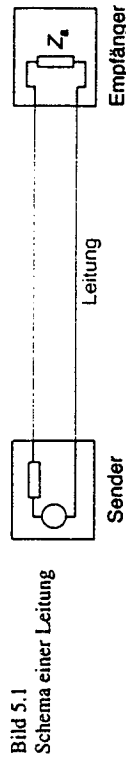


5 Leitungstheorie

Nachfolgend wird die Übertragung elektrischer Signale näher untersucht, ist sie doch Hauptanliegen der Nachrichtentechnik. Grundlage der Übertragung ist die Theorie der Ausbreitung elektrischer Schwingungen, wie sie von MAXWELL begründet wurde. Es ergeben sich aber je nach Übertragungsmedium Vereinfachungen bei den theoretischen Betrachtungen, die heute allgemein eingeführt sind. In diesem Kapitel werden die Ausbreitung auf Leitungen und daraus resultierende Konsequenzen dargestellt. Das nachfolgende Kapitel beschäftigt sich mit der drahtlosen Übertragung.

5.1 Definition einer Leitung

Im einfachsten Fall genügt eine Verbindung aus leitfähigem Material für die Kopplung von Sender und Empfänger (Bild 5.1).



Man bezeichnet eine solche aus elektrischen Leitern in gestreckter Form bestehende Verbindung als Leitung.

Es sind zwei Drähte (je einer zur Hin- und Rückleitung des Stromes) für eine einfache Verbindung notwendig. Die Leiter werden zweckmäßigerweise isoliert, um Fehlströme bei der Übertragung zu vermeiden. Isolierte flexible Leitungen nennt man auch *Kabel*. Der Stromfluß in den Leitern verursacht ein magnetisches Feld, das seinerseits mit einem elektrischen Feld verknüpft ist. Für die Ausbreitung der Felder ist die Frequenz der übertragenen Signale (besser deren Wellenlänge) bezogen auf die Leitungslänge wichtig. Solange die Wellenlänge λ der Signale wesentlich größer als die Leitungslänge l ist, wird die örtliche Verteilung von Strom und Spannung längs der Leitung etwa konstant sein. Man nennt eine solche Leitung eine kurze Leitung.

Beispiel

Es wird eine Nachricht im Sprachband von 300 bis 3400 Hz über eine Leitung von $l = 1$ km übertragen. Da nach Gl. 1.31

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

ist und für die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf der Leitung vorerst die Lichtgeschwindigkeit c angenommen wird, erhält man im ungünstigsten Fall ($f = 3400$ Hz) $\lambda = 88,2$ km. Die

Leitung ist als elektrisch kurz einzustufen. Wird die gleiche Leitung zur Übertragung einer modulierten Nachricht bei 100 MHz ($\lambda = 3 \text{ m}$) verwendet, gilt sie als lang. Die Unterscheidung in elektrisch kurze und lange Leitung ist für die mögliche Verteilung von Strom und Spannung längs der Leitung wichtig. Sie sagt nichts über die Eigenschaften aus. So wird natürlich der ohmsche Widerstand einer Leitung von deren Länge l und nicht vom Verhältnis l/λ bestimmt.

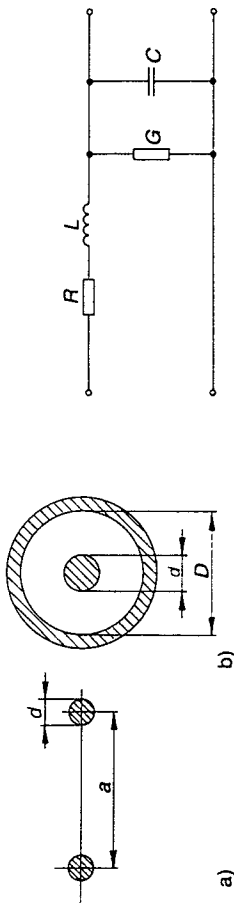


Bild 5.2 Querschnitt von Leitungen
a) Zweidrahtleitung b) Koaxialleitung

Nachfolgend soll von einer *homogenen* Leitung ausgegangen werden. Darunter versteht man eine Leitung, die auf ihrer gesamten Länge konstante Größen (Querschnitt, konstanter Abstand der Leiter, gleiches Leitermaterial und gleiche Isolation) besitzt. Ihr Aufbau, ob beispielsweise als Paralleldrahtleitung oder Koaxialkabel (Bild 5.2), ist ohne Bedeutung. Bei einer homogenen Leitung kann man annehmen, daß an jeder Stelle ein kurzes Leitungsstück der Länge x («differentielles Leitungsstück») die gleichen Eigenschaften besitzt. Neben ohmschem Widerstand R und Induktivität L der Leiter treten Ableitung durch mangeldige Isolation (als Leitwert G) und Kapazität C der beiden Leiter untereinander auf. Bild 5.3 zeigt die sich daraus ergebende Ersatzschaltung eines Leitungsstücks der Länge x , wobei unerheblich ist, daß die dort angegebenen Werte R , L , G und C eigentlich längs der Leitung verteilt auftreten. Die Größen in Bild 5.3 werden leicht durch Messung bestimmt. Um eine Leitung eindeutig beschreiben zu können, muß man die auftretenden Größen auf die gewählte Länge beziehen und erhält damit

$$\begin{aligned} R' &= R/x & \text{den Widerstandsbelag,} \\ L' &= L/x & \text{den Induktivitätsbelag,} \\ G' &= G/x & \text{den Leitwertbelag und} \\ C' &= C/x & \text{den Kapazitätsbelag} \end{aligned}$$

einer Leitung. Typische Werte für eine Zweidrahtleitung aus Kupferdrähten ($d = 3 \text{ mm}$) im Abstand $a = 25 \text{ cm}$ mit Luft als Dielektrikum (z. B. Freidrahtleitung auf Isolatoren) sind:

$$\begin{aligned} R' &= 5 \text{ } \Omega/\text{km} & L' &= 2 \text{ mH/km} \\ G' &= 1 \text{ } \mu\text{S/km} & C' &= 6 \text{ nF/km} \end{aligned}$$

Durch Multiplikation mit der Länge l der Leitung werden die Ersatzgrößen der Gesamtleitung bestimmt.

