NACHRICHTENTECHNIK - Referat
2ANA 95/96

Florian Glaser

14.

Februar 2001

Leitungen zur Daten- und Nachrichtenübertragung

Höhere Technische Bundeslehranstalt Wien 10
Dr. Jonke

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung

In der Nachrichtentechnik haben Leitungen die Aufgabe, elektromagnetische Wellen, geführt von einer Stelle zu einer anderen, möglichst ohne Verluste oder Signalbeeinflussung zu übertragen. Nachfolgende Ausführungen beziehen sich nur auf elektrische Leitungen, gelten also nicht für Lichtwellenleiter, welche ohnehin im Referat von Marco Woschitz behandelt werden.

2 Funktionsprinzip

Aus der Feldtheorie läßt sich ableiten, daß folgende Verknüpfungen bestehen:

elektrisches Feld <--> Spannung

magnetisches Feld <--> Strom

Die Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes stehen dabei senkrecht zur Ausbreitungsrichtung, unabhängig vom mechanischen Aufbau der Leitung

Abbildung 1 zeigt die Verkopplung zwischen Feldgrößen und elektrischen Größen.

Abbildung 1

Die elektrischen sowie die magnetischen Wellen verlaufen transversal[1]. Man bezeichnet sie daher als transversal-elektrisch-magnetische-Wellen (TEM-Wellen).

Jede elektrische Leitung hat einen Ohmschen Leitungswiderstand. Jede Ader umgeben magnetische Kraftlinien. Somit hat jede Leitung auch eine Induktivität. Bei elektrischen Doppelleitungen haben die beiden Adern eine Kapazität gegeneinander, und auch der Isolationswiderstand der beiden Adern ist nicht unendlich groß gegeneinander. Bei homogenen Leitungen sind all diese Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten gleichmäßig über die Länge verteilt.

Um die Vorgänge bei der Übertragung von Spannungen und Strömen über die Leitung rechnerisch erfassen zu können, gibt es einen bauformunabhängigen Ersatzschaltplan. Dieser stellt ein L-Glied dar, bestehend aus Wirkwiderstand und Induktivität im Längszweig, sowie Wirkleitwert und Kapazität im Querzweig (Siehe Abbildung).

[1] lat.:querlaufend, senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehend

Abbildung 2

Diese Größen heißen Leitungskonstanten und sind auf die Längeneinheit der Leitung (meist in km) bezogene Werte, wobei man sich die Eigenschaften kontinuierlich über die Leitung verteilt denken muß. Es gelten deshalb folgende Bezeichnungen:

Widerstandsbelag	*R'*	(in Ω/km)
Induktivitätsbelag	*L'*	(in H/km)
Ableitungsbelag	*G'*	(in S/km)
Kapazitätsbelag	*C'*	(in F/km)

Diese Beläge sind meßbare und vom Leitungstyp abhängige Kennwerte. Jede Leitung ist damit als Zweitor darstellbar, wobei es sich eindeutig um einen Tiefpaß handelt, also eine obere Grenzfrequenz vorliegt.

Die mit der leitungsgebundenen Übertragung elektromagnetischer Wellen verknüpften Spannungen und Ströme sind nicht nur zeitabhängige Größen, sondern ändern sich auch für jeden Punkt der Leitung, was eine eindeutige Ortsabhängigkeit bedeutet. Betrachtet man allerdings das Verhältnis von Spannung und Strom zueinander für beliebige Zeitpunkte und Stellen der Leitung, dann ergibt sich stets derselbe Wert. Dieser wird als Wellenwiderstand $\underline{Z}_0$ der Leitung bezeichnet und ist als zeit- und ortsunabhängige komplexe Größe nur von der Frequenz und der mechanischen Dimensionierung bzw. den sich daraus ergebenden Belägen abhängig. Es gilt:

$$\boxed{\underline{Z}_0 = \frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'} = \frac{\underline{R'}}{\underline{G'}}}$$

Unter dem Wellenwiderstand versteht man das Verhältnis von Wellenspannung zu Wellenstrom an jeder Stelle eines reflexionsfreien Leiters.

