \text{Phasengeschwindigkeit:}$$

Beispiel: Koaxialkabel RG58C/U

Durchmesser des Innenleiters: $2a = 0.9 \text{ mm}$

Durchmesser des Außenleiters: $2b = 2,95 \text{ mm}$

Kapazität $C' = 100 \text{ pF/m}$ ($C' = (\epsilon_0 \epsilon_r 2\pi) / \ln(b/a)$)

Induktivität $L' = 0,25 \text{ } \mu\text{H/m}$ ($L' = (\mu_0 \mu_r / 2\pi) \ln(b/a)$)

Wellenwiderstand

$$Z_{Koax} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{(\mu_0 \mu_r / 2\pi) \ln(b/a)}{(\epsilon_0 \epsilon_r 2\pi) / \ln(b/a)}} = \frac{1}{2\pi \epsilon_0 c} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \Omega$$

$$Z_{Koax} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{0,25 \text{ } \mu\text{H/m}}{100 \text{ pF/m}}} = 50 \Omega$$

Phasengeschwindigkeit

$$c_{Koax}^2 = \frac{1}{L' C'} = [(\mu_0 \mu_r / 2\pi) \ln(b/a)]^{-1} [(\epsilon_0 \epsilon_r 2\pi) / \ln(b/a)]^{-1} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{c_0^2}{\mu_r \epsilon_r}$$

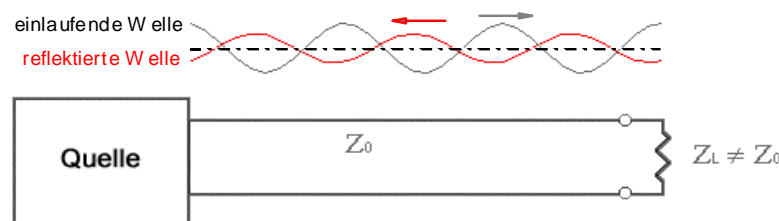
$$c_{Koax} = c_0 \quad \text{für ein Kabel ohne Dielektrikum}$$

Die Phasengeschwindigkeit ist unabhängig von der Frequenz. Die Fourierkomponenten eines beliebigen Signals bewahren ihre Phasenlage zueinander, so dass die Form eines beliebigen Signals erhalten bleibt (dispersionsfreie Ausbreitung). Befindet sich ein Dielektrikum mit frequenzabhängigem ε im Wellenleiter, erfolgt die Ausbreitung nicht mehr dispersionsfrei. Die Phasengeschwindigkeit hängt nicht von der Geometrie des Wellenleiters, sondern nur vom Dielektrikum ab.

Abschluss eines Wellenleiters

Frage: Was muss grundsätzlich mit einer einlaufenden Welle am kurzgeschlossenen Ende eines Wellenleiters geschehen? Überlegen Sie dazu erst, wie viel Leistung in einem Kurzschluss dissipiert werden kann.

Wir schließen nun das Ende des Wellenleiters mit einem beliebigen Lastwiderstand Z_{Last} ab und nehmen an, dass am Ende eine ein- und eine rücklaufende Welle vorhanden ist.



Die Gesamtspannung am Abschlusswiderstand Z_{last} ($x = 0$) ist die Vektorsumme der Spannungen einer nach rechts (einfallende) und einer nach links (reflektierte) laufenden Welle.

$$U_{\text{Last}} = U_e + U_r$$

Da die Ströme zu U_e und U_r in entgegengesetzter Richtung laufen, ist der Gesamtstrom die Differenz aus einlaufendem I_e und reflektiertem Strom I_r .

$$I_{\text{Last}} = I_e - I_r$$

Für die Lastimpedanz muss somit gelten:

$$Z_{\text{Last}} = \frac{U_{\text{Last}}}{I_{\text{Last}}} = \frac{U_e + U_r}{I_e - I_r}$$