5.2 Leitungseigenschaften

Bei einer elektrisch kurzen Leitung spielt die örtliche Verteilung von Strom und Spannung noch keine Rolle, so daß auch die Gesamtleitung etwa durch Bild 5.3 ($x = l$) beschrieben wird. Das Verhalten einer kurzen Leitung kann also wie bei einem Vierpol durch seine Ersatzschaltung beschrieben werden. Aus dieser Ersatzschaltung folgt, daß eine Leitung immer ein Tiefpaß ist. Das muß bei der Anwendung beachtet werden.

Berücksichtigt man aber die örtliche Verteilung von Strom und Spannung (wie das bei einer langen Leitung geschehen muß), so ergeben sich Differentialgleichungen zur Beschreibung des örtlichen und zeitlichen Verlaufes. Sie werden als *Leitungsgleichungen* bezeichnet und sollen nur interpretiert werden, weil eine unkomplizierte Beziehung für das Übertragungsverhalten nicht existiert. Nachfolgend wird von einer sinusförmigen Erregung ausgegangen, weil dafür einfachere Betrachtungen möglich sind.

Eine erste wichtige Leitungsgröße ist der *Wellenwiderstand*. Darunter versteht man die Quotienten von Spannung und Strom. Er ist an jeder Stelle einer Leitung konstant und beträgt

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\text{Gl. 5.1})$$

In Gl. 5.1 angegebene Größe j benötigt man für eine besondere mathematische Rechenart, die komplexe Rechnung. Da Gl. 5.1 hier nicht weiter ausgewertet wird, soll auf nähere Erläuterungen verzichtet werden.

Der Widerstand Z_0 ist nur bei einer unendlich langen Leitung mit dem Eingangswiderstand identisch. Er ist nach Gl. 5.1 komplex und frequenzabhängig. In der Regel sind aber die Verluste einer Leitung klein (R' und $G' \ll j\omega L'$ und $j\omega C'$).

Der Wellenwiderstand der verlustlosen bzw. verlustarmen Leitung ist deshalb:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (\text{Gl. 5.2})$$

Er ist frequenzunabhängig und rein ohmsch (der komplexe Charakter geht mit dem Verschwinden von j verloren). Z_0 wird vom Aufbau der Leitung bestimmt. Für die oben angegebene Zweidrahtleitung ergibt sich ein Wellenwiderstand von $Z_0 = 577 \text{ } \Omega$. Bei einem Koaxialkabel ist neben der Geometrie der Anordnung (dem Durchmesser Verhältnis D/d nach Bild 5.2 b) auch die relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r des Isoliermaterials für den Wellenwiderstand wichtig. Es gilt:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \text{ } \Omega \quad (\text{Gl. 5.3})$$

Der Wellenwiderstand ist für das Verhalten einer Leitung bei Beschalten mit Quelle und Last von großer Bedeutung, wie noch gezeigt wird.

Das Übertragungsverhalten einer Leitung wird nun durch von Vierpolen her bekannte weitere Kenngrößen beschrieben. Die wichtigste ist die *Fortpflanzungskonstante* (nach DIN 1344 besser Ausbreitungskoeffizient). Bei sinusförmiger Erregung gilt:

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta \quad (\text{Gl. 5.4})$$

Die Fortpflanzungskonstante ist wie der Wellenwiderstand nach Gl. 5.1 eine komplexe Größe. Auch hier dient j nur der exakten Darstellung. Es werden nun die beiden Komponenten α (Dämpfungskonstante) und β (Phasenkonstante) separat betrachtet.

Die Dämpfungskonstante α ist die Dämpfung eines Signals pro Längeneinheit.

Durch Multiplikation mit der Leitungslänge ergibt sich das vom Vierpol her bekannte Dämpfungsmaß einer Leitung zu

$$\alpha = \alpha l \quad (\text{Gl. 5.5})$$

Bei einer verlustlosen Leitung ($R' = 0, G' = 0$) erhält man $\alpha = 0$. Für eine verlustarme Leitung (praktisch angestrebter Fall) gilt:

$$\alpha \approx \frac{R'}{2Z_0} \quad (\text{Gl. 5.6})$$

Im Beispiel Zweidrahtleitung wird $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ km}^{-1}$. Die Dämpfung wird auch bei Leitungen im logarithmischen Verhältnis angegeben (vgl. Abschnitt 1.3). Sie ist frequenzabhängig, obgleich das aus Gl. 5.6 nicht direkt hervorgeht. Ursache ist unter anderem der Skin-Effekt, der einen sich mit der Frequenz erhöhenden Widerstandsbelag R' verursacht.

Die Phasenkonstante β einer Leitung ist die Phasenverschiebung eines Signals pro Längeneinheit.

