



1 Reflexionsdämpfung

von Walter Wehr 12.09.08

1. Allgemeines

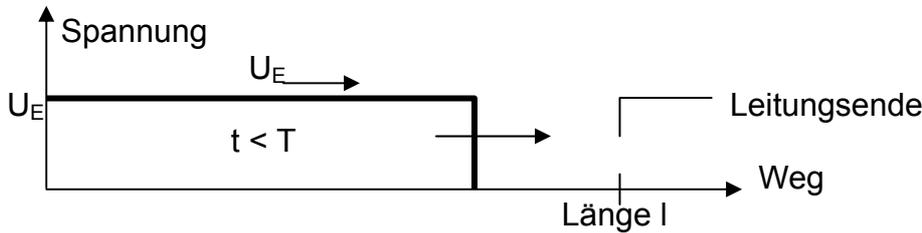
In einem elektrischen Netzwerk, z.B. einem Kabel, kommt es zu Signalreflexionen am Kabelanfang und Kabelende, wenn der Einspeisewiderstand R_i , der Wellenwiderstand des Kabels Z und der Abschlusswiderstand R_a nicht übereinstimmen. Diese Signalreflexionen führen zu Veränderung der Spannung bzw. Leistung im ganzen System und - falls Impulse übertragen werden sollen - zu einer Änderung der Impulsform. Das kann soweit gehen, dass die ursprüngliche Signalform nicht wiederzuerkennen ist. In der Datenübertragung kommt es dann zu Fehlinterpretationen von Signalbits, zu sog. Bitfehlern. Der Grad der Reflexion kann von „**Totalreflexion**“, wie sie bei **offener** (leerlaufender), oder bei **kurzgeschlossener** Leitung auftritt, bis zu tolerierbaren Teilreflexionen reichen. Eine ideale Anpassung der vorgenannten Widerstände ist theoretisch denkbar, aber praktisch nicht realisierbar, wegen unvermeidlicher Bauelementetoleranzen, sowie wegen parasitärer Kapazitäten und /oder Induktivitäten. Einen objektiven Maßstab zur Beurteilung der Anpassung liefert der **Reflexionsfaktor p**, der angibt, welcher relative Anteil der eingespeisten Leistung auf der Leitung zurückfließt.

$$P = \frac{\text{Rückfluss}}{\text{Hauptfluss}}$$

Er kann maximal gleich 1 werden, wenn die volle Leistung (100%) zurückfließt. Handelt es sich beim ausgesandten Signal im einfachsten Fall um eine Sinusspannung, so pflanzt diese sich in Form einer Welle längs der Leitung fort. Man kann sich fortlaufend „Berge“ und „Täler“ vorstellen, die auf der Leitung wandern. Würde man eine Bergkuppe „markieren“ am Leitungsanfang, so wäre sie zu einem **späteren Zeitpunkt** an einem - vom Leitungsanfang in Fortpflanzungsrichtung gesehen- **weiter entfernten Ort** der Leitung **wiederzufinden**. Diese .Eigenschaft führt aber auch dazu, dass zurücklaufende „Berge und Täler“ die vorwärts laufenden überlagern können, je nachdem, wo und wie sie reflektiert wurden. Dabei kann es zu Auslöschungen und Verstärkungen kommen. Es kommt zu „stehenden Wellen“. Der oben genannte Reflexionsfaktor ist mit einem Vorzeichen zu versehen. Er kann max. +1 oder -1 betragen. Gäbe es eine verlustlose Leitung, würde ein einmalig eingegebener Impuls, bei Totalreflexion am Leitungsausgang vollständig zurückgesandt und am Leitungseingang bei Totalreflexion wieder ausgesandt, **ständig hin- und herpendeln**, ohne je aufzuhören. Selbstverständlich verhindern die Leitungsverluste ein derartiges Perpetuum Mobile. Der Effekt der Anfachung einer Pendel-Schwingung mit der Periode der Hin- und Rücklaufzeit ist aber bei kleinen Verlusten ohne weiteres nachzuweisen.

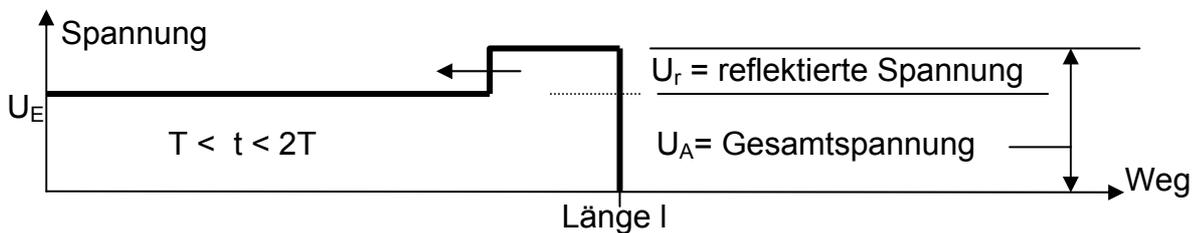
2. Reflexionen auf Leitungen

a) Vorlaufende Welle

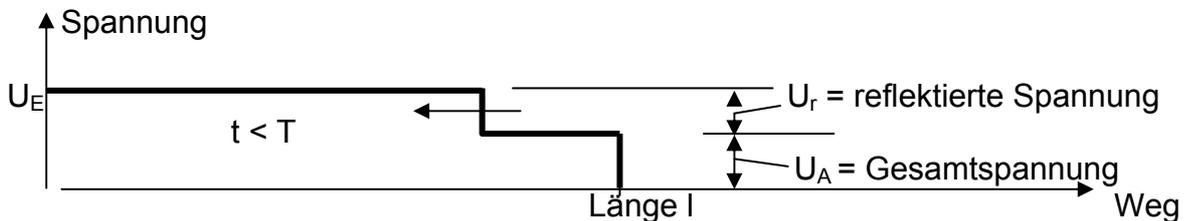


l = Leitungslänge T = Signallaufzeit bis zum Leitungsende

b) Rücklaufende Welle für $R_a > Z$



c) Rücklaufende Welle für $R_a < Z$



Die Bilder a)..c) zeigen den prinzipiellen Verlauf einer elektrischen Spannung längs des Weges.

Je nach Anpassungssituation $R < Z$ oder $R > Z$ wird die Gesamtspannung U_A durch die reflektierte Spannung U_r erhöht, oder vermindert. Die Höhe der rücklaufenden Spannung U_r ist umso grösser, je mehr sich R und Z unterscheiden.

Sieht man die Leitung im elektrischen Sinne als Vierpol, so kann man für den **Ausgang** der Leitung einen **Reflexionsfaktor** p_A definieren, der vom Abschlusswiderstand R_a und vom Wellenwiderstand $Z = \sqrt{W_L \cdot W_K}$ des Vierpols abhängt:

$$\frac{R_a}{Z} = \frac{1 + p_A}{1 - p_A} \quad \text{oder} \quad p_A = \frac{R_a - Z}{R_a + Z} \quad \begin{array}{l} W_K = \text{Kurzschlusswiderstand,} \\ W_L = \text{Leerlaufwiderstand} \\ \text{des symmetrischen Vierpols} \end{array}$$

p_A drückt aus, welcher relative Anteil von U_E reflektiert wird, also ist $U_r = p_A \cdot U_E$.

3. Reflexionsdämpfung

Der log. Kehrwert $1/p_A$ wird als Rückflussdämpfung oder **Reflexionsdämpfung ar** bezeichnet.

$$a_r = 20 \lg \frac{R_a + Z}{R_a - Z} \quad \text{Für } R_a = Z \text{ wird sie unendlich gross.}$$

Benutzt wurden hier die in der mathematischen Behandlung der linearen Vierpole üblichen Zusammenhänge und Gleichungen. (s. z. B. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker C. Band 1, S.193..197 oder ä.)