Da für die einlaufende und rücklaufende Welle jeweils gilt $Z_0 = U_e/I_e = U_r/I_r$, erhält man:

$$Z_{\text{Last}} = \frac{U_e + U_r}{\frac{U_e}{Z_0} - \frac{U_r}{Z_0}} = Z_0 \frac{1 + \frac{U_r}{U_e}}{1 - \frac{U_r}{U_e}}$$

Mit der Definition des (Spannungs)Reflexionsfaktors $r = \frac{U_r}{U_e}$ ergibt sich:

$$Z_{\text{Last}} = Z_0 \frac{1+r}{1-r} \quad \text{oder} \quad r = \frac{Z_{\text{Last}} - Z_0}{Z_{\text{Last}} + Z_0}$$

Der Reflexionsfaktor r ist damit das Verhältnis der Spannungen von reflektierter und einlaufender Welle am Ende der Leitung.

Beispiel:

- a) $U_r = U_e \Rightarrow r = 1; Z_{\text{last}} = \infty$
(Leitung offen
→ stehende Welle)
- b) $U_r = -U_e \Rightarrow r = -1, Z_{\text{last}} = 0$
(Leitung kurzgeschlossen
→ stehende Welle)
- c) $U_r = 0 \Rightarrow r = 0, Z_{\text{last}} = Z_0$
(Leitung mit Wellenwiderstand
abgeschlossen
→ keine reflektierte Welle, nur
einlaufende Welle)

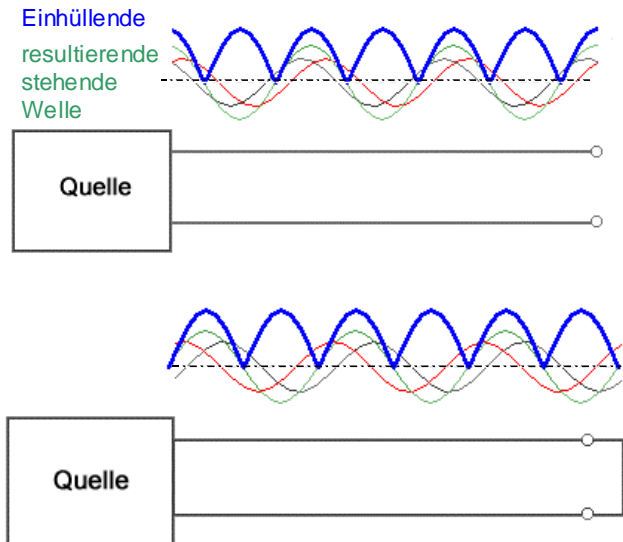


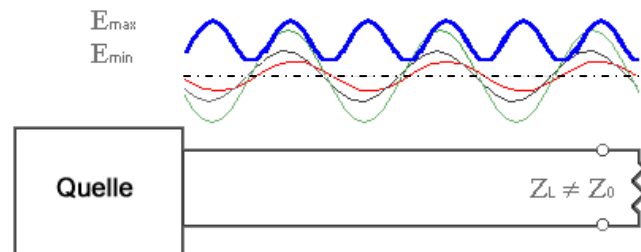
Abb.: offene und kurzgeschlossene Leitung

Für die Praxis ist besonders die Tatsache wichtig, dass bei einem Leitungsabschluss mit dem Wellenwiderstand Z_0 keine zurückreflektierte Welle auftritt. Eine nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung bezeichnet man als fehlangepasst.

Stehwellenverhältnis SWR

Für $Z_{\text{last}} = 0$ und $Z_{\text{last}} = \infty$ überlagern sich die einlaufende und reflektierte Welle zu einer stehenden Welle mit Orten maximaler Spannung (U_e und U_r gleichphasig) und Orten mit Feldstärke Null (U_e und U_r 180° phasenverschoben).

Für beliebige Werte von Z_{last} sind die Amplituden der Wellen U_e und U_r nicht mehr gleich. Die Einhüllende der maximalen Summenspannung bildet aber immer noch eine stationäre stehende Welle, sie geht nur nicht auf Null.