Das Phasenmaß ergibt sich ebenfalls durch Multiplikation mit der Leitungslänge zu

$$b = \beta l \quad (\text{Gl. 5.7})$$

Für eine verlustlose Leitung erhält man aus Gl. 5.3 die Phasenkonstante zu

$$\beta = \omega \sqrt{LC'} \quad (\text{Gl. 5.8})$$

Die Phasenverschiebung ist längs einer Leitung frequenzabhängig. Gl. 5.8 gilt auch näherungsweise für verlustarme Leitungen. Phasenlaufzeit und Gruppenlaufzeit können wie bei Vierpolen mit den Gleichungen 2.23 und 2.24 aus dem Phasenmaß berechnet werden.

5.3 Wellenausbreitung auf Leitungen

Schon die bisherigen Betrachtungen führen auf den Mechanismus der Ausbreitung des Signals längs einer Leitung. Bei sinusförmiger Eingangsspannung wird sich eine Welle längs der Leitung in Bild 5.4 a im allgemeinen wie in Bild 5.4 b ausbreiten. Die dort gezeigte örtliche Spannungsverteilung gilt zu einem bestimmten Zeitpunkt und verdeutlicht die Phasenverschiebung längs der Leitung nochmals. Zeitlich wird das Erreichen der gleichen Phasenverteilung längs einer Leitung durch die Phasenlaufzeit bestimmt, die sich nach Gl. 2.23 aus den Gleichungen 5.7 und 5.8 zu

$$t_p = \frac{b}{\omega} = \frac{l}{\sqrt{LC'}} \quad (\text{Gl. 5.9})$$

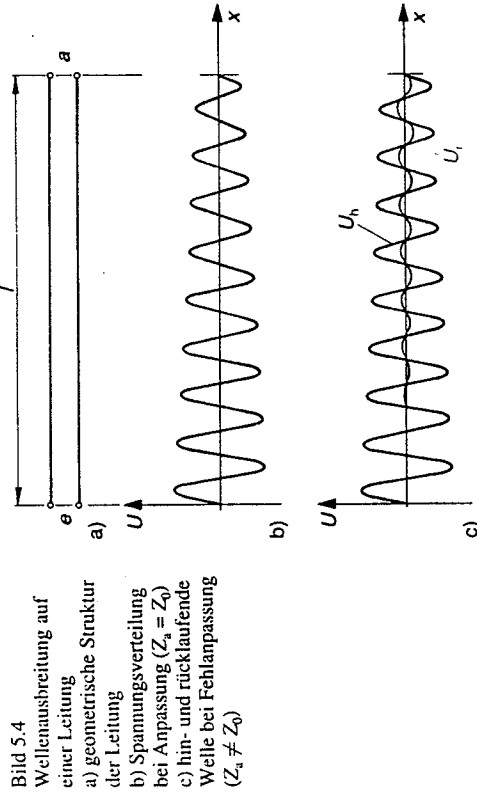
ergibt. Mit Hilfe der Phasenlaufzeit kann auch die Phasengeschwindigkeit (d. h. die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle auf der Leitung) berechnet werden. Mit

$$v_p = \frac{l}{t_p}$$

erhält man

$$v_p = \frac{l\omega}{b} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC'}} \quad (\text{Gl. 5.10})$$

Die Phasengeschwindigkeit wird also vom Aufbau der Leitung bestimmt.



In Bild 5.4 b ist auch gleichzeitig eine Dämpfung angenommen worden. Zeitlich kann man sich eine von links nach rechts mit der Geschwindigkeit v_p laufende Welle vorstellen, die vom Sender erzeugt wird und im Abschlusswiderstand Z_a verschwindet. Letzteres setzt voraus, daß der Abschlusswiderstand $Z_a = Z_0$ ist.

Wenn der Abschlusswiderstand nicht gleich dem Wellenwiderstand ist, wird der Übergang der Welle gestört. Ein Teil der einlaufenden Welle wird reflektiert und läuft zum Sender (nach links) zurück (Bild 5.4 c).

Ein Maß für den rücklaufenden Anteil stellt der Reflexionsfaktor dar, der das Verhältnis der Spannungen von rücklaufender (Index r) und hinlaufender (Index h) Welle ist:

$$r = \frac{U_r}{U_h} \quad (\text{Gl. 5.11})$$

Der Reflexionsfaktor läßt sich aus der Beschaltung zu

$$r = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (\text{Gl. 5.12})$$

berechnen. Da der Abschlußwiderstand Z_a komplex sein kann, ist auch der Reflexionsfaktor eine komplexe Größe. Das wird aber vorerst nicht weiter beachtet. Für $Z_a = Z_0$ wird $r = 0$, d.h., es findet keine Reflexion statt (Bild 5.4 b). Bei $Z_a \neq Z_0$ (man nennt diesen Fall Fehlanpassung) überlagern sich hin- und rücklaufende Welle nach Bild 5.4 c zu einer stehenden Welle, weil bei konstantem Reflexionsfaktor die reflektierte in einem festen Verhältnis zur hinlaufenden Welle steht und damit die Zeitabhängigkeit für beide Wellen gleich ist. Bild 5.5 zeigt einen Ausschnitt aus der stehenden Welle einer dämpfungs-freien Leitung mit dem Reflexionsfaktor $r = 0,5$. Maxima und Minima der stehenden Welle ergeben sich aus hin- und rücklaufender Welle zu

$$U_{\min} = \hat{U}_h - \hat{U}_r \quad \text{und} \quad U_{\max} = \hat{U}_h + \hat{U}_r$$

Das Verhältnis

$$m = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}$$

bezeichnet man als *Anpassungsfaktor*.