Genauso wie für das Leitungsende lässt sich auch für den Leitungsanfang ein Reflexionsfaktor angeben

$$P_E = \frac{R_i - Z}{R_i + Z}$$

Die Reflexionsdämpfung beträgt wieder

$$a_r = 20 \lg \frac{R_i + Z}{R_i - Z} \quad \begin{array}{l} R_i = \text{Quellwiderstand} \\ \text{Für } R_i = Z \text{ wird sie} \\ \text{unendlich groß.} \end{array}$$

- Ist nur der Eingang fehlangepasst ergibt sich keine Reflexion.
- Ist nur der Ausgang fehlangepasst, kommt es zur einfachen Reflexion.
- Sind Ausgang **und** Eingang fehlangepasst kommt es zu **Mehrfachreflexionen**.

Wie sich eine Signalreflexion auf die Signalform auswirkt, hängt ausser vom Reflexionsfaktor p von der Signalanstiegszeit t_a und von der Leitungslänge (d.h. Signallaufzeit T) ab. Der Zusammenhang zwischen Signallaufzeit t und Leitungslänge l ist proportional und orientiert sich an der Lichtgeschwindigkeit $c_0 = 0.3 \cdot 10^9 \text{ m/s}$. Allerdings ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in allen Medien langsamer, als im Vakuum. Die geometrische Leitungslänge l ist um den Verkürzungsfaktor V_k kleiner, als die elektrische Wellenlänge $\lambda_{el.} = c_0/\text{Frequenz } f$. Es gilt

$\lambda_{geom.} = \lambda_{el.} \cdot V_k$ wobei

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_{LTG}}{c_0} \quad \begin{array}{l} c_{LTG} = \text{Ausbreitungsgeschw. Kabel} \\ c_0 = \text{Lichtgeschwindigkeit} \\ \epsilon_r = \text{Dielektrizitätskonstante der Leitung} \end{array}$$

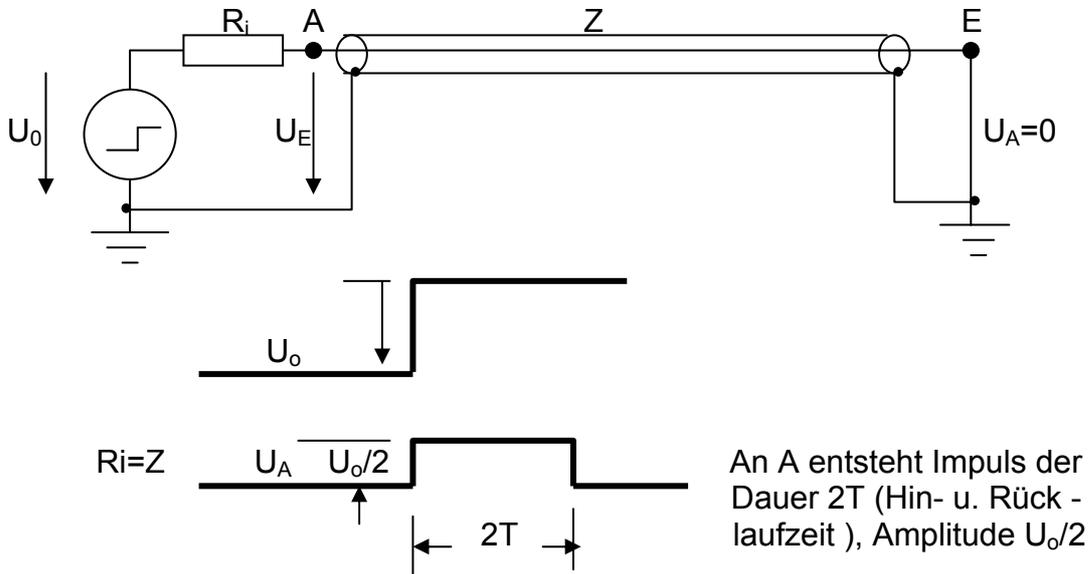
Nun ist 1/ Ausbreitungsgeschwindigkeit $\delta = \frac{1}{c_{LTG}} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = 3.33 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\text{ns}}{\text{m}}$

und die **Laufzeit** $t = \delta \cdot l = 3.33 \sqrt{\epsilon_r} \cdot l \text{ ns}$ l in m

Je nachdem, ob es sich um Kabel, oder um Leiterbahnen von gedruckten Schaltungen o. ä. handelt, werden die Laufzeiten bei gleicher geometrischer Länge etwas unterschiedlich sein. **Man kann mit einer Laufzeit von ca. 7ns/m rechnen.**

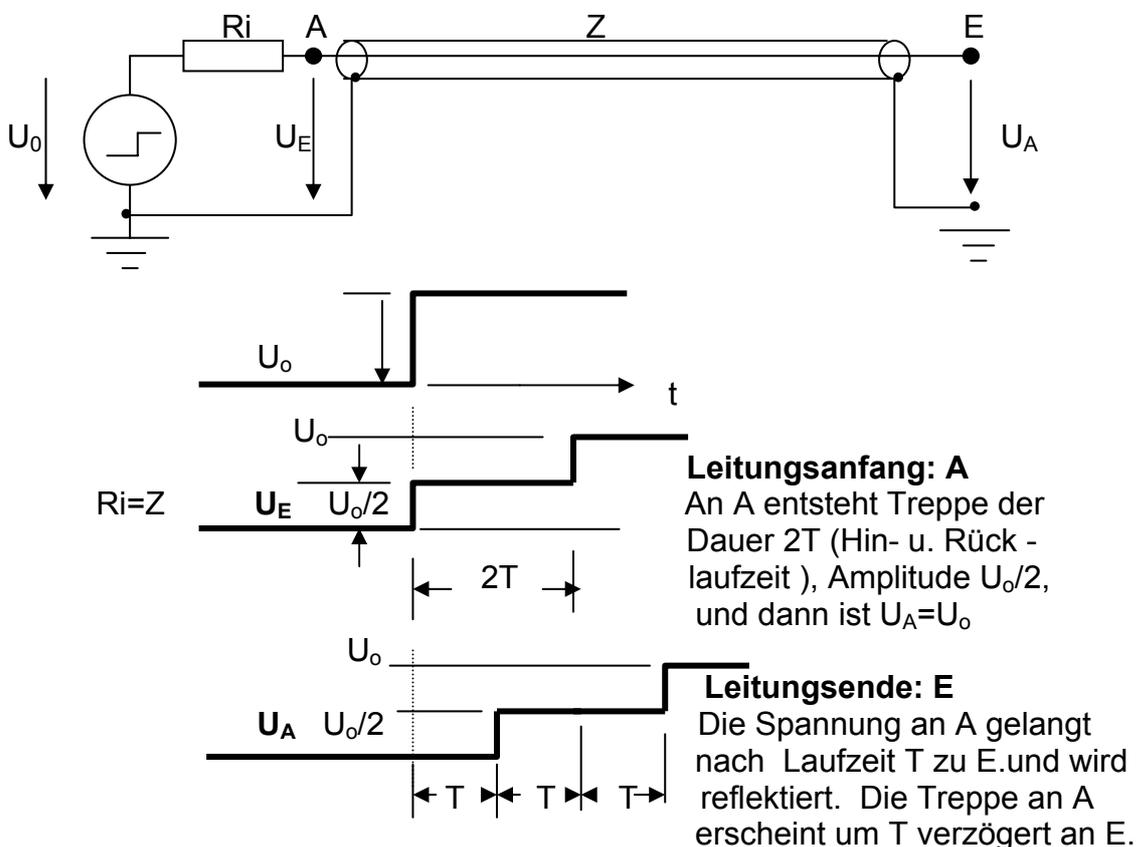
4. Beispiele für Pulsformen bei fehlangepassten Leitungen

4.1 kurzgeschlossene Leitung



Erklärung: An A erscheint - in die Leitung gesehen - zunächst Z und dann nach $2T$ der Kurzschluss 0 Ohm . Da $R_i = Z$ ist $U_A = U_0/2$ (Spannungsteiler)
Obwohl der Impuls am Generator andauert, ist er an A nach $2T$ beendet.