Das Stehwellenverhältnis SWR ist das Verhältnis der maximalen Spannung der Einhüllenden E_{max} zur minimalen Spannung der Einhüllenden E_{min} .

$$SWR = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{|U_e| + |U_r|}{|U_e| - |U_r|} \quad \text{oder:}$$

$$SWR = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

Der Bereich von SWR erstreckt sich von 1 bis unendlich.

- Beispiel: $SWR_{\text{min}} = 1$ für $Z_{\text{last}} = Z_0; r = 0$ (Leitung angepasst)
 $SWR_{\text{max}} = \infty$ für $Z_{\text{last}} = \infty/0; r = \pm 1$ (offene oder kurzgeschlossene Leitung)

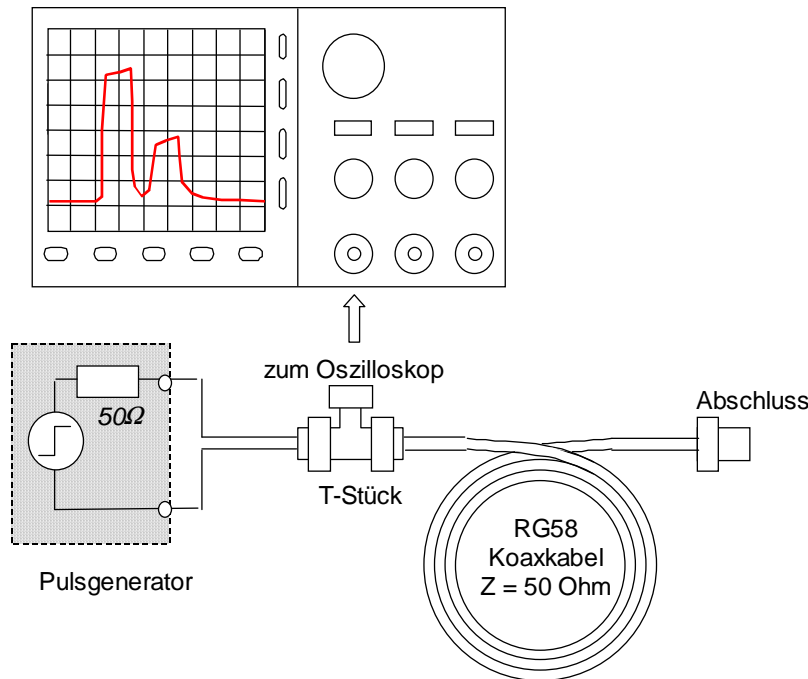
Je näher der SWR-Wert bei 1 liegt, um so idealer ist die Leitungsanpassung. Bei Hochfrequenzbauteilen wird daher der SWR-Wert immer spezifiziert - z.B. Koaxialstecker: $Z_L = 50 \text{ Ohm}$; $SWR = 1,5$ von DC bis 1 GHz.

2 Versuchsdurchführung und Auswertung

2.1 Laufzeitmessungen von Impulsen

Der Funktionsgenerator wird vom Betreuer mit Hilfe des Rechners so eingestellt, dass er eine Folge von 250 ns Impulsen im Abstand von 10 μ s aussendet.¹

Der Impulsgenerator wird mit einem kurzen Koaxialkabel mit dem Oszilloskop verbunden. Das Oszilloskop wird so eingestellt, dass nur ein Impuls dargestellt wird.



- Fügen Sie nun mit Hilfe eines T-Steckers ein Koaxialkabel von 40 m (± 0.5 m) Länge und offenem Ende ein (siehe Abb.).
Erklären Sie das Oszillographenbild ! Warum nimmt insbesondere die Amplitude des vor dem Einfügen sichtbarem Impulses um die Hälfte ab ?
- Messen Sie die Laufzeit² der Impulse und bestimmen Sie daraus die Phasengeschwindigkeit c_{Ph} des Kabels (RG58C/U, $Z_0 = 50$ Ohm).
Bestimmen Sie die Messunsicherheit von c_{Ph} .
- Bestimmen Sie die Dämpfung D des Kabels in dB/100 m

$$(D = \frac{100 \text{ m}}{l} 20 \log \frac{U(l)}{U(0)} \frac{\text{dB}}{100 \text{ m}})$$
- Vergrößern Sie die Impulsdauer auf 500 ns, indem Sie die Frequenz am Funktionsgenerator in Schritten von 10 kHz auf 50 kHz erniedrigen.
Erklären Sie ihre Beobachtungen.