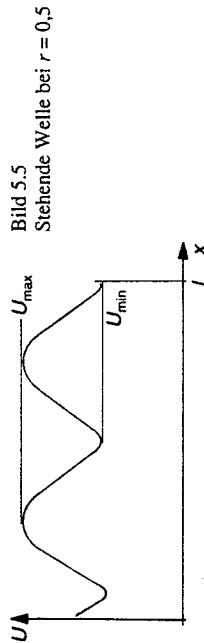
$$(\text{Gl. 5.13})$$

Für den Betrag des Reflexionsfaktors folgt aus den Gleichungen 5.11 und 5.12

$$r = \frac{1 - m}{1 + m} \quad (\text{Gl. 5.14})$$

und durch Vergleich mit Gl. 5.12 wird der Anpassungsfaktor

$$m = \frac{Z_0}{Z_a} \quad (\text{Gl. 5.15})$$



Aus der stehenden Welle kann also die Fehlanpassung am Leitungsende ermittelt werden. Das nutzt man bei der Meßleitung auch praktisch aus. Fehlanpassung und Reflexion sind unerwünscht. Die Fehlanpassung führt zu Verlusten bei der Übertragung zum Empfänger. Deshalb wird die Empfangseinrichtung (und ebenso die Quelle) an die Leitung angepaßt (Z_a gleich Z_0 gemacht). Reflexionen infolge von Fehlanpassung stören nur dann, wenn auch der Sender nicht an die Leitung angepaßt ist. In diesem Fall wird das vom Leitungsende reflektierte Signal am Leitungsanfang nochmals reflektiert und

gelangt verzögert um die doppelte Laufzeit der Leitung erneut zum Empfänger. Da ein Teil an den Empfänger abgegeben wird, entsteht eine unerwünschte Überlagerung mit dem ursprünglichen Signal.

Die stehende Welle bei Fehlanpassung erlaubt aber noch eine weitere Aussage: Die Lage der Maxima und Minima ist abhängig von der Wellenlänge des Signals. Die räumliche Länge einer Sinusschwingung in Bild 5.4 b ergibt sich aus der Frequenz zu

$$\lambda = \frac{v_p}{F} \quad (\text{Gl. 5.16})$$

wobei bisher die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p gleich c angenommen wurde. Das gilt aber nicht nur für die zeitlich fortschreitende Welle (Bild 5.4 b), sondern natürlich auch für die stehende Welle als der Überlagerung zweier Wellen. Der Abstand benachbarter Minima oder Maxima in Bild 5.5 beträgt deshalb $\lambda/2$. Man kann also mit Hilfe der Meßleitung auch die Wellenlänge bestimmen. Dabei zeigt sich, daß $\lambda < \lambda_{\text{Luft}}$ ist. Die Ursache ist die geringe Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p der Welle auf der Leitung, verursacht durch das Dielektrikum. Man nennt

$$k = \frac{\lambda}{\lambda_{\text{Luft}}} = \frac{v_p}{c} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Gl. 5.17})$$

den Verkürzungsfaktor der jeweiligen Leitung.

5.4 Leitung als Transformator und Resonator

Eine fehlangepaßte Leitung verursacht nicht nur eine stehende Welle der Spannungsbelastung, sondern auch des Stromes. Das ergibt je nach Fehlanpassung m und Länge l der Leitung an ihrem Eingang unterschiedliche Strom- und Spannungswerte, die einem entsprechenden Eingangswiderstand Z_e gleich sind. Dieser Eingangswiderstand ist natürlich auch vom Wellenwiderstand und der Wellenlänge (Frequenz) abhängig. Bei vorgegebenen λ und Z_0 läßt sich mit l und m jeder beliebige Eingangswiderstand einstellen. So gilt für eine $\lambda/4$ lange Leitung:

$$Z_e = \frac{Z_0^2}{Z_a} \quad (\text{Gl. 5.18})$$

Das nutzt man zur Transformation bei hohen Frequenzen aus. So kann eine Quelle mit dem Innenwiderstand Z_e an einen Verbraucher mit dem Widerstand Z_a mit Hilfe einer $\lambda/4$ -Leitung des Wellenwiderstandes

$$Z_0 = \sqrt{Z_e Z_a}$$

angepaßt werden. Nacheinander an einem solchen Leitungstransformator ist seine Frequenzabhängigkeit. So bewirkt eine $\lambda/2$ lange Leitung keine Transformation (vgl. auch die stehenden Wellen in Bild 5.5).

Spezialfälle der Belastung einer Leitung sind Kurzschluss ($Z_a = 0$) und Leerlauf ($Z_a = \infty$). Kurzschluss am Leitungsende bewirkt die in Bild 5.6 gezeigte Verteilung von Strom (Maximalwert) und Spannung ($= 0$). Theoretisch würde sich nach Gl. 5.18 in einer Entfernung $\lambda/4$

Bild 5.6
Strom- und Spannungsverteilung einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$ langen Leitung

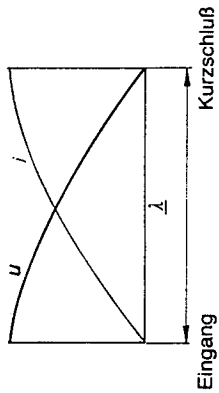
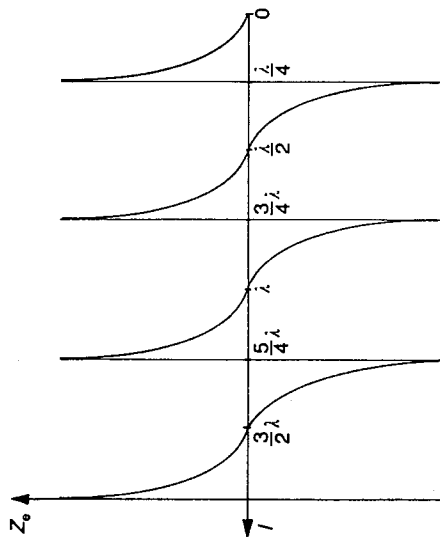


