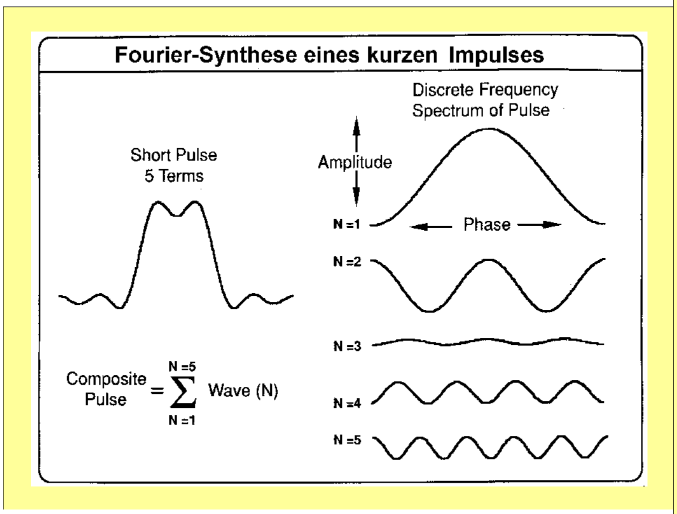
2. Impulse auf Leitungen - Elektrische Grundlagen

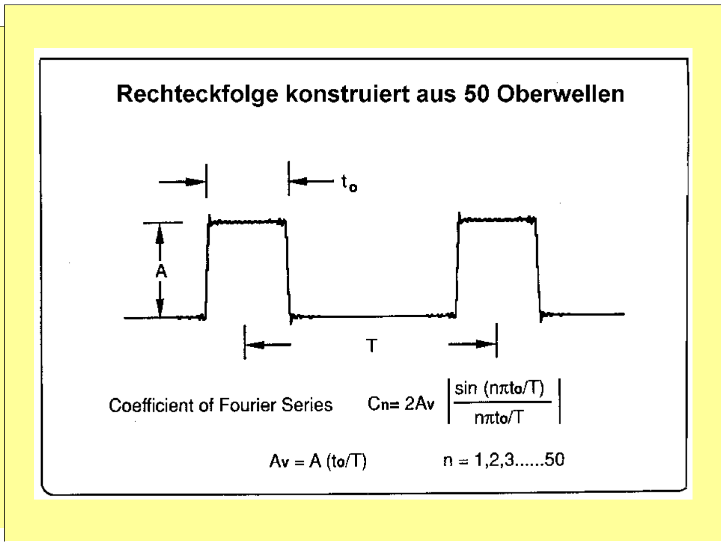
2.1 Impulsfolgen, Oberwellen, Fourierspektren

Jede sprunghafte Stromänderung, also jeder Schaltimpuls, erzeugt ein Spektrum von elektromagnetischen Schwingungen, die sich als Wellen auf Leitungen und auch im Raum (Abstrahlung) ausbreiten. (Erste Funkverbindungen (Marconi) waren Funkenstrecken !)
Der Wellencharakter von Impulsen tritt aber erst in Erscheinung, wenn die Wellenlänge der EM-Schwingungen in die Größenordnung der Leitungslänge kommt.

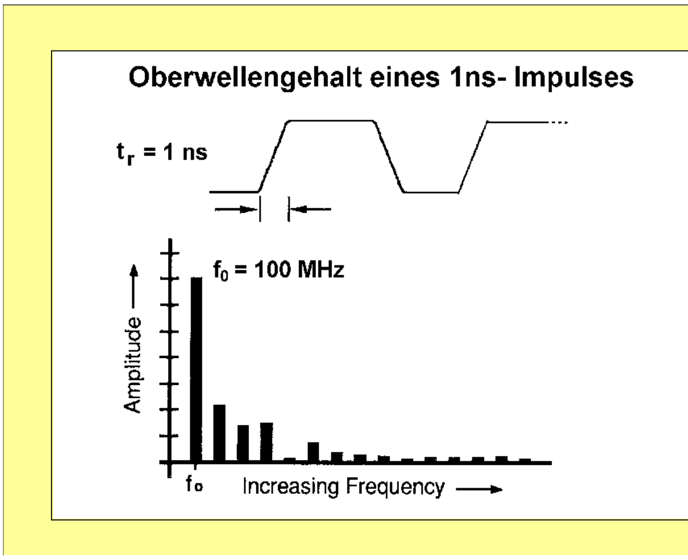
Impulse erzeugen ein sog. **Fourier-Spektrum** von Oberschwingungen verschiedener Intensität. Das Puls-/Pausenverhältnis ist maßgeblich für die Intensität, die höchsten Frequenzen im Spektrum hingegen werden durch die Steilheit der Impulsflanken bestimmt.

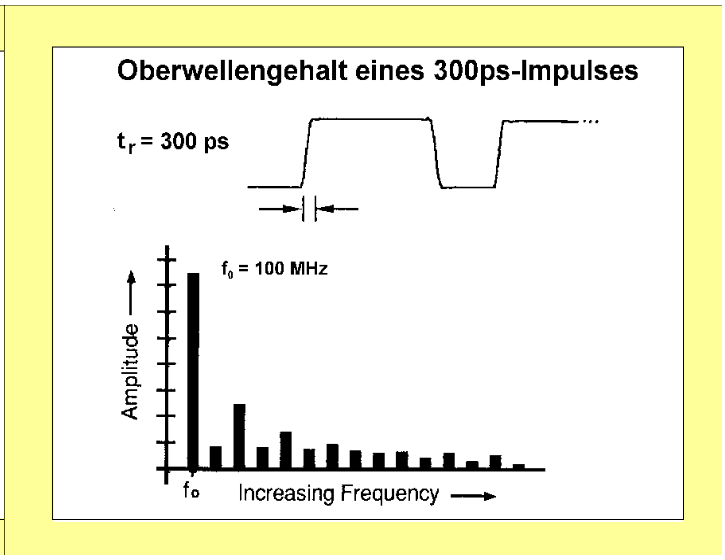
Je steilflankiger ein Impuls, desto mehr Oberwellen werden für seine Synthese benötigt, physikalisch heißt das, je steiler die Anstiegsflanke (oder Abfallflanke) des Impulses, desto höher ist sein Oberwellengehalt.





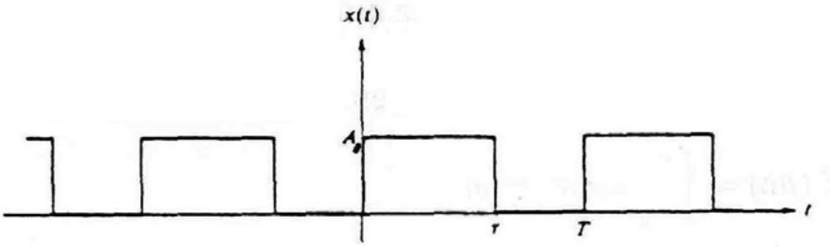
Das Frequenzspektrum erstreckt sich von der Grundfrequenz (max. Amplitude) mit abnehmender Amplitude bis zu Vielfachen dieser Grundfrequenz. Die Reichweite des Spektrums ist dabei abhängig von der Anstiegszeit der Impulsflanken