¹ HP Benchlink ARB Einstellung:
File: singlepulse400pt.arb ; Send Waveform 100 kHz ; Amplitude 1V_{pp} ; .

² Eine modernere Methode der Laufzeitmessung ist die Korrelationsmethode.
Ihr Betreuer kann Ihnen mit Hilfe von AgilentVEE diese Methode erläutern und vorführen.

2.2 Reflexion bei verschiedenen Abschlusswiderständen

Schließen Sie die Leitung der Reihe nach mit verschiedenen Widerständen ab ($R = 0$; $R < 50\Omega$; $R = 50\Omega$; $R > 50\Omega$; $R = \infty$). Erklären Sie die auftretenden Reflexionen.

2.3 Messung der Kabellänge (Phasenmethode)

Der Funktionsgenerator wird jetzt wieder auf Sinusbetrieb umgeschaltet und das 40 m Kabel gegen das kürzere Kabel 2 ausgetauscht.

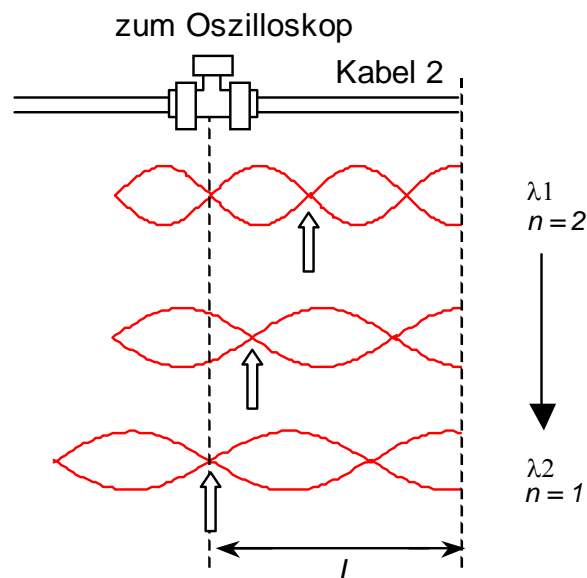
Bei einem offenen Ende überlagern sich die einlaufende und reflektierte Welle zu einer stehenden Welle mit einem Spannungsbauch am Ende. Für den Abstand l eines beliebigen Spannungsknotens vom Ende gilt bei einer bestimmten Wellenlänge λ_1 :

$$l = \frac{\lambda_1}{4} + n \frac{\lambda_1}{2}$$

Nun vergrößert man die Wellenlänge auf λ_2 (indem man die Frequenz erniedrigt), bis sich wieder ein Spannungsknoten ergibt.

$$l = \frac{\lambda_2}{4} + (n-1) \frac{\lambda_2}{2}$$

Durch Elimination von n läßt sich dann die Länge l bestimmen.



- Finden Sie zunächst eine Formel für die Länge l , indem Sie das obige Gleichungssystem lösen.
- Bestimmen Sie die beiden Wellenlängen λ_1 und λ_2 , indem Sie die entsprechenden Spannungsknoten suchen.
Hinweis: Stellen Sie zunächst die höchstmögliche Frequenz (15 MHz) am Signalgenerator ein. Verringern Sie dann die Frequenz langsam, bis sich am Oszillo ein Spannungsminimum ergibt.
Für diesen Fall liegt ein Knoten der stehenden Welle am T-Stück des Oszillos an.
Verringern Sie nun die Frequenz weiter, bis sich der nächste Knoten zeigt.
Berechnen Sie die Länge von Kabel 2 und bestimmen Sie die Messungenauigkeit nach Gauß.