Bild 5.7
Blindwiderstand einer kurzgeschlossenen Leitung als Funktion ihrer Länge



vom Ende der Widerstand ∞ einstellen. Der Betrag des Eingangswiderstandes ergibt sich in Abhängigkeit von der Länge zu

$$Z_e = Z_0 \tan \left(2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \quad (\text{Gl. 5.19})$$

Es ist ein reiner Blindwiderstand (verlustlose Leitung vorausgesetzt), der je nach Leitungslänge induktiven oder kapazitiven Charakter annimmt (Bild 5.7). Bei $l = \lambda/4$ verhält sich die kurzgeschlossene Leitung wie ein Parallelresonanzkreis, bei $l = \lambda/2$ wie ein Reihenresonanzkreis. Die praktisch immer vorhandenen Verluste der Leitung verhindern, daß $Z_e = \infty$ oder 0 wird, d. h., diese Kreise haben wie traditionelle LC-Kreise eine endliche Güte. Bei einer leerlaufenden Leitung ergeben sich um $\lambda/4$ versetzte Verhältnisse (bezogen auf Bild 5.6 und Bild 5.7).

Praktisch nutzt man das Resonanzverhalten von kurzgeschlossenen Leitungen (Leerlauf ist schlechter zu verwirklichen) für Resonatoren bei hohen Frequenzen aus.

(Vgl. dazu das Leitungsfilter in Bild 2.30.) Damit die Verläufe von Strom und Spannung eines solchen Resonators möglichst wenig gestört werden, verwendet man Koaxialleitungen in der in Bild 5.8 dargestellten Form als Topfkreise. Die Energie wird über eine Koppelschleife K ein- und ausgekoppelt. Mit Hilfe der Kapazität C am Leitungsanfang kann der

Resonator noch abgestimmt werden. Mit Topfkreisen werden hohe Güten erreicht (vgl. Bild 2.30). Ihre Anwendung ist ähnlich wie beim Leistungstransformator wegen der Abmessungen auf hohe Frequenzen beschränkt.

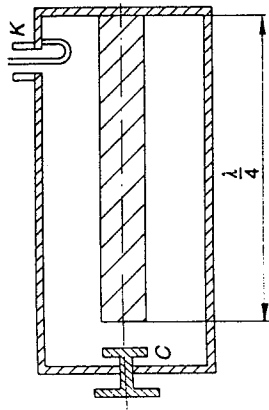


Bild 5.8 Aufbau eines Topfkreises

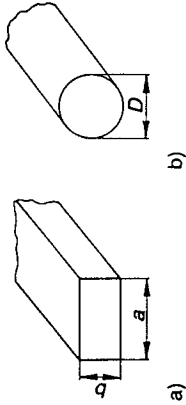


Bild 5.9 Schemata von Hohlleitern
a) Rechteckhohlleiter
b) Hohlleiter mit kreisförmigem Querschnitt

5.5 Wellenleiter

Die bisher betrachteten Leitungen bestehen aus Hin- und Rückleitung, egal ob in Form der Zweidrahtleitung oder des Koaxialkabels. Die Signalübertragung auf diesen Leitungen ist immer an den Strom in Hin- und Rückleiter gebunden. Da der Strom aber ein magnetisches Feld verursacht und dieses über die anliegende Spannung auch mit einem elektrischen Feld verknüpft ist, findet die Energieübertragung zwischen Sender und Empfänger eigentlich durch die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle zwischen den Leitern statt. Beim Koaxialkabel ist dieses Feld auf den Raum zwischen Innenseite des Außenleiters und Außenseite des Innenleiters beschränkt, so daß unerwünschte Kopplungen mit anderen Feldern vermieden werden.

Bei sehr hohen Frequenzen (GHz) sind die durch die Ströme auf den Leitern verursachten Verluste sehr groß. Außerdem kann der Abstand der Leiter nicht mehr wesentlich kleiner als $\lambda/4$ gemacht werden. Man verwendet deshalb Wellenleiter zur Signalübertragung.

Ein Wellenleiter ist eine Einrichtung, die geeignet ist, eine elektromagnetische Welle in axialer Richtung zu führen.

Meist werden Hohlleitungen als Wellenleiter verwendet. Eine Hohlleitung ist ein metallischer Hohlkörper (Bild 5.9), in dessen Innenraum sich eine elektromagnetische Welle ausbreiten kann. Dazu muß der Querschnitt des Hohlleiters Mindestabmessungen bezogen auf die zu übertragene Wellenlänge besitzen. Für den Rechteckhohlleiter in Bild 5.9 a mit Luft als Dielektrikum gilt für die Grenzwellenlänge:

$$\lambda_g < 2a \quad (\text{Gl. 5.19})$$

Beim Hohlleiter mit kreisförmigem Querschnitt in Bild 5.9 b wird

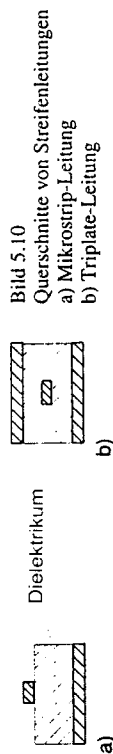
$$\lambda_g < 0,82D \quad (\text{Gl. 5.20})$$

Hohlleiter zeigen Hochpaßverhalten, d. h., oberhalb der Grenzwellenlänge nimmt die Dämpfung mit steigender Frequenz ab. Das setzt aber eine hohe Leitfähigkeit und Oberflächenhohogenität der Innenseite des Hohlleiters voraus. Mit steigender Frequenz können sich auch verschiedene Wellentypen im Hohlleiter anregen lassen, die natürlich auch unterschiedliches Übertragungsverhalten ergeben. Hohlleiter werden wegen des hohen Materialaufwandes nur auf kurzen Strecken (zwischen Sender bzw. Empfänger und Antenne) zur Nachrichtenübertragung eingesetzt.