4.2 leerlaufende Leitung





Erklärung: An A erscheint - in die Leitung gesehen - zunächst Z und dann nach 2T der Leerlauf. Da $R_i = Z$ ist $U_A = U_0/2$ und dann nach 2T gleich der Leerlaufspannung des Generators U_0 . An E erscheint die erste Treppenstufe um T verzögert. Der weitere Verlauf der Treppe in A erscheint ebenfalls um T verzögert in E. Letztlich also auch U_0 . Man erkennt leicht, dass an E immer abgeschlossen werden muss, um eine Treppenbildung in A und E zu vermeiden.

4.3 Unterschiedliche Impedanzen $R_a \neq R_i \neq Z$

Das Reflexionsverhalten von kombinierten, unterschiedlichen Impedanzen kann nicht mehr pauschal beurteilt werden, wie bei 4.1, oder 4.2. Eine teils graphische, teils mathematische Lösungsmethode bietet das sogenannte **Lattice-Diagramm**. Die Vorgehensweise soll am Beispiel folgender Impedanzwerte gezeigt werden:

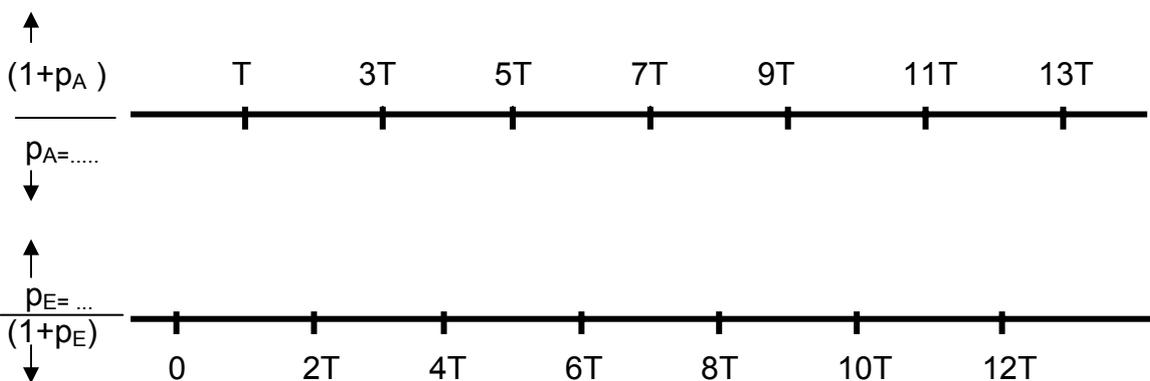
$$R_i = 37.5 \text{ Ohm}$$

$$R_a = \text{Leerlauf (unendlich)}$$

$$Z = 75 \text{ Ohm}$$

Die Spannung U_A am Ausgang setzt sich – wie schon gezeigt – aus den Anteilen U_E und U_r zusammen: $U_A = U_E + U_r = U_E (1 + p_A)$ weil wie gezeigt $U_r = U_E * p_A$

Zuerst werden zwei parallele Zeitskalen in beliebigem Abstand gezeichnet, die in Signallaufzeiten eingeteilt sind. Die obere Skala ist um die Signallaufzeit T, die das Signal benötigt, um einmal vom Anfang bis zum Ende zu gelangen, parallelverschoben:

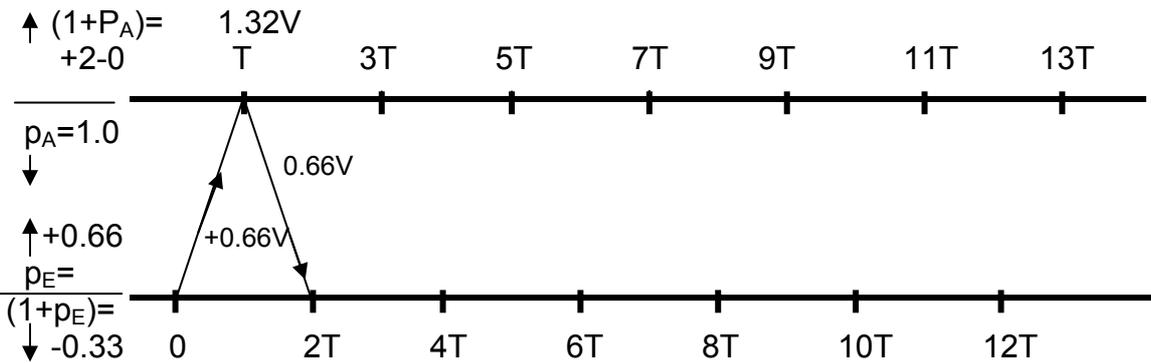


In die Skalen werden auch noch die Reflexionsfaktoren von Leitungsanfang p_E und Leitungsende p_A bzw. $(1 + p_E)$ und $(1 + p_A)$ wie gezeigt, eingetragen. Im Beispiel berechnen sich p_A und p_E zu:

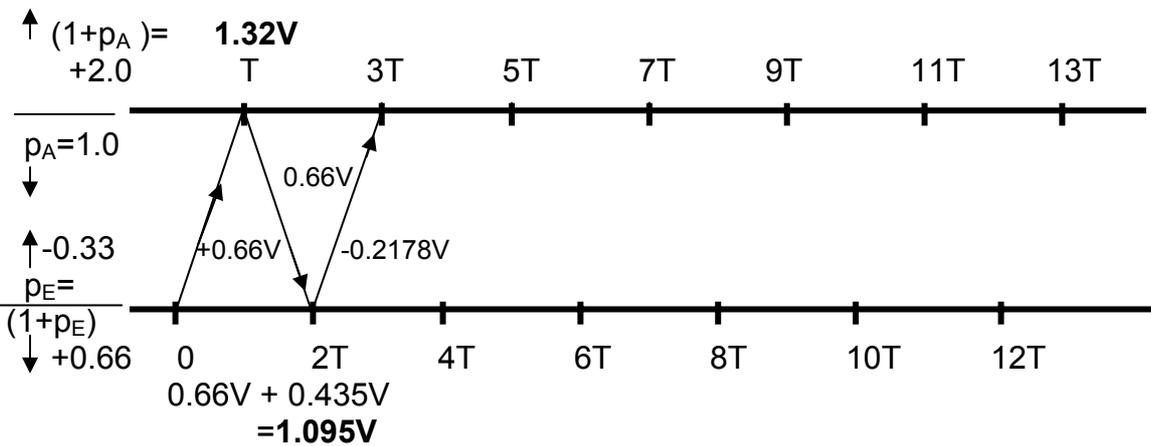
$$P_E = \frac{37.5 - 75}{37.5 + 75} = -0.33 \quad \longrightarrow \quad 1 + p_E = 0.66$$

$$P_A = \frac{L - 75}{L + 75} = \frac{1 - 75/L}{1 + 75/L} = 1 \quad \longrightarrow \quad 1 + p_A = 2$$