ANHANG 1

Telegraphengleichungen

Der Widerstand R' und der Querleitwert G' der Leitung sollen nun nicht mehr vernachlässigt werden. Die Spannungsänderung ΔU entlang des Leitungselements Δx und die Stromänderung ΔI schreiben wir gleich in komplexer Form. Damit erhalten wir das ortsabhängige Verhalten der Wechselspannung $U = U(x)\exp\{j\omega t\}$ bzw. des Wechselstroms $I = I(x)\exp\{j\omega t\}$ auf dem homogenen Wellenleiter.

$$\Delta U = \frac{\partial U}{\partial x} \Delta x = -(R' \Delta x + j\omega L' \Delta x)(I + \Delta I)$$

$$\Delta I = \frac{\partial I}{\partial x} \Delta x = -(G' \Delta x + j\omega C' \Delta x)(U + \Delta U)$$

Vernachlässigt man wieder die Anteile aufgrund von ΔI und von ΔU erhält man durch Differenzieren und Einsetzen die allgemeinen Telegraphengleichungen.

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -(R' + j\omega L')I$$

$$\frac{\partial I}{\partial x} = -(G' + j\omega C')U$$

Differenzieren nach x liefert

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = -(R' + j\omega L') \frac{\partial I}{\partial x}$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = -(G' + j\omega C') \frac{\partial U}{\partial x}$$

Einsetzen liefert die

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} &= (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')U \\ \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} &= (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')I \end{aligned}}$$

Telegraphengleichungen

Die Lösungen dieser Differential-Gleichungen sind gedämpfte ein- bzw. rücklaufende Wellen für Strom und Spannung

$$U(x, t) = U_0 \exp\{j\omega t \pm \gamma' x + \varphi_U\}$$

$$I(x, t) = I_0 \exp\{j\omega t \pm \gamma' x + \varphi_I\}$$

mit der Ausbreitungskonstante $\gamma' = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + jk$

Der Realteil von γ' ergibt die Dämpfungskonstante α , der Imaginärteil die Wellenzahl k .

Wellenwiderstand

Der **Wellenwiderstand Z_0** (characteristic impedance) errechnet sich zu:

$$Z_0 = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_e}{-(G' + j\omega C') \int U_e dx} = \frac{U_0 \exp\{j\omega t - \gamma' x + \varphi_U\}}{(G' + j\omega C') \frac{U_0}{\gamma'} \exp\{j\omega t - \gamma' x + \varphi_U\}} = \frac{\gamma'}{(G' + j\omega C')}$$

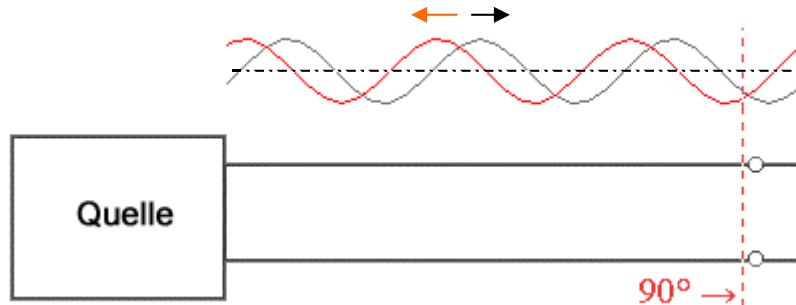
$$\boxed{Z_0 = \sqrt{\frac{(R' + j\omega L')}{(G' + j\omega C')}}}$$

$\Rightarrow Z_0$ komplex \Rightarrow Spannung und Strom nicht mehr in Phase!

ANHANG 2

Der komplexe Reflexionskoeffizient

Der weiter oben definierte Reflexionsfaktor $r = U_r/U_e$ gilt am Abschluss des Wellenleiters. An einer anderen Stelle auf der Leitung sind nur die Amplituden oder Beträge von einlaufender und reflektierter Welle konstant, so dass hier gilt: $|r| = |U_r|/|U_e|$



Wenn wir den Beobachtungspunkt vom Abschluss ($x = 0$) verschieben, ändert sich die Phasenlage von U_r und U_e . Eine Verschiebung $x = \lambda/4$ (90°) bedeutet eine Phasendifferenz von 180° .