Neben Hohlleitern sind auch offene Wellenleiter bekannt. So kann ein einzelner Leiter, der von einer Schicht Dielektrikum umgeben ist (*Goubou-Leitung*), ebenfalls zur Wellenleitung bei hohen Frequenzen benutzt werden. Allerdings ist diese Übertragung nicht mehr gegen äußere Störungen geschützt. Praktisch größere Bedeutung haben Streifenleiter.

Eine *Streifenleitung* ist eine Anordnung aus leitfähigen Schichten auf dielektrischem Trägermaterial.

Bild 5.10 zeigt den Querschnitt von offener (Mikrostrip-) und geschirmter (Triplate-)Streifenleitung. Obgleich der Mechanismus der Signalübertragung der einer Wellenleitung entspricht, kann das Verhalten von Streifenleitern nicht mit dem von Hohlleitern verglichen werden. Es ist ähnlich dem von Koaxialleitern, d. h., es gibt auch keine untere Grenzfrequenz der Übertragung. Streifenleitungen werden vor allem auf Leiterkarten in Geräten eingesetzt, wobei das Leiterkartenmaterial als Träger dient. Bei der Nachrichtenübertragung spielen sie keine Rolle.



5.6 Lichtwellenleiter

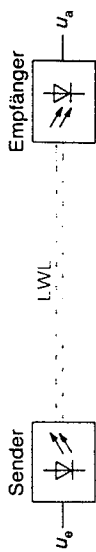
Der steigende Bedarf an Nachrichtenübertragungskanälen führte zur Verwendung von immer höheren Frequenzen. Vor allem die drahtlose Übertragung nutzt heute elektromagnetische Wellen bis zu einigen zehn GHz. Es liegt deshalb die Verwendung von Licht ($\lambda \approx 10^{-7}$ m) als Träger einer Nachricht nahe.

Im Unterschied zur drahtlosen elektromagnetischen Übertragung eignet sich Licht aber besser zur Wellenleiterübertragung.

Die Beeinflussung von außen entfällt, und Lichtwellenleiter für größere Entfernungen lassen sich wirtschaftlich herstellen. Bevor der Wellenleiter näher betrachtet wird, soll kurz auf das Lichtleiterübertragungssystem eingegangen werden.

Bild 5.11

Schema einer Lichtleiterübertragung



5.6.1 Übertragungskanal

Der Übertragungskanal auf der Basis eines Lichtwellenleiters (LWL) ist in Bild 5.11 dargestellt. Das Signal wird einer Lichtquelle (Lumineszenzdiode oder Laserdiode) aufmoduliert und über den Wellenleiter zum Empfänger geführt. Im Empfänger benutzt man zur Demodulation Fotoelemente, Fotiodioden oder Fototransistoren. Neben einer geringen Übertragungsdämpfung im LWL ist vor allem die mögliche Sendeleistung und der Modulationswirkungsgrad sowie die Empfindlichkeit des Empfängers für den Übertragungskanal wichtig.

Die Lumineszenzdiode erzeugt ein breites Spektrum im sichtbaren bzw. infraroten Bereich des Lichtes. Damit ist eine Modulation wie in Kapitel 4 beschrieben nicht mehr möglich. Das würde einen Träger mit einer Frequenz (monochromatisches Licht) voraussetzen. Lumineszenzdiioden werden deshalb in ihrer Intensität moduliert. Laserdiioden erzeugen eine oder mehrere Spektralfrequenzen und erlauben eine höhere Ausgangsleistung. Monochrome Modulation ist aber auch hier kaum üblich.

In der Regel werden PCM-Signale durch *Intensitätsmodulation* übertragen. Die dabei auftretenden breiten Frequenzbänder sind bei der sehr hohen Trägerfrequenz unbedeutend.

Fotiodioden für Licht-Demodulation sind vor allem durch einen hohen Wirkungsgrad der Lichtumwandlung in elektrische Leistung (Quantenwirkungsgrad) und ihre spektrale Empfindlichkeit gekennzeichnet. Es kommen PIN- und Avalanche-Dioden als optoelektronische Wandler zur Anwendung.

Neben direkten Punkt-zu-Punkt-Verbindungen nach Bild 5.11 ist man bestrebt, auch die Nachrichtenvermittlung optisch zu verwirklichen. Dazu erforderliche optische Bauelemente (z. B. Multiplexer und Demultiplexer) sind bereits verfügbar.

5.6.2 Aufbau

Nach dieser kurzen Einführung in die Lichtleiterübertragung wird nun der Lichtleiter selbst näher betrachtet.

Ein Lichtwellenleiter ist, wie der Name schon sagt, ein Wellenleiter für elektromagnetische Wellen im sichtbaren oder infraroten Bereich.