Die genauere Betrachtung der praktisch verwendeten Leitungstypen zeigt, daß in den meisten Fällen die durch Widerstandsbelag und Ableitungsbelag bewirkten Verluste recht klein sind. Bei üblichen Leitungslängen ist die durch R' und G' hervorgerufene Dämpfung der Amplitude des Signals häufig kaum meßbar, dafür spielen die frequenzabhängigen Blindwiderstände L' und C' stets eine wichtige Rolle, da sie bedingt durch die jeweilige Bauform nicht verändert werden können. Zur Vereinfachung der Leitungsberechnungen werden daher, abgesehen von Sonderfällen, die Verlustwiderstände der Leitung vernachlässigt. $R' = 0$, $G' = 0$,

$\alpha = 0$. Man spricht dann von einer verlustfreien oder dämpfungsfreien Leitung. Daraus ergeben sich die vereinfachten Formeln für die verlustfreie Leitung:

$$\underline{Z}_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = Z_0$$

$$\underline{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'}$$

Der auftretende Wellenwiderstand bildet eine wesentliche Kenngröße der Leitung und ist nun reell und unabhängig von der Frequenz.

Die Werte des Wellenwiderstandes sind bekanntlich vom Aufbau der Leitung abhängig, weil sich dadurch Induktivitäts- und Kapazitätsbelag ergeben. In der Praxis haben sich, besonders auch aus fertigungstechnischen Gründen, für die Kabel bestimmte Standardwerte durchgesetzt. Dazu gehören 50, 60, 75, 120, 150, 240, 300, 600 (Angaben in Ω). Dies muß auch bei der Leitungstransformation beachtet werden.

3 Leitungstheorie

Jede Leitung kann als passives Zweitor betrachtet und durch entsprechende Vierpolgleichungen beschrieben werden (Abbildung 3). Es gilt nach der Leitungstheorie für den allgemeinen Fall einer Leitung mit der Länge l:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 * \cos(\underline{\gamma} * l) - \underline{I}_1 * \underline{Z}_0 * \sinh(\underline{\gamma} * l)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0} * \sinh(\underline{\gamma} * l) - \underline{I}_1 * \cosh(\underline{\gamma} * l) = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0} * \sinh(\underline{g}) - \underline{I}_1 * \cosh(\underline{g})$$

Abbildung 3

Wird nun an eine Leitung ein Außenwiderstand Z_a geschaltet, dann ergibt sich für den Eingangswiderstand Z_1 der Leitung:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0}\tanh(\underline{\gamma} * l)}{1 + \frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0}\tanh(\underline{\gamma} * l)}$$

Für die verlustfreie Leitung folgt daraus unter Anwendung der Additionstheoreme für tanh die wichtige Aussage über die Abhängigkeit zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand:

$$\boxed{\underline{Z}_1 = Z_0 * \frac{\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0} + j\tan(\beta * l)}{1 + j\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0}\tan(\beta * l)}}$$

Für den Phasenkoeffizienten β gilt dabei:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Es ergibt sich damit:

$$\underline{Z}_1 = Z_0 * \frac{\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0} + j\tan(2\pi\frac{l}{\lambda})}{1 + j\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0}\tan(2\pi\frac{l}{\lambda})}$$

Oder mit Sinus- und Cosinusfunktionen ausgedrückt:

$$\underline{Z}_1 = Z_0 * \frac{\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0} * \cos(2\pi\frac{l}{\lambda}) + j\sin(2\pi\frac{l}{\lambda})}{\cos(2\pi\frac{l}{\lambda}) + j\frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_0}\sin(2\pi\frac{l}{\lambda})}$$

Bezogen auf eine Leitung mit bestimmter Länge l und einen durch Bauform bedingten Wellenwiderstand $\underline{Z}_0$ erkennt man, daß der Eingangswiderstand nur noch vom angeschlossenen Außenwiderstand $\underline{Z}_a$ abhängt. Dieser Effekt wird als Leitungstransformation bezeichnet und auch für Anpassungsschaltungen genutzt.