Allgemein schreibt man deshalb den Reflexionsfaktor an einer Stelle x , gemessen vom Ende der Leitung:

$$r = \frac{U_r e^{j\varphi_r(x)}}{U_e e^{j\varphi_e(x)}} = \frac{|U_r|}{|U_e|} e^{j\Delta\varphi(x)} = |r| e^{j\Delta\varphi(x)} \quad \Delta\varphi(x) = 2kx(\pm\pi) \quad (\pm\pi \text{ bei Phasensprung})$$

Damit wird die Impedanz an diesem Punkt:

$$Z = Z_0 \frac{1 + |r| e^{j\Delta\varphi}}{1 - |r| e^{j\Delta\varphi}}$$

Z gibt nun speziell an, wie sich die Leitung an der Stelle x verhält. Man nennt Z auch Eingangswiderstand Z_E .

Der **Eingangswiderstand Z_E** ist das Verhältnis von (Gesamt)Strom und (Gesamt)Spannung an dieser Stelle.

Z ist im allgemeinen komplex.

Die Eingangsimpedanz Z eines Wellenleiters hängt nicht nur vom Wellenwiderstand Z_0 und vom Lastwiderstand Z_{Last} am Ende der Leitung ab, sondern auch von der Entfernung zum Leitungsende.

Beispiel:

Eingangsimpedanz einer kurzgeschlossenen Leitung an der Stelle $x = \lambda/4$ vor dem Abschluss (U_r und U_e am Ende der Leitung gegenphasig, $\Delta\varphi = \pi$)

$$r = |r| e^{j\Delta\varphi(x)} = 1 e^{j(k\Delta x + \pi)} = 1 e^{j(k2x + \pi)} = 1 e^{j(\pi + \pi)} = 1$$

$$Z_E = \infty$$

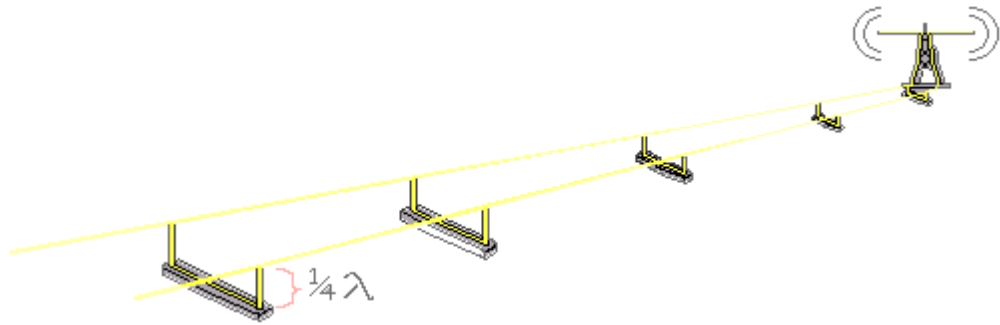
An der Stelle $x = \lambda/4$ "sieht" die Leitung wie an einem offenen Ende aus. U_r und U_e sind in Phase und es ergibt sich ein Wellenbauch.

Anwendung:

$\lambda/4$ - Stützen von Wellenleitern.

Die Stütze mit kurzgeschlossenem Bügel sieht am Auflagepunkt des Hauptleiters wie eine offene Leitung mit Eingangswiderstand $Z_E = \infty$ aus.

Es wird keine Energie in die $\lambda/4$ - Stützen eingekoppelt, die Welle wird nicht beeinflusst.