Die Abmessungen des LWL sind wesentlich größer als die Wellenlänge des zu übertragenden Lichtes. Die Ausbreitung des Lichtes im LWL kann deshalb mit den bekannten Gesetzen der Optik (Reflexionsgesetz, Brechungsgesetz) beschrieben werden. Maßgebend für die Ausbreitung des Lichtes ist der Aufbau des LWL, speziell der Verlauf der *Brechzahl n* quer zur Ausbreitungsrichtung zwischen Kern und Mantel. Lichtwellenleiter werden aus

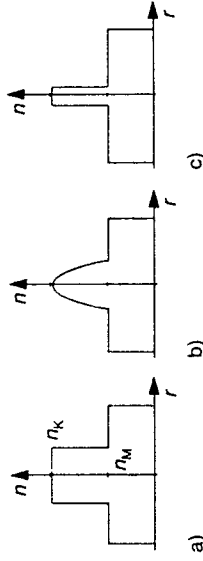


Bild 5.12 Brechzahlverlauf von LWL
 a) Stufenprofil-Multimodefaser
 b) Gradientenprofil-Multimodefaser
 c) Monomodefaser

Glasfasern (z. B. Quarzglas) hergestellt. Je nach Dotierung (Zusatz von Silikaten) werden unterschiedliche Brechzahlen erzielt. In Bild 5.12 sind Verläufe der Brechzahl wichtiger Lichtwellenleiter in Abhängigkeit vom Radius des rund angenommenen Querschnitts dargestellt.

Am Beispiel des LWL mit Stufenprofil (Bild 5.12 a) wird die Lichtwellenausbreitung näher betrachtet. Ein unter dem Winkel α_0 einfallender Lichtstrahl wird im Faserkern entsprechend der Brechzahl n_k gegenüber der Brechzahl in Luft $n_0 = 1$ in das optisch dichtere Medium gemäß

$$\frac{\sin \alpha_0}{\sin \alpha_k} = \frac{n_k}{n_0} = n_k \quad (\text{Gl. 5.21})$$

gebrochen. Das gleiche gilt sinngemäß zwischen Kern und Mantel:

$$\frac{\sin \alpha_k}{\sin \alpha_M} = \frac{n_M}{n_k} \quad (\text{Gl. 5.22})$$

Bild 5.13 zeigt eine mögliche Strahlenführung in einem Lichtleiter mit Stufenprofil, wobei die Brechzahlen sich wie folgt verhalten:

$$n_0 > n_k > n_M$$

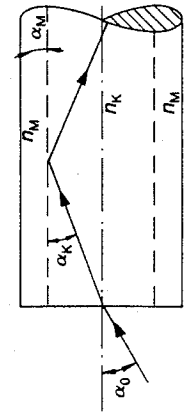
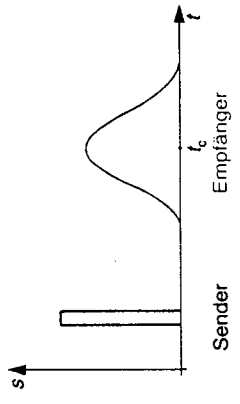


Bild 5.13 Lichtstrahlenverlauf in einem Stufenprofil-LWL

Wird der Einfallswinkel α_0 des Lichtes zu groß gewählt, kommt die erforderliche Totalreflexion am Mantel des LWL nicht mehr zustande, so daß eine Übertragung nicht möglich ist. LWL mit Stufenprofil werden für eine Lichtwellenlänge von $\lambda_0 \approx 0,85 \mu\text{m}$ mit einem Kerndurchmesser $d_k = 50 \mu\text{m}$ und dem Manteldurchmesser $d_M = 125 \mu\text{m}$ gefertigt. Da die Lichtwellenlänge ein Vielfaches des Kerndurchmessers beträgt, können sich unterschiedliche Moden (Wellentypen) im LWL ausbilden. Dabei spielt der Einfallswinkel α_0 am Eingang eine große Rolle, weil unterschiedliche Brechzahlen auch unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten im LWL hervorrufen. Das führt in der beschriebenen Multimode-Faser zur sogenannten Modendispersion.

Bild 5.14 Impulsverbreiterung durch Modendispersion



Unter *Modendispersion* versteht man die unterschiedliche Laufzeit verschiedener Lichtanteile im LWL und die damit verbundene Schwierigkeit, am Empfangsort die zu einem Signal gehörenden Lichtanteile zeitlich zuzuordnen.

Ein Rechteckimpuls verschleift nach Bild 5.14 zu einem breiten Empfangssignal. Das Problem der Modendispersion kann mit der Monomode-Faser (Bild 5.12 c) umgangen werden. Bei einem Kerndurchmesser $d_k \approx 3 \mu\text{m}$ und einer Lichtwellenlänge $\lambda_0 = 1,3 \mu\text{m}$ bildet sich nur noch ein Mode aus, so daß eine Modendispersion nicht mehr zu befürchten ist. Die technologischen Schwierigkeiten bei der Herstellung und Verarbeitung einer Monomode-Faser bezüglich ihrer Abmessungen liegen aber auf der Hand.

Einen Kompromiß stellt der LWL mit Gradientenprofil (Bild 5.12 b) dar. Lichtstrahlen, die in den äußeren Bereich des Kernes geraten, haben wegen der geringeren Brechzahl eine höhere Ausbreitungsgeschwindigkeit, so daß sich bei geeignetem Brechzahlprofil für alle Lichtanteile etwa die gleiche Laufzeit ergibt. Bei gleichen Abmessungen wie beim Stufenprofil-LWL wird eine um mindestens zwei Zehnerpotenzen geringere Dispersion und damit größere Reichweite und Bandbreite der Übertragung erzielt.