Für den Außenwiderstand sind folgende Konstellationen möglich:

$\underline{Z}_a = 0$ d. h. Kurzschluß

$\underline{Z}_a = \infty$ d. h. Leerlauf

$\underline{Z}_a = \underline{Z}_0$ d. h. Abschluß mit Wellenwiderstand

$\underline{Z}_a = \underline{Z}$ d. h. Abschluß mit beliebiger Impedanz

Die Ergebnisse sind durch Einsetzen der Vorgaben in die vorstehenden Bestimmungsgleichungen einfach zu ermitteln. Bei **Kurzschluß** am Ausgang gilt:

$$Z_{1L}\Big|_{\underline{Z}_a=0} = jZ_0 * \frac{\sin(2\pi\frac{l}{\lambda})}{\cos(2\pi\frac{l}{\lambda})} = jZ_0 * \tan(2\pi\frac{l}{\lambda})$$

Für den **Leerlauf** ergibt sich:

$$Z_{1L}\Big|_{\underline{Z}_a=\infty} = -jZ_0 * \frac{\cos(2\pi\frac{l}{\lambda})}{\sin(2\pi\frac{l}{\lambda})} = -jZ_0 * \cot(2\pi\frac{l}{\lambda})$$

Bei Leerlauf bzw. Kurzschluß am Ende einer Leitung ergibt sich als Eingangswiderstand stets ein reiner Blindwiderstand, der abhängig von der Leitungs- und Wellenlänge kapazitiv oder induktiv ist.

Aus diesen beiden Gleichungen läßt sich der Wellenwiderstand rückrechnen:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1L} * Z_{1K}}$$

Schließt man die Leitung mit dem Wellenwiderstand ab, dann liegt wegen $\underline{Z}_a = \underline{Z}_0$ folgende Beziehung für den Eingangswiderstand vor:

$$Z_1\Big|_{Z_a=Z_0} = Z_0$$

Bei Abschluß einer Leitung mit seinem Wellenwiderstand tritt also keine Transformationswirkung auf. Dies ist unabhängig von der Leitungslänge, Wellenlänge bzw. Frequenz. Der Wert des Eingangswiderstandes entspricht stets dem des Außenwiderstandes. Es liegt damit Anpassung vor, also tritt nur ein vorlaufendes Signal auf. Da nichts reflektiert wird, sind auch keine stehenden Wellen vorhanden.

Bei Abschluß einer Leitung mit einer beliebigen Impedanz ergibt sich auch als Eingangswiderstand eine Impedanz, deren Wert mit Hilfe der obigen Gleichungen berechnet werden kann.

3.1 Strom- bzw. Spannungsverteilung entlang der Leitung

Ist eine verlustlose Zweidrahtleitung an ihrem Ende mit einem Lastwiderstand von $\underline{Z}_a = \underline{Z}_0$ abgeschlossen, so wird die zum Abschlußwiderstand hinlaufende Leistung in diesem restlos verbraucht. Dabei verteilt sich die Spannung (und damit auch der Strom) an allen Punkten der Leitung in gleichbleibender Größe. Dieser Fall der Anpassung ist in Abbildung 4 dargestellt. Entfernt man den Abschlußwiderstand$\underline{Z}_a = \infty$, so stellt das offene Leitungsende für den Strom einen unendlich großen Widerstand dar. Die vom Sender zum Leitungsende hinlaufende Welle findet dort keinen Verbraucher vor und wird deshalb wieder vollständig zu ihrem Ausgangspunkt reflektiert. Somit entsteht auf der Leitung eine hinlaufende und eine rücklaufende Welle. Wegen der endlichen Laufzeit überlagern sich hinlaufende und rücklaufende Wellen. Dadurch entstehen über die Länge l verteilt Spannungsmaxima und -minima, wobei am offenen Leitungsende immer ein Spannungsmaxima vorliegt.(Abbildung 5). Für die Verteilung des Stromes gelten die gleichen Überlegungen. Am offenen Leitungsende kann kein Strom mehr fließen, dort ist deshalb ein Stromminimum. Demnach sind Strom und Spannung um 90° phasenverschoben. Im Abstand von jeweils $\lambda/4$ wechseln entsprechend dem sinusförmigen Verlauf Spannungs- und Strommaxima einander ab. Diese Verteilung von Strom und Spannung auf einer Leitung nennt man **stehende Wellen**. Sie entstehen immer dann, wenn reflektierte Wellen vorhanden sind. Dabei ist die Spannung an jedem gegebenen Punkt der Leitung gleich der Vektorsumme der Spannung aus hin- und rücklaufender Welle. Die Vektorendarstellung stützt sich auf den zeitlichen Verlauf der Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen. Entsprechend den jeweils bestehenden laufzeitabhängigen Phasenverhältnissen von hinlaufenden und reflektierten Wellen bildet sich die Strom- und Spannungsverteilung stehender Wellen aus. Dabei ist der Scheinwiderstand an jedem Punkt der Speiseleitung gleich dem Verhältnis aus Spannung und Strom. Die Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom bewirkt, daß neben dem Ohmschen Widerstand auch noch ein Blindwiderstand vorhanden ist. Dieser kann in Abhängigkeit von der Richtung der Phasenveschiebung induktiven Charakter haben (X_L) oder kapazitiv sein (X_C).(Siehe Abbildung 5 + 6 unten)