Der Eingangswiderstand ergibt sich zu:

$$Z = Z_0 \frac{1 + |r| e^{j\Delta\varphi}}{1 - |r| e^{j\Delta\varphi}} = Z_0 \frac{1 + |r|}{1 - |r|} = Z_0 \frac{1 + 1}{1 - 1} = \infty$$

Die Stütze hat damit keinen Einfluss auf den Energietransport auf der Hauptleitung.

ANHANG 3



Educators's Corner: Interactive Experiments **Wave Propagation along a Transmission Line**

General Instructions

This spectral simulation is an interactive Java applet. You can change parameters by clicking on the vertical arrow keys. The five control buttons at the lower right are used to start (triangle) and pause (square) the simulation, to skip forward or back one section at a time (double triangles), and to change speed (+ and -).

After the simulation is complete, the start button takes you back to the beginning of the simulation. You may experience delay at this point.

Wave Propagation along a Transmission Line

When a sine wave from an RF signal generator is placed on a transmission line, the signal propagates toward the load. This signal, shown here in yellow, appears as a set of rotating vectors, one at each point on the transmission line.

In our example, the transmission line has a characteristic impedance of 50 ohms. If we choose a load of 50 ohms, then amplitude of the signal will not vary with position along the line. Only the phase will vary along the line, as shown by the rotating vectors in yellow.

If the load impedance does not perfectly match the characteristic impedance of the line, there will be a reflected signal that propagates toward the source. At any point along the transmission line, that signal also appears to be a constant voltage whose phase is dependent upon physical position along the line.

The voltage seen at one particular point on the line will be the vector sum of the transmitted and reflected sinusoids. We can demonstrate this by looking at two examples.

Example 1: Perfect Match: 50 Ohms

Set the terminating resistor to 50 ohms by using the "down arrow" dialog box. Notice there is no reflection. We have a perfect match. Each rotating vector has a normalized amplitude of 1. If we were to observe the waveform at any point with a perfect measuring instrument, we would see equal sine wave amplitudes anywhere along the transmission line. The signal amplitudes are indicated by the green line.

Example 2: Mismatched Load: 200 Ohms

Now let's intentionally create a mismatched load. Set the terminating resistor to 200 ohms by using the down arrow. Hit PLAY button and notice the change in the reflected waveform. If it were possible to measure just the reflected wave, we would see that its amplitude does not vary with position along the line. The only difference between the reflected (blue) signal, say at point "z6" and point "z4", is the phase.

But the amplitude of the resultant waveform, indicated by the standing wave (green), is not constant along the entire line because the transmitted and reflected signals (yellow and blue) combine. Since the phase between the transmitted and reflected signals varies with position along the line, the vector sums will be different, creating what's called a "standing wave".