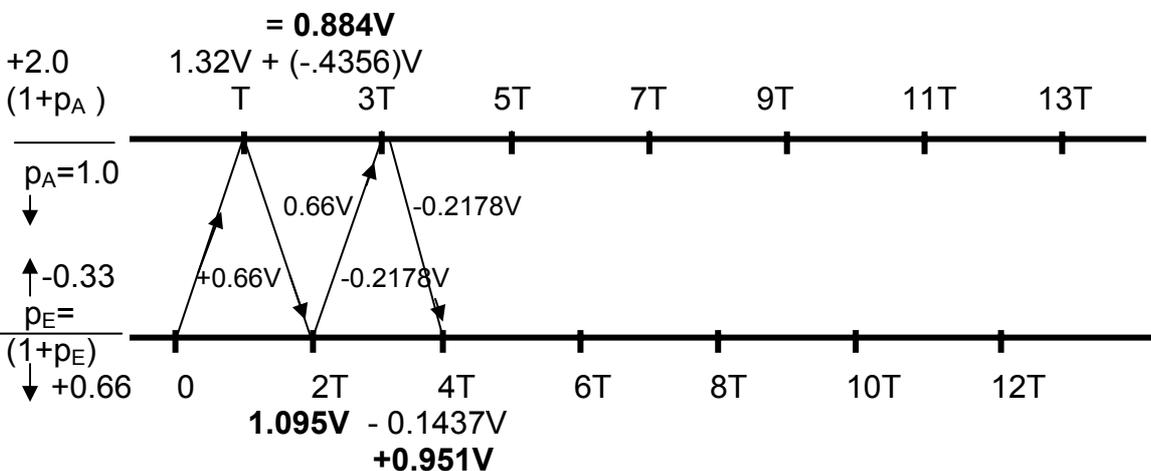
$L = \text{Leerlaufimpedanz} = \infty$



Ein Impuls mit einer Leerlaufspannung von z.B. $U_0=1V$ startet symbolisch bei 0, ist aber wegen des Spannungsteilers $R_i/Z = 37.5\Omega/75\Omega$ mit $p_E=0.66$ geteilt, also $0.66V$. An E liegen deshalb für die Zeit „2T“ $0.66V$ an. Da die Leitung am Ende „offen“ ist, werden dort, nach T mit $1+p_A = +2$ fach **erhöht**, $2 \times 0.66V = 1.32V$ anliegen bis zum Zeitpunkt $3T$. Da aber die angekommenen $0.66V$ voll mit $P_A = +1$ reflektiert werden, läuft eine Welle mit $0.66V$ auf der Leitung zurück, die am Leitungsanfang nach $2T$ ankommt.

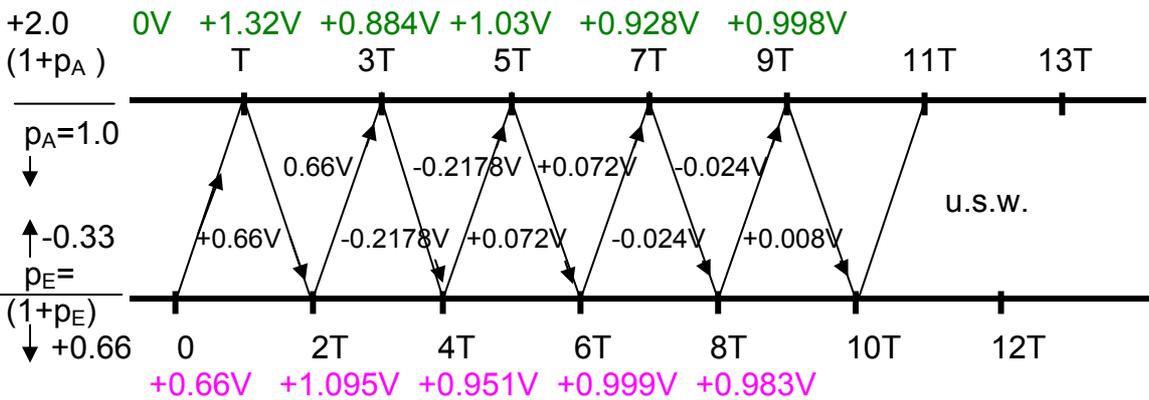


Zum Zeitpunkt $2T$ wird die ankommende Welle von $0.66V$ mit $1+p_E=0.66$ „empfangen“, dies ergibt den Wert $0.66 \times 0.66 = 0.435V$. Dieser Wert wird dem noch anstehenden Spannungswert $+0.66V$ **überlagert**. Die Gesamtspannung beträgt also $0.435 + 0.66 = 1.095V$. Die abgehende Reflexionsspannung beträgt (wegen $P_E = -0.33$) $0.66V \times (-0.33) = -0.2178V$ in Richtung $3T$.

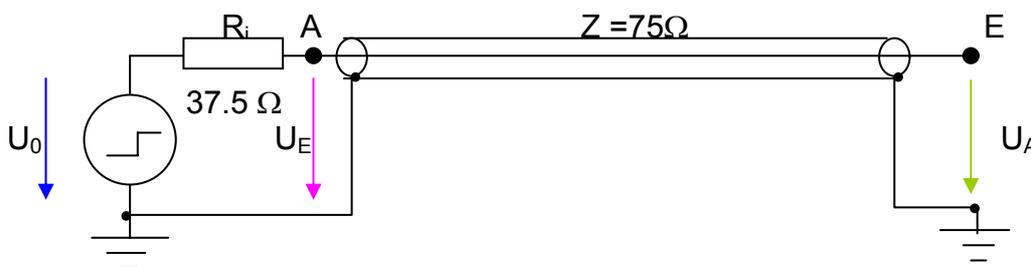
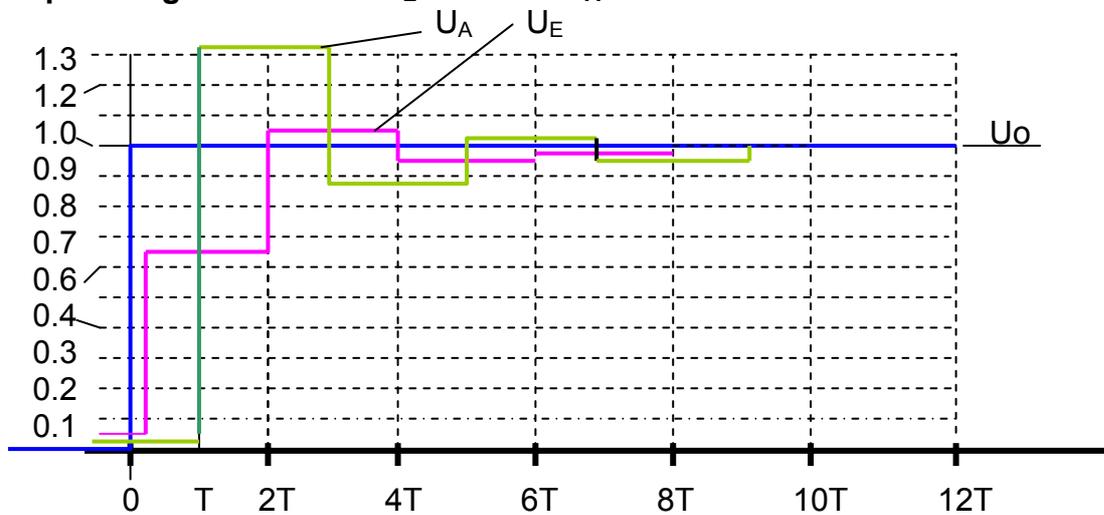


An 3T findet wegen $1+p_A=2$ eine Verdopplung statt: $2 \cdot (-0.2178) = -0.4356V$. Die Überlagerung mit 1.32V ergibt $1.32 - 0.4356 = \mathbf{0.884V}$ Gesamtspannung. Die von 3T in Richtung 4T laufende Spannung beträgt $-0.2178V$. Sie wird mit $1+p_E=+0.66$ bewertet und liefert $0.66 \cdot (-0.2178) = -0.1437V$. Dieser Wert überlagert sich den anstehenden $+1.095V$ zu $+0.951V$