5.6.3 Eigenschaften

Dämpfung und Dispersion sind die maßgebenden Systemparameter einer Lichtwellenleiterverbindung.

Bild 5.15 zeigt die Dämpfung eines typischen LWL (Quarzglas) als Funktion der Lichtwellenlänge. Die enthaltenen lokalen Dämpfungsmaxima werden durch Verunreinigungen verursacht. Zur Anwendung kommen heute die in Bild 5.15 eingezeichneten Bereiche I bis III

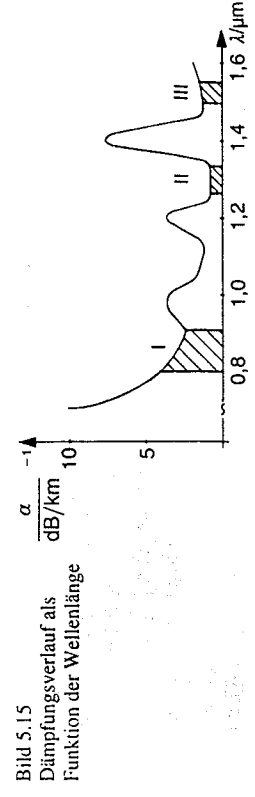


Bild 5.15 Dämpfungsverlauf als Funktion der Wellenlänge

(«Fenster»). Die Dämpfung im derzeit noch bevorzugt genutzten Bereich I liegt danach bei $\alpha \approx 2$ dB/km. Mit geringerer Dotierung werden auch schon Werte unter 1 dB/km erreicht. Der Trend zur Nutzung größerer Wellenlängen (Bereiche II und III) ist naheliegend. Auf die Dispersion (auch als Laufzeitstreuung bezeichnet) wurde bereits hingewiesen. Sie ist eine statistische Größe und wird als Maß der Impulsverbreiterung durch die Standardabweichung σ der Impulsantwort von ihrem Schwerpunkt t_c definiert (vgl. Bild 5.14) und in ns/km gemessen. Die Dispersion bestimmt den minimal möglichen Abstand zweier Impulse, die am Empfangsort noch voneinander getrennt werden können. Aus σ kann die mögliche Bandbreite B_{LWL} und damit die Bitrate R_{LWL} je km berechnet werden:

$$R_{LWL} = \frac{1,25}{B_{LWL}} = \frac{0,25}{\sigma} \quad (\text{Gl. 5.23})$$

Wie in Abschnitt 4.6 dargestellt, ist die Bitrate ein Maß für die je Zeiteinheit übertragbare Nachrichtenmenge. Für ein LWL-System ist das Produkt $R_{LWL} \cdot l$ bestimmend. Der Einfluß der Entfernung ist ersichtlich. Moderne Übertragungssysteme gestatten in Verbindung mit geeigneten Lichtwellenleitern heute Übertragungsweiten bis 50 km. Durch Einbau von Repeatern (elektronische Impulsverstärker und -former zur Wiederherstellung des Sendepulses) sind wesentliche größere Reichweiten möglich.

Die Lichtleitertechnik weist einige wesentliche Vorteile auf, die ihrer weiteren Verbreitung in der Nachrichtentechnik förderlich sind:

- LWL haben geringes Volumen und Gewicht;
- Störungen durch andere Kanäle oder elektromagnetische Felder sind ausgeschlossen;
- Sender und Empfänger besitzen keine elektrische Verbindung und sind deshalb galvanisch optimal getrennt;
- LWL werden kaum von der Temperatur beeinflusst;
- die relative Bandbreite einer LWL-Übertragung ist wegen der hohen Trägerfrequenz auch bei breitbandigen Signalen gering, so daß keine Verzerrungen auftreten.

Lichtwellenleiter bieten für die Zukunft ausreichende Kapazitäten bei der Nachrichtenübertragung.

5.7 Lernziel-Test

1. Wie unterscheiden sich elektrisch kurze und lange Leitung?
2. Wie groß ist der Wellenwiderstand eines Koaxialkabels mit dem Durchmesser Verhältnis $D/d = 3$ und Polystyrol-Isolation ($\epsilon_r = 1,2$)?
3. Eine Leitung von $l = 20$ km hat eine Dämpfungskonstante $\alpha = 1,2$ km⁻¹; wie groß ist das Dämpfungsmaß dieser Leitung in dB?
4. An das Ende einer Leitung mit $Z_0 = 200 \Omega$ wird ein Widerstand von 1 k Ω geschaltet; wie groß sind Anpassungsfaktor und Reflexionsfaktor? Was besagen diese Größen?
5. Wieviel Maxima der stehenden Welle bilden sich auf einer fehlangepaßten Leitung von $l = 20$ m mit dem Verkürzungsfaktor $k = 0,6$ bei 100 MHz aus?
6. Es soll der Eingangswiderstand von $Z_e = 300 \Omega$ an den Abschlußwiderstand $Z_a = 50 \Omega$ mit Hilfe einer Leitung bei 300 MHz angepaßt werden; wie groß müssen Wellenwiderstand und Länge sein?
7. Ein Rechteckhohlleiter mit $a = 2$ cm und $b = 5$ cm dient der Übertragung von Höchstfrequenzwellen; welcher Frequenzbereich kann übertragen werden?
8. Ein Stufenprofil-Lichtwellenleiter hat eine Dispersion $\delta = 40$ ns/km; wie weit kann ein Signal mit der Bitrate 100 kBit/s übertragen werden?
9. Nenn Sie wesentliche Vorteile des LWL!