Das Anpassungsverhalten einer Leitung wird durch die Welligkeit s ausgedrückt. Sie ist das Verhältnis der größten Spannung einer Leitung zur kleinsten.

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

s ist immer >= 1. Im Fall der Anpassung ist nur eine hinlaufende Welle auf der Leitung vorhanden, denn es findet keine Reflexion statt. Deshalb beträgt dann die Welligkeit s=1.

Auf einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung verschieben sich die Spannungsmaxima und -nullstellen auf der Leitung um $\lambda/4$ gegenüber einer offenen Leitung, denn an einem Kurzschluß kann sich keine Spannung aufbauen. (Siehe Abbildung 6)

Abbildung 4

Abbildung 5 Abbildung 6

3.2 Dämpfung, Phase und Wellenlänge

Das dem Eingang einer Leitung zugeführte Signal wird abhängig von den im Ersatzschaltplan (Abbildung 2) dargestellten Größen entsprechend in der Amplitude und Phase beeinflußt. Es ist daher für die Fortpflanzung der elektromagnetischen Welle in der Leitung ein komplexer Fortpflanzungskoeffizient bzw. Übertragungskonstante $\underline{\gamma}$ definiert, der die Beeinflussung von Dämpfung und Phase beschreibt.

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \sqrt{\underline{R}' + \underline{G}'} = \alpha + j\beta$$

α...Dämpfungskoeffizient oder Dämpfungsbelag [Np / km]

β... Phasenkoeffizient oder Phasenbelag [rad / km]

Werden diese Größen auf die Leitungslänge bezogen, dann erhält man das komplexe Übertragungsmaß $\underline{g}$.

$$\underline{g} = \underline{\gamma} * l = (\alpha + j\beta) * l = a + jb$$

l...Leitungslänge [km]

a...Dämpfungsmaß [Np]

b...Phasenmaß [rad]

Durch Ableiten unter der Randbedingung, daß R´ und G´ vernachlässigbar sind kommt man auf folgende Beziehung für das Dämpfungsmaß

$$a = \alpha * l = \frac{1}{2} R' * \sqrt{\frac{L'}{C'}} * l + \frac{1}{2} G' * \sqrt{\frac{L'}{C'}} * l$$

und für das Phasenmaß

$$b = \beta * l = \omega \sqrt{L' C'} * l.$$

Das Dämpfungsmaß ist im Rahmen dieser Näherung frequenzunabhängig, aber nur solange, als die Zunahme des Leitungswiderstandes R´ durch den Skineffekt (Siehe 7) vernachlässigt werden kann. Diese Zunahme macht sich bereits bei Frequenzen um 10 kHz deutlich bemerkbar (Siehe Abbildung 7). Das Phasenmaß nimmt proportional der Frequenz zu.

Abbildung 7

Das Phasenmaß gibt den Winkel zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung an. Es ist der Leitungslänge proportional. Bei jeder Frequenz ω gibt es einen Leitungslänge, längs der sich der Winkel der Ausgangsspannung um 360° dreht, so daß die Ausgangsspannung mit der Eingangsspannung wieder in Phase ist. Diese Länge nennt man die **Wellenlänge** λ. Daher folgt für $\beta * \lambda = 2\pi$ aus der vorigen Gleichung:

$$2\pi = \omega \sqrt{L' * C'} * \lambda$$

$$\rightarrow \lambda = \frac{2\pi}{\omega}\frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{f} * \underbrace{\frac{1}{\sqrt{L'C'}}}_{Fortpflanungsgeschwindigkeit} = \frac{1}{f} * v$$

Die Wellenlänge ist also umgekehrt proportional der Frequenz.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v von Wellen ist in verschiedenen Materialien unterschiedlich. Sie kann auch folgendermaßen berechnet werden:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r * \mu_r}}$$

c... Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c = 300\,Mm/s$

ε_r...relative Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials

μ_r...relative Permeabilitätskonstante

Für Kabelleitungen ist der Faktor v merklich kleiner als die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum.

Gemäß den vorstehenden Aussagen ist also die Wellenlänge in einem Kabel mit einem Dielektrikum kleiner als ihr Wert bei in Luft verlaufenden Leitern. Es gilt:

$$\lambda = k * \lambda_{LUFT}$$

Der Faktor *k* wird als Verkürzungsfaktor bezeichnet und kann aus Datenblättern entnommen werden. z.B. Der Kabeltyp RG 58 C/U weist den Verkürzungsfaktor k= 0,66 auf. D.h. die Wellenlänge wird im Vergleich zu einem Luftisolierten Leiter um den Faktor 0,66 verkürzt.

4 λ/4 - Leitungen

Ein Sonderfall der Leitungstransformation liegt vor, wenn die elektrische Länge der Leitung genau einem Viertel der Wellenlänge entspricht. Setzt man nämlich diese Vorgabe in die Berechnungsformel für den Eingangswiderstand ein, dann ergibt sich:

$$Z_1 = \frac{(Z_0)^2}{Z_a}$$

Der Eingangswiderstand Z_1 einer λ/4 - Leitung ist demnach stets invers gegenüber dem Außenwiderstand Z_2, also mit dessen Kehrwert und dem Quadrat des Wellenwiderstandes verknüpft. Diese Transformation läßt sich auch im Kreisdiagramm darstellen oder durch größeren Aufwand berechnen, was zu folgender Erkenntnis führt:

wenn $Z_a > Z_0$, dann $Z_1 < Z_0$ bzw.

wenn $Z_a < Z_0$, dann $Z_1 > Z_a$

In der Praxis stehen die Wellenlänge, der Außenwiderstand und der erforderliche Eingangswiderstand üblicherweise fest. Anpassung mit Hilfe der λ/4 - Leitung ist dann nur noch möglich, wenn der Wellenwiderstand der Leitung entsprechend gewählt werden kann.

Bei Kabeln stehen nur einzelne Wellenwiderstandswerte zur Verfügung, dagegen kann bei anderen Leitungstypen in bestimmten Grenzen jeder Wert durch entsprechende Dimensionierung erreicht erden. Ein typisches Beispiel stellen in der Hochfrequenztechnik Streifenleitungen dar, welche z. B. in Verstärkerschaltungen Eingangs- und Ausgangswiderstände von Transistoren anpassen. Da der Wellenwiderstand ein reeller Wert ist, wird auch nur mit Wirkanteilen der anzupassenden Werte gerechnet, die Blindanteile müssen auf anderen Wegen kompensiert werden.

Die Transformation mit der λ/4 - Leitung gilt wegen des Zusammenhanges zwischen Wellenlänge und Frequenz exakt nur für eine Frequenz. Bei größeren oder kleineren Werten ergibt sich stets eine gewisse Fehlanpassung, da für die zugehörige Wellenlängen die elektrische Länge der Leitung nicht mehr genau λ/4 entspricht. Die Bandbreite der Transformation hängt vom Größenverhältnis der anzupassenden Widerstandswerte ab. Je geringer der Unterschied zwischen den Werten von Außen- und Eingangswiderstand ist, desto größer ist die Breitbandigkeit. Für eine breitbandige Anpassung wird man im Bedarfsfall mehrere λ/4 - Leitungen mit verschiedenen Werten für den Wellenwiderstand hintereinander als Kette schalten. Eine Begrenzung der Anzahl ergibt sich meist durch den konstruktiven Aufwand. Dieses Konzept wird auch Stufenleitung genannt.

5 λ/2 - Leitungen

Ebenso wie bei der λ/4 - Leitung liegt auch ein Sonderfall für die Leistungstransformation vor, wenn die elektrische Länge der Leitung der halben Wellenlänge entspricht. Für diese λ/2 - Leitung erhält man für den Eingangswiderstand aus Gleichung für Z_1 (Siehe 3).

$$Z_1 = Z_a$$

Der Eingangswiderstand einer λ/2 - Leitung entspricht also seinem Außenwiderstand, unabhängig vom Wellenwiderstand der verwendeten Leitung.

Die λ/2 - Leitung transformiert unabhängig von ihrem Wellenwiderstand den Außenwiderstand im Verhältnis 1:1 auf den Eingangswiderstand.

Für die Bandbreite der Transformationsschaltung mit einer λ/2 - Leitung gelten die bereits bekannten Feststellungen, was für einen kleinen Wirkanteil des Außenwiderstandes eine große Bandbreite der Transformationsleitung bedeutet. Im Bedarfsfall muß durch andere Anpassungsschaltungen der Wirkanteil zuerst entsprechend heruntertransformiert werden.

Ohne Beeinflussung der Transformationswirkung können auch mehrere λ/2 - Leitungen in Kette geschaltet werden. Der Wert des an der ersten Leitung angeschlossenen Außenwiderstandes ergibt sich auch wieder als Eingangswiderstand der letzten Leitung. Daraus erkennt man, daß sich die Transformationswirkung einer λ/2 - Leitung für ganzzahlige Vielfache der Wellenlänge wiederholt. Damit wird es möglich, vorgegebene Wegstrecken mit der Länge *l* angepaßt zu überbrücken, solange folgende Beziehung gilt:

$$l = n * \frac{\lambda}{2} \qquad (n = 1,2,3,4\ldots)$$

Wegen der Unabhängigkeit vom Wellenwiderstand der Leitung ergeben sich dabei für die Anwendung in der Praxis interessante Möglichkeiten.

6 Exponentialleitungen

Bei den bisher betrachteten Fällen wurde die Transformation durch entsprechende Leitungslängen bewirkt, Der Wellenwiderstand hatte dabei einen konstanten Wert. Durch geeigneten konstruktiven Aufbau der Leitung ist es allerdings auch möglich, den Induktivitätsbelag und Kapazitätsbelag über die Länge der Leitung zu ändern und damit auch den Wellenwiderstand zu variieren. In der Praxis folgt die Änderung von *L* und *C* einer e-Funktion, was auch den Namen Exponentialleitung erklärt. Es gelten für die Leitung der Länge 1 folgende Abhängigkeiten:

$$L'_{(x=l)} = L'_{(x=0)} * e^{2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

$$C'_{(x=l)} = C'_{(x=0)} * e^{-2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

Exponentialleitungen weisen also an ihren beiden Enden unterschiedliche Wellenwiderstände auf. Es ergibt sich:

$$Z_{0(x=0)} = \sqrt{\frac{L'_{(x=0)}}{C'_{(x=0)}}}$$

$$Z_{0(x=l)} = \sqrt{\frac{L'_{(x=0)}}{C'_{(x=0)}}} = \sqrt{\frac{L'_{(x=0)}}{C'_{(x=0)}} * \frac{e^{2\pi \frac{l}{\lambda}}}{e^{-2\pi \frac{l}{\lambda}}}}$$

$$Z_{0_{(x=l)}} = Z_{0_{(x=0)}} * e^{2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

Die Exponentialleitung kann als Kettenschaltung extrem kleiner Leitungsstücke mit verschiedenem Wellenwiderstand verstanden werden und stellt damit einen Grenzfall der Stufenleitung dar. Die Ausführung kann in symmetrischer Form (z. B. Doppelleitung), aber auch in koaxialer Technik erfolgen. In allen Fällen wird der Abstand zwischen Hin- und Rückleiter über die Leitungslänge kontinuierlich geändert.

Abbildung 8

Die exponentielle Variation des Wellenwiderstandes ermöglicht eine Darstellung im Kreisdiagramm nur für die beiden Endpunkte der Leitung, bei entsprechender Normierung. Die Breitbandigkeit wird auch durch die Länge der Leitung des Transformationsweges verdeutlicht

7 Skineffekt[1]

Bereits bei relativ niedrigen Frequenzen beginnt ist die Stromdichte im Innern des Leiters meßbar kleiner als außen zu werden. Abbildung 9 zeigt die Stromdichte in einem Kupferdraht für verschiedene Frequenzen. Solange der Radius des Drahtes größer die sog. Leitschichtdicke ist, ist sein Widerstand praktisch gleich dem Gleichstromwiderstand (Stromverteilung wie in der 100 Hz-Kurve in Abbildung 9)

Abbildung 9

Man ist versucht den Skineffekt zu reduzieren. Die bekannteste Lösung ist der Litzendraht, bei dem der massive Leiter in zahlreiche, voneinander isolierte Drähte kleineren Durchmessers aufgeteilt wird. Dann ist der Skineffekt der Einzeldrähte wegen deren kleineren Durchmesser wesentlich geringer. Wichtig ist dabei die einwandfreie Isolation der Drähte gegeneinander sowie der einwandfreie Anschluß aller Einzeldrähte. Alle Einzeldrähte sollen den gleichen Strom führen. Dazu werden diese systematisch untereinander verdrillt, so daß jeder Einzeldraht jede Lage im Querschnitt gleich oft einnimmt. Durch die Isolation (Lack) und die unvermeidbaren Lufträume zwischen den Drähten ist der wirkliche Leiterquerschnitt der Litze stets etwas kleiner als der eines massiven Leiters gleichen Durchmessers. Die Litze ist daher bei niedrigen Frequenzen schlechter als der massive Leiter, so daß sie vorzugsweise oberhalb etwa 100 kHz Verwendung findet. Bei höheren Frequenzen tritt zusätzlich ein Stromübergang zwischen den Einzelleitern über die Kapazität zwischen den Leitern ein, wobei der Strom wieder die Tendenz zeigt, sich an der Außenfläche der Litze zu konzentrieren. Daher haben bei Frequenzen von einigen

[1] englisch: skin = Haut

MHz die Litzen im allgemeinen keine Vorteile mehr. Auch die übrigen Versuche zur Verminderung des Skineffekts, den Massivdraht durch dünnwandige, ineinandergesteckter, isolierter Zylinder zu ersetzen, enden in ihrer praktischen Wirksamkeit bei etwa 1 MHz. Bei höheren Frequenzen muß man den Skineffekt also als gegeben hinnehmen.

Bei kleineren Leitschichtdicken wird manchmal mit dünnwandigen Rohrleitern gearbeitet, deren inneres zur Erhöhung der Festigkeit mit billigem Material (Kreide, Gips, Kunststoff) ausgefüllt ist. Man spart dabei Material und Gewicht.

Bei sehr hohen Frequenzen bei denen die Leitschichtdicke kleiner als 1/100 mm ist, kann man den Leiter aus beliebigen Materialien herstellen und lediglich oberflächlich verkupfern oder versilbern. Wenn diese Oberflächenschicht dicker als die Leitschichtdicke ist, bleibt der schlechter leitende Untergrund Stromfrei.

Bei Frequenzen über 10 GHz (Mikrowellen) erhöht sich der Leitungswiderstand zusätzlich durch die mikroskopische Oberflächenrauhigkeit, da durch die geringe Leitschichtdicke die Länge des Stromweges größer wird.

8 Induzierte Wandströme

Jeder stromdurchflossene Leiter umgibt sich mit einem magnetischen Feld, wobei die Feldstärke mit wachsenden Abstand abnimmt. (Siehe Abbildung 1). Liegt ein anderer Leiter in diesem Feld, so dringen die magnetischen Felder in diesen ein, nehmen aber mit wachsender Tiefe schnell ab. Dabei werden Ströme induziert, welche senkrecht zu den magnetischen Feldlinien in entgegengesetzter Richtung zum Feld-erzeugenden Strom fließen. Eine vollständige Abschirmung magnetischer Felder , gelingt nur dann, wenn die Dicke der Abschirmung größer als die doppelten Eindringtiefe ist. Bei hohen Frequenzen ist dies bei Verwendung guter Leiter (Kupfer, Aluminium) nicht schwierig, hingegen benötigt man bei niedrigen Frequenzen sehr dicke Abschirmungen, die kaum realisierbar sind.

9 Leitungsbauformen

Bei der Bauform von Leitungen muß, bezogen auf die Ausführung des Hin- und Rückleiters, zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Typen unterschieden werden. Zwischen beiden Leitern kann sich dabei unterschiedliches Isoliermaterial befinden. Die einfachste symmetrische Leitung stellt die Zweidrahtleitung dar, auch Doppelleitung genannt. Bei den unsymmetrischen Formen sind in der Praxis nur die Koaxialleitung von Bedeutung.

Die Werte des Wellenwiderstandes sind bekanntlich vom Aufbau der Leitung abhängig. In Abbildung 10 finden sich Berechnungsformeln für einige symmetrische, in Abbildung 11 für einige unsymmetrische Leitungen. In den meisten Fällen sind es Näherungen, die jedoch für die praktische Anwendung vollkommen ausreichen. Eine exakte Berechnung würde wesentlich aufwendigere und unübersichtlichere Formeln ergeben.

Abbildung 10 Abbildung 11

ε ...relative Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials zwischen Hin- und Rückleiter

Symmetrische Leitungen setzt man für Frequenzen bis ca. 550 kHz ein.

Unsymmetrische Leitungen (Koaxialkabel) setzt man im Frequenzbereich von 60 kHz - 6 GHz ein.

9.1 Leitermaterialien für Nachrichtenkabel

Es wird fast ausschließlich Kupfer oder Aluminium als Leitermaterial verwendet.

9.1.1 Kupfer (Cu)

Dichte: $8{,}9\frac{kg}{dm^3}$

Leitfähigkeit χ: $57\frac{m}{\Omega * mm^2}$

Schmelzpunkt: 1085°C

Zugfestigkeit: $200...360\frac{N}{mm^2}$

Kupfer hat nach Silber die größte elektrische Leitfähigkeit. Geringe Verunreinigungen setzen diese jedoch stark herab. Kupfer leitet nach Silber auch die Wärme am besten. Es wird von trockener Luft nicht angegriffen. In feuchter Luft bildet sich Patina (Kupfercarbonat), die eine undurchlässige Schicht bildet und das Kupfer vor weiteren Angriffen schützt.

Kupfer läßt sich schlecht spanen, jedoch leicht durch Walzen oder Ziehen verformen. Kaltverformung macht das Metall spröde. Durch Glühen wird es wieder weich.

Kupferverbindungen sind giftig.

Reinstkupfer mit einem Reinheitsgrad von 99,9% wird als Elektrolytkupfer bezeichnet und trägt die genormte Bezeichnung KE-Cu (Kathodenkupfer). Es wird verwendet für Leitungen, für Wicklungen in Motoren und Generatoren, für Leiterbahnen und als Kontaktwerkstoff.

9.1.2 Aluminium (Al)

Dichte: $2{,}7\frac{kg}{dm^3}$

Leitfähigkeit χ: $36\frac{m}{\Omega * mm^2}$

Schmelzpunkt: 658°C

Alu hat eine hohe elektrische Leitfähigkeit und ist ein guter Wärmeleiter. Es oxidiert nur an der Oberfläche. Reinaluminium (99,5% Al) wird als Leiterwerkstoff für Freilandleitungen, wegen seiner Korrosionsbeständigkeit und seiner geringen Dichte auch für Kabelmäntel verwendet.

Literaturverzeichnis

J. Hammerlohner: Hochfrequenztechnik 1

Füssen: C. F. Winter´sche Verlagshandlung, 1957

Volker Aschoff: Einführung in die Nachrichtenübertragungstechnik

Berlin: Springer-Verlag,1968

R. Feldtkeller, G. Bosse: Einführung in die Technik der Nachrichtenübertragung

Stuttgart: Konrad Wittwer Verlag, 1976

Karl Rothammel: Antennenbuch

Stuttgart: Franckh-Kosmos, 1991

P. Bocker: Datenübertragung Band 2

Berlin: Springer-Verlag, 1977

Ulrich Freyer: Anpassung und Fehlanpassung

München: Franzis-Verlag GmbH, 1987

Siemens:Nachrichtenkabel und Übertragungssystteme

Berlin: Siemens Aktiengesellschaft, 1971

Klaus Kief: Weitverkehrstechnik

Braunschweig: Vieweg Verlag, 1991

H. H. Meinke: Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen

Berlin: Springer-Verlag, 1961

Dokumentinformation

Leitungen zur Daten- und Nachrichtenübertragung 3268 Wörter auf 18 Seiten