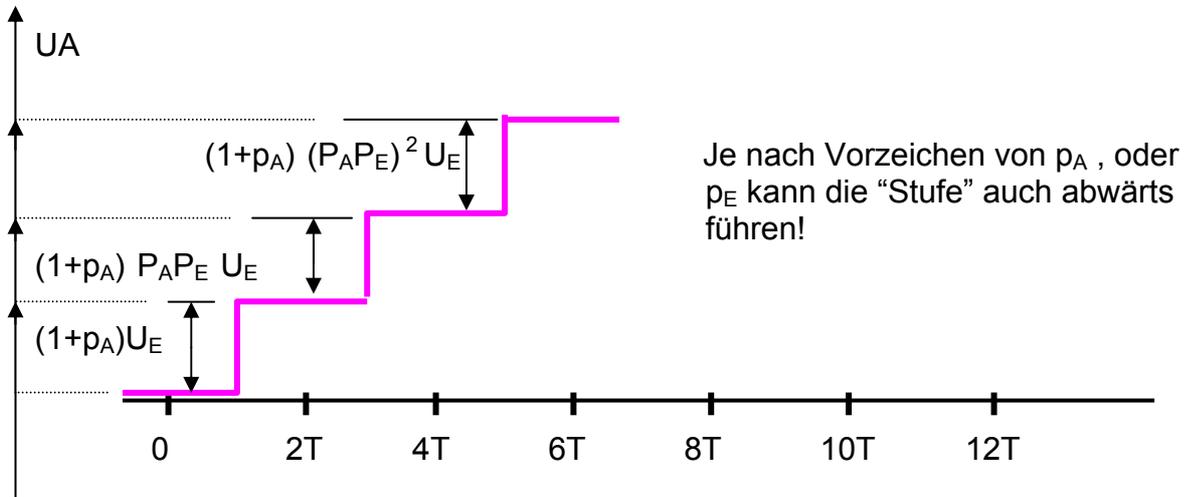
Die geschilderten Vorgänge wiederholen sich nun unbegrenzt. Dabei nähern sich U_E und U_A immer mehr dem Wert $+1V$ an. Die Schwankungen werden so klein, dass sie vernachlässigt werden können.



Der Spannungsverlauf von U_E und U_A lässt sich dann leicht aufzeichnen:



Allgemein lässt sich für die Spannung U_A an einem Leitungsende folgende Regel aufstellen (p_E = Reflexionsfaktor Eingang, p_A = Reflexionsfaktor Ausgang)

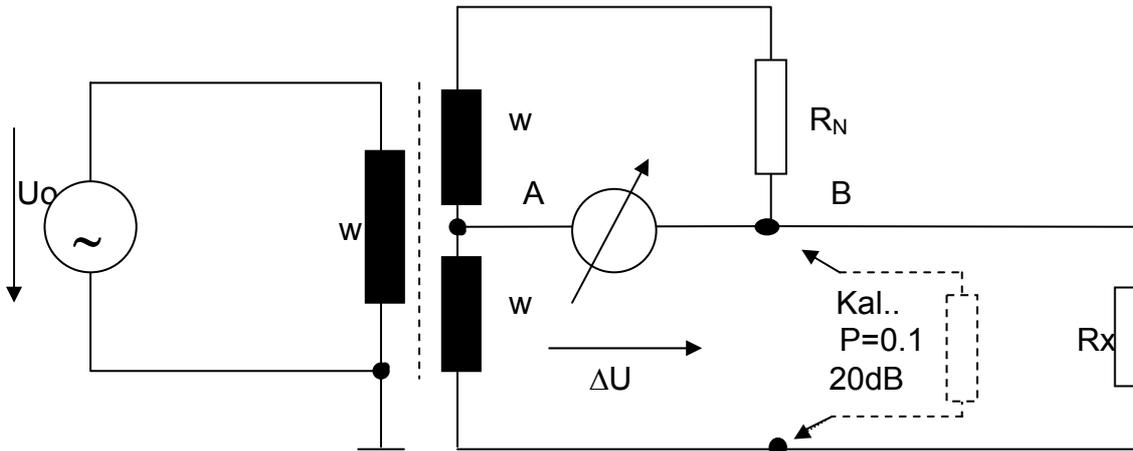


Sind die Reflexionsfaktoren p_E und P_A viel kleiner als 1, nimmt die Amplitude der Überschwinger sehr schnell ab. So ergibt z.B. $0.1 \times 0.1 \times 0.1 = 0.001$ für die 2. Stufe geringes Überschwingen und 0.1 für die 1. Stufe 10% Überschwingen. Dabei wurde $p_E = P_A = 0.1$, oder jeweils Reflexionsdämpfung $a_r = 20\text{dB}$ angenommen. Mit diesen Werten wird das Signal $1 \times \text{max. } 10\%$ überschwingen. An kann also anstelle des Einschwingverhaltens (Zeitverhalten) auch die Reflexionsdämpfung (Frequenzverhalten) messen.

Selbstverständlich werden in der Praxis keine „unendlich“ steilen Flanken auftreten. Sie werden verflacht und die Kuppen verrundet. Je langsamer U_0 ansteigt, umso weniger werden die Schwingungszüge ausgeprägt sein. Ist die Flankenanstiegszeit länger, als die Hin- und Rücklaufzeit, werden die Reflexionen u.U. unsichtbar. Damit sind Fehlanpassungen am Einschwingverhalten nicht mehr erkennbar.

5. Messung der Reflexionsdämpfung im Frequenzbereich

Die Messung der Reflexionsdämpfung erfolgt mittels einer Brückenschaltung im „Frequenzbereich“, während alle Überlegungen nach Kap.4 sich im „Zeitbereich“ abspielen. Die Brückenschaltung enthält in einem Zweig einen Normalwiderstand R_N , auf den sich die Messung bezieht.



R_N wird gleich dem Bezugswiderstand Z gewählt. Die beiden transformatorischen Brückenzweige sind exakt gleich groß (Mittelanzapfung). Das Messinstrument in der Brückendiagonale A-B ist hochohmig gegenüber R_N , oder R_x . Die Brücke wird nicht abgeglichen (Ausschlagsbrücke), weil kleine Ausschläge $\Delta U/U_o$ entsprechend kleinen Reflexionsfaktoren $p < 1$ gemessen werden sollen. Kalibriert wird mit einem externen Widerstand, der z.B. einen Reflexionsfaktor $p=0.1$ gegenüber R_N besitzt. Die 3 Wicklungsteile besitzen die gleiche Windungszahl w .

Berechnung der Ausgangsspannung $\Delta U/U_o$:

$$\Delta U = 2U_o \left(\frac{R_x}{R_x + R_N} - \frac{1}{2} \right) = 2U_o \frac{2R_x - (R_x + R_N)}{2(R_x + R_N)} = 2U_o \frac{R_x - R_N}{R_x + R_N}$$

Die relative Ausgangsspannung $\Delta U/U_o$ entspricht exakt dem doppelten Reflexionsfaktor

$$p_N = \frac{R_x - R_N}{R_x + R_N} \quad \text{also} \quad \Delta U/U_o = 2 * p_N$$

Damit ist eine einfache und eindeutige Messmöglichkeit gegeben. Benutzt wird ein selektiver Pegelmessplatz mit Mitlaufsender, so dass eine gemeinsame Frequenzeinstellung gewährleistet ist.

Bei Leerlauf wird $|\Delta U/U_o| = 2 \frac{\infty - R_N}{\infty + R_N} = \frac{2(1 - R_N/\infty)}{1 + R_N/\infty} = 2$ angezeigt.

Dies entspricht einer Dämpfung von 6dB bezogen auf U_o

Bei Kurzschluss wird $|\Delta U/U_o| = 2 \frac{0 - R_N}{0 + R_N} = 2$ angezeigt.

Dies entspricht wieder einer Dämpfung von +6dB bezogen auf U₀
 Die Phasenlage + / - wird nicht erkannt, ist aber auch nicht notwendig

Bei geringfügigem Unterschied zwischen R_x und R_N ergibt sich folgendes:

$$P_N = \frac{R_x - R_N}{R_x + R_N} = \frac{R_N + \Delta R_N - R_N}{R_N + \Delta R_N + R_N} = \frac{+\Delta R_N}{2R_N + \Delta R_N} = \frac{+\Delta R_N}{2R_N(1 + \Delta R_N/2R_N)}$$

Weil $+\Delta R_N / R_N \ll 1$ sein soll, ist folgende Näherung möglich:

$$\frac{1}{1 + x} \approx 1 - x \text{ für } x \ll 1$$

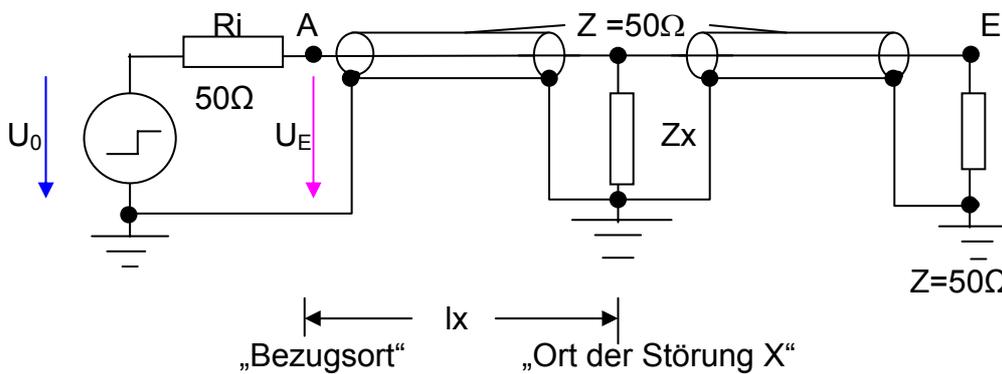
$$P_N \approx \frac{+\Delta R_N(1 - \Delta R_N/2R_N)}{2R_N} = \frac{+\Delta R_N - \cancel{\Delta R_N^2/2R_N}}{2R_N} \approx \frac{+\Delta R_N}{2R_N}$$

vernachlässigbar

Ergebnis: Der Reflexionsfaktor in % ist halb so groß, wie die prozentuale Widerstandsabweichung vom Bezugswiderstand R_N. Die relative Brückenausgangsspannung ist halb so groß wie die prozentuale Widerstandsabweichung.

6. Messung der Reflexionsdämpfung im Zeitbereich (TDRM = Time Domain Reflectometry Measurement)

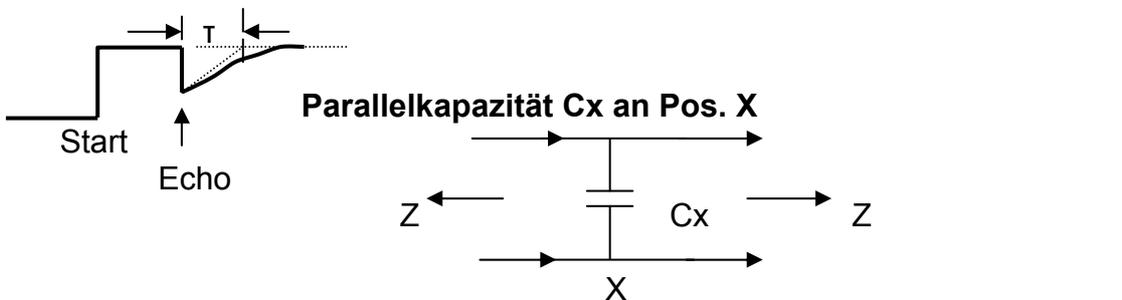
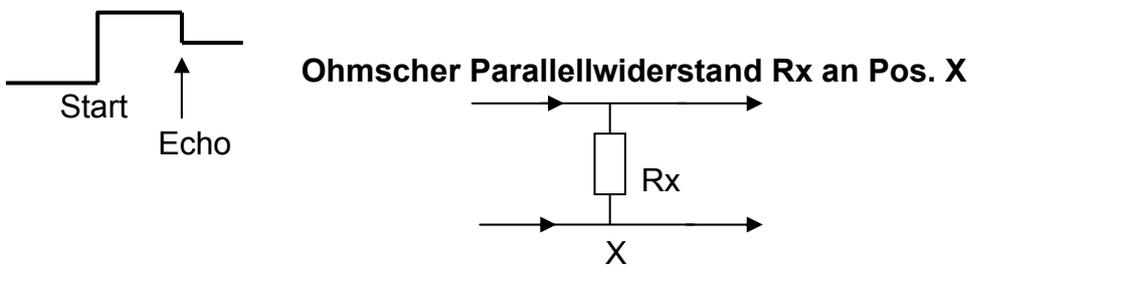
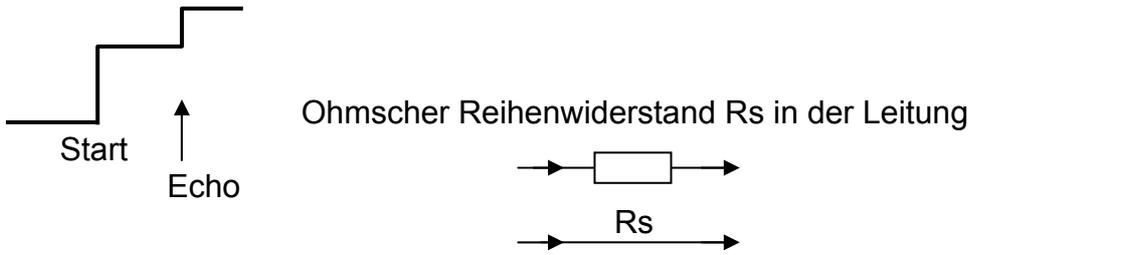
Eine Beurteilung des Ortes – räumlich gesehen - , an dem eine Reflexion auftritt ist mit dem Verfahren nach 5.) nicht möglich. Benutzt man ein Messverfahren, ähnlich wie es indirekt durch 4.) beschrieben ist, kann auch die räumliche Ortung einer Störung im Reflexionsfaktor erfolgen.



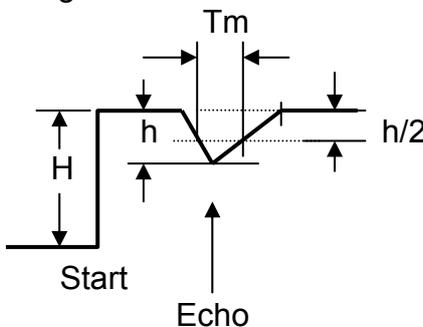
Das Prinzip verwendet einen sehr steilen Pulsanstieg, der meist durch eine Tunnelodiode erzeugt wird und sendet ihn in die zu beurteilende Leitung. Die rücklaufende Welle liefert im Reflexionsfall am Leitungseingang A einen eindeutigen Hinweis auf den Ort der Störung Z_x im Abstand l_x vom Leitungsanfang. Z_x kann ohmisch, kapazitiv, induktiv, oder eine Mischung aus allen dreien sein. Je nach „Art“ entsteht sowohl an A, wie an E ein laufzeitabhängiger Einschwingvorgang, dessen

Interpretation eine Aussage über die Impedanzart von Z_x erlaubt. Vorzugsweise wird dabei am Leitungsanfang A mit einem speziellen Oszilloskop der Einschwingvorgang aufgezeichnet. Das Verfahren wird unter der Bezeichnung Impulsreflektometrie (TDRM = Time Domain Reflectometry Measurement) geführt.

Zur Interpretation des Echos kann nach folgender Aufstellung verfahren werden:



Im „Idealfall“ (unendlich steiler Impulsanstieg!) würde sich eine e-Funktion ergeben, praktisch entsteht ein näherungsweise dreieckähnlicher Impuls, der folgendermaßen ausgewertet werden kann:



relative Dreiecksfläche $\tau \approx T_m \cdot h / H$ (z.B. in ns, wenn b in ns gemessen, h und H je in Skt.)

Da $\tau = C_x \cdot Z/2$ (man sieht je Z nach beiden Leitungsseiten) wird

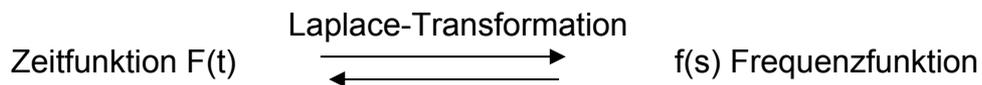
$$C_x \approx \frac{2 \cdot T_m \cdot h}{Z \cdot H}$$



Die tatsächliche Einschwingzeit Sender-Empfänger ist **nur vernachlässigbar**, wenn die „störenden“ Blindelemente L und C gross sind, d.h. die Zeitkonstanten $T = C \cdot Z/2$ bzw. $\tau = 2L/Z$ groß sind im Vergleich zu den Einschwingzeiten T_m des verwendeten Signals und Empfängers. Praktisch ist es jedoch meist umgekehrt: Man möchte auch kleinere Störungen messen. Die Einschwingzeit des Systems T_m ist dann oft **größer**, als die zu bestimmende Zeitkonstante. Man erhält dann als Einschwingvorgang der „Störung“ nicht eine „e-Funktion“, sondern durch Verrundung praktisch die des Systems, oder ein etwa dreieckförmiges Signal. Dessen Fläche ist näherungsweise als Rechteck $F = T_m \cdot h$ bestimmbar, was wiederum z.B. der Fläche $F = \tau = C \cdot Z/2$ entspricht. Die Näherung ist umso besser, je größer die Einschwingzeit T_m gegenüber den Zeitkonstanten ist.

2 Grundlagen der Berechnung des „Störungsverhaltens“

Benutzt wird die Beziehung zwischen Zeitfunktion $F(t)$ und Frequenzfunktion $f(s)$, wie sie mittels der Laplace-Transformation beschrieben werden kann.



Ein am Leitungsanfang anliegender Rechtecksprung $F(t) = X_s(t) = 1$ lässt sich im Frequenzbereich besonders einfach als $X(s) = 1/s$ beschreiben

Wenn eine (verlustfrei angenommene) Leitung mit einem frequenzabhängigen Reflexionsfaktor $ro(s)$ abgeschlossen ist, transformiert sich der Reflexionsfaktor als $r(s) = ro(s) \cdot e^{-s \cdot 2l/v} = ro(s) \cdot e^{-sT}$ an den Leitungsanfang.

- Dabei ist $s = \sigma + j\omega$ die Variable im Frequenzbereich der Laplace-Transformation

- v ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf der Leitung, $T = 2l/v$ ist die sich ergebende Laufzeit
- $r(s)$ ist in der Schreibweise der Laplace-Transformation angeführt.

Beispiel mit einer Kapazität C in Entfernung l vom Leitungsanfang:

Die Sprungantwort $X_e(t)$ lässt sich im Frequenzbereich folgendermassen beschreiben

$$\text{○} \text{---} \text{●} \quad X_e(s) = \text{Sendefunktion } X_s(s) \cdot \text{Reflexionsfaktor } r(s) = 1/s \cdot ro(s) \cdot e^{-sT}$$

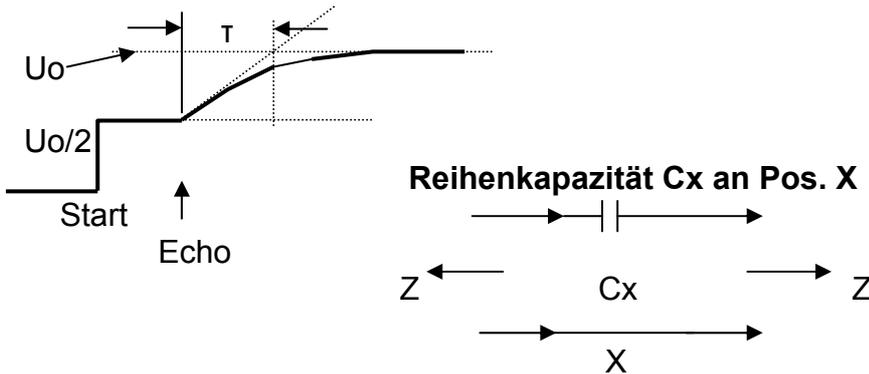
$$\text{wobei } ro(s) = \frac{(1/sC \parallel Z) - Z}{(1/sC \parallel Z) + Z} = \frac{-s}{2/ZC + s}$$

$$X_e(s) = 1/s \cdot \frac{-s \cdot e^{-sT}}{2/ZC + s} = \frac{-e^{-sT}}{2/ZC + s} \quad \leftarrow \text{nur Phasendrehung!}$$

Die Rücktransformation in den Zeitbereich lautet für $f(s) = \frac{1}{s - \alpha}$:

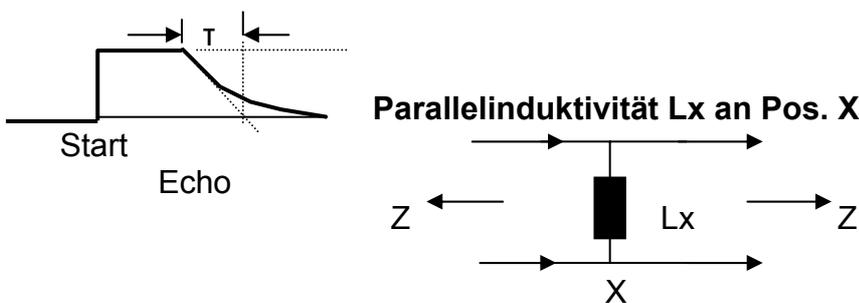
● — ○ $f(t) = e^{\alpha t}$ \longrightarrow $f(t) = e^{-2/ZC \cdot t}$ \longrightarrow dies ist eine e-Funktion!

Die Form der e-Funktion wird „verrundet“, wenn die Systemeinschwingzeit T_m größer ist, als die Zeitkonstante $ZC/2$.



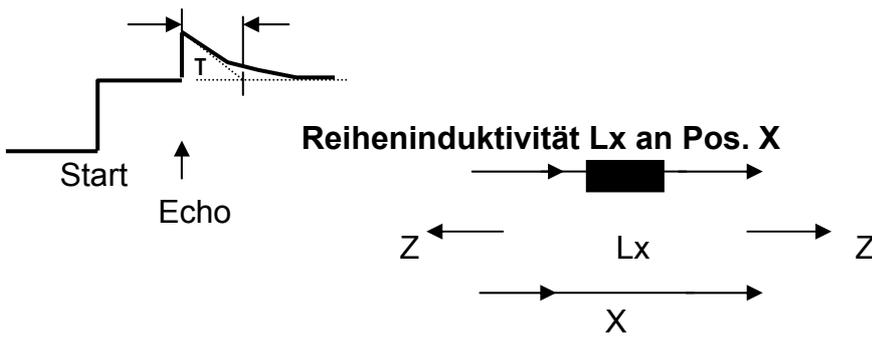
An der Störstelle X existiert zunächst ein „Kurzschluss“ durch den ungeladenen Kondensator Cx. Er lädt sich auf über $Z + Z = 2Z$. Am Ende der Aufladung ist die Leitung offen, d. h. Am Leitungsanfang (Messpunkt A) steht die Leerlaufspannung U_o an.

$$C_x \approx \frac{T}{2Z}$$

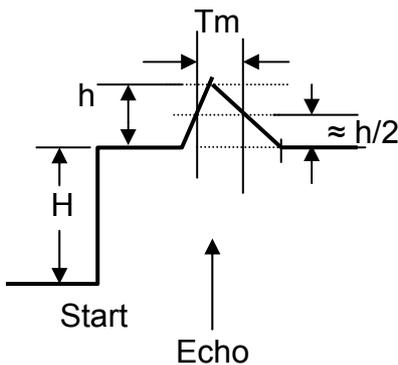


An der Störstelle X wird die Induktivität zunächst nicht „wahrgenommen“. Die Leitung erscheint ideal abgeschlossen. Nach dem Einschwingvorgang $\tau = 2L_x / Z$ wird die Leitung kurzgeschlossen und an A wird die Spannung $U_e \approx 0$

$$L_x = \frac{\tau \cdot Z}{2}$$



Im „Idealfall“ (unendlich steiler Impulsanstieg!) würde sich eine e-Funktion ergeben, praktisch entsteht ein näherungsweise dreieckähnlicher Impuls, der folgendermaßen ausgewertet werden kann:



relative Dreieckfläche $\tau \approx T_m \cdot h / H$ (z.B in ns, wenn b in ns gemessen, h und H je in Skt.)

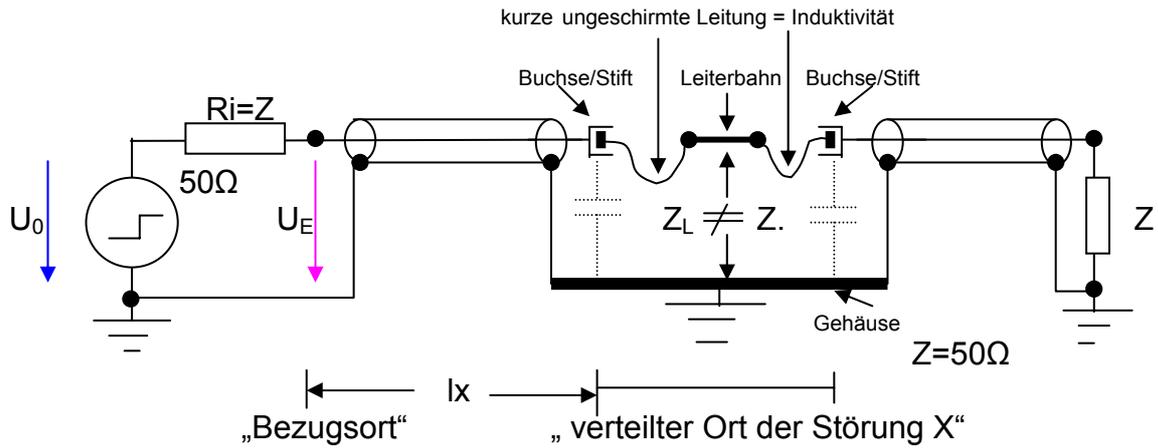
Da $\tau = L_x / 2Z$ (man sieht je Z nach beiden Leitungsseiten in Serie) wird

$$L_x = \frac{2 \tau Z}{1} \approx \frac{2 \cdot T_m \cdot h \cdot Z}{H}$$

Probleme bei der Auswertung:

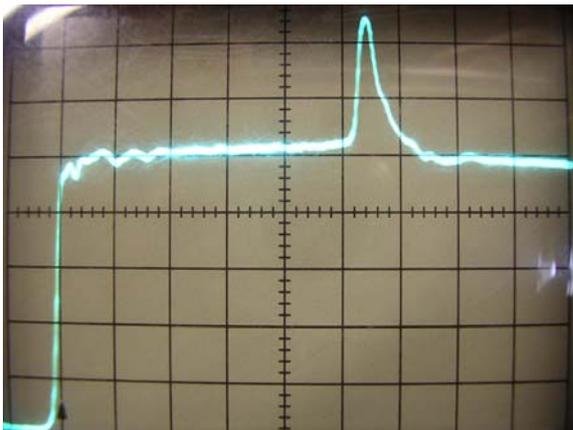
In den vorgenannten Ausführungen wird stets davon ausgegangen, dass die „Störung“ durch **eine** konzentriert wirkende Induktivität oder Kapazität verursacht wird und der weitere Verlauf des Leitungszuges **reflexionsfrei abgeschlossen** ist. In der Praxis können aber durchaus sowohl verteilte Induktivitäten bzw. Kapazitäten platziert sein, wie auch nachfolgende Fehlabschlüsse vorkommen. Dadurch können sich dann „Störungsbilder“ ergeben, die nicht mehr eindeutig identifizierbar sind. Kommen außerdem im Leitungszug **mehrere** Störstellen vor, so überlagern sich **Mehrfachreflexionen** und eine eindeutige Auswertung ist erschwert. Es empfiehlt sich, das Restleitungsstück ab der Störstelle durch ein bekanntes, passendes (in Länge, Abschluss und Z-Wert) Leitungsstück zu verlängern, um auch schwache Reflexionen am (unvollkommen angepassten) Leitungsende zeitlich so weit zu verschieben, dass ihr Rücklauf nicht zeitlich in die zu untersuchende Störstelle fällt.

Der Trick mit der Zusatzleitung gilt auch für den Leitungsanfang, wo es sich durchaus als zweckmäßig herausstellen kann, wenn ein bekanntes Leitungsstück als Orientierungshilfe eingefügt wird.

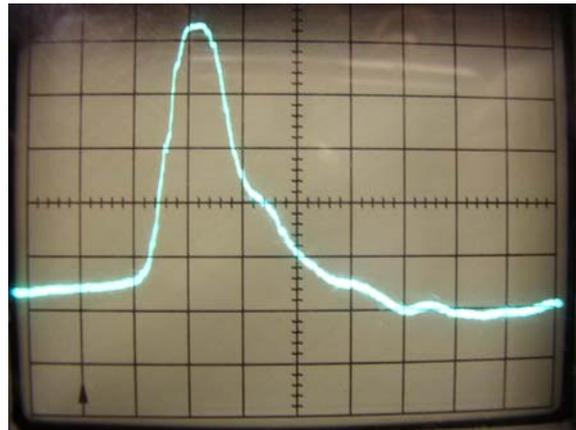


Praktisch vorkommendes „Netzwerk einer Störung“: Einzelne Elemente des zwischengeschalteten „Störers“ können nicht mehr erkannt werden. Das ganze Netzwerk reagiert entweder „kapazitiv“, oder „induktiv“. Meistens überwiegen die induktiven Anteile der ungeschirmten Leitungsanschlüsse.

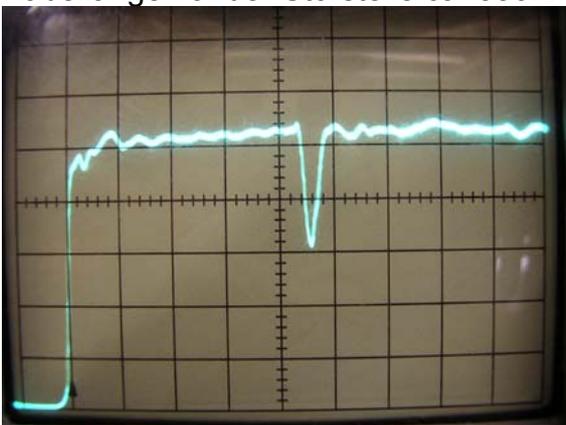
Beispiele:



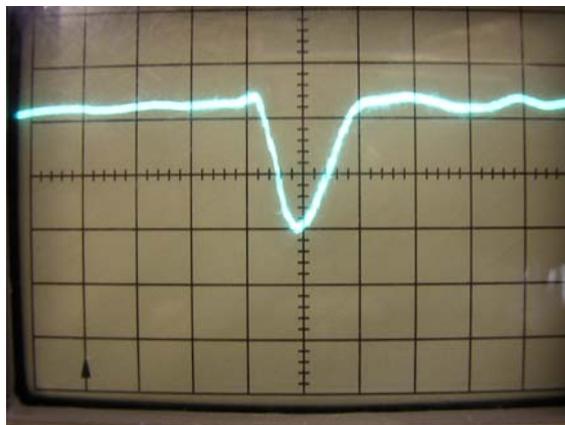
Koaxsystem 50-Ohm ca. 2cm geöffnet
Ergibt fast ideale Induktivität!
Kabellänge vor der Störstelle ca. 55cm



wie links, jedoch vergrößert



Koaxsystem nur wenig geöffnet,
Öffnung mit Kapazität 5pF belastet
Kabellänge vor der Störstelle ca. 45cm



wie links, jedoch vergrößert

50-Ohm-Kabel über T-Stück an 75-Ohm-Kabel gekoppelt. Der leerlaufende Anschluss am T-Stück stellt eine kapazitive Belastung dar.