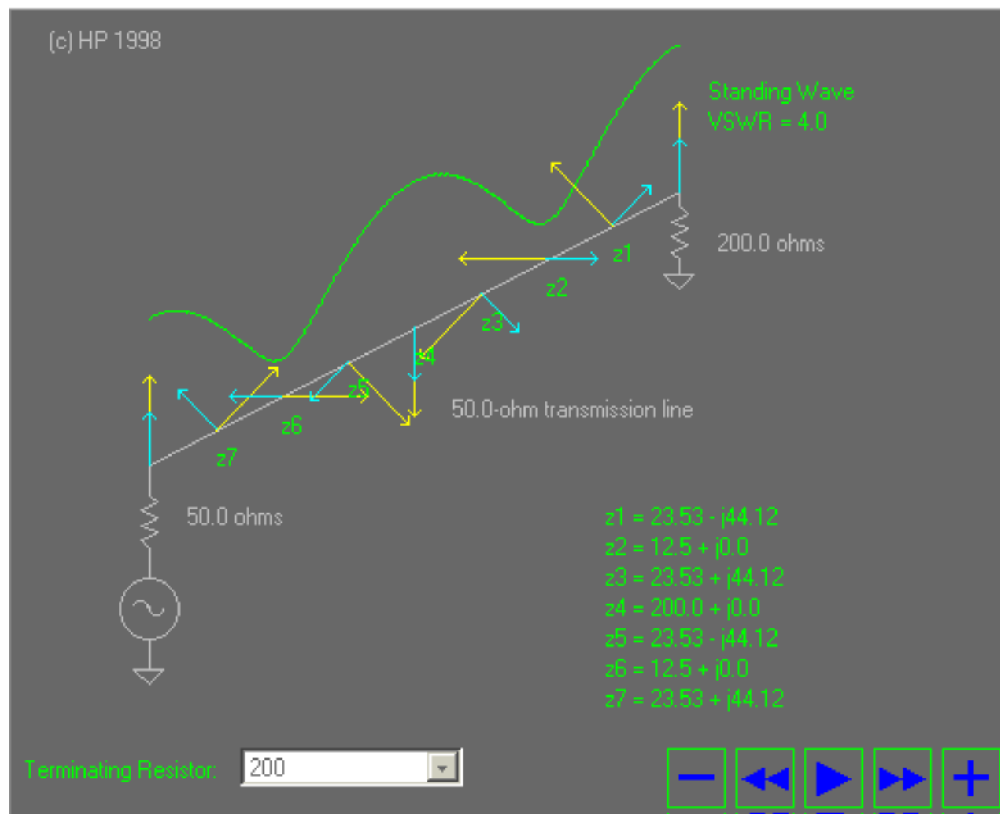
With the load impedance at 200 ohms, a measuring device placed at point z6 would show a sine wave of constant amplitude. The sine wave at point z4 would also be of constant amplitude, but its amplitude would differ from that of the signal at point z6. And the two would be out of phase with each other. Again, the difference is shown by the green line, which indicates the amplitude at that point on the transmission line.

The impedance along the line also changes, as shown by the points labeled z1 through z7.

VSWR

The VSWR, or Voltage Standing Wave Ratio, is the ratio of the highest amplitude signal to the lowest amplitude signal, measured along the transmission line. A "perfect" VSWR is 1.

Reflected signal propagating back (cyan) and standing wave formed by transmitted and reflected signal (green).
Press the play button to run the simulation again



If an Agilent 33120A is not available, an alternate is to use a second function generator to sweep the driving frequency of a function generator that has an external sweep input. Set the second function generator for a triangle-wave output a 10 Hz and connect it to the VCF (voltage controlled frequency) input of the driving generator. Set the scope for X-Y operation, with the sweep voltage as X input and the capacitor voltage as Y input. If the driving generator is set near the resonance frequency you should see two peaks on the display. Adjust the amplitude and offset of the sweep generator and the scope scales to get a nice display.

Quelle: http://education.tm.agilent.com/index.cgi?CONTENT_ID=22 (Adresse kann sich ändern!)

ANHANG 4

**Agilent Technologies**

Innovating the HP Way

Transmission-Line Fundamentals

Copyright © Hewlett-Packard Co. 1996. All Rights Reserved
Version 2.0 HP Product Number H5266A

Restricted Rights Legend

Use Duplication or disclosure is subject to restrictions as set forth in subdivision (b)(3)(ii) of Rights of Technical Data and Computer Software clause at 52.227-7013

Hewlett-Packard Company
3000 Hanover Street
Palo Alto, CA 94303

HP is a registered trademark of Hewlett-Packard Company.

Continue

Transmission-Line Fundamentals Menu

- | | | | |
|---|-----------------------------------|----|------------------------------------|
| 1 | Why Transmission Lines? | 7 | The Reflection Coefficient |
| 2 | Transmission-Line Impedance | 8 | The Complex Reflection Coefficient |
| 3 | Terminated Transmission Line | 9 | Measuring Impedance |
| 4 | Effect of Open and Short Circuits | 10 | Relating Terms |
| 5 | Generation of Standing Waves | 11 | Review Quiz |
| 6 | The Standing Wave Ratio | | |

Quelle: (Agilent-TLF.exe)

<http://www.home.agilent.com/agilent/editorial.jsp?ckey=876888&id=876888&nid=-34785.0.00&lc=eng&cc=GB> (Adresse kann sich ändern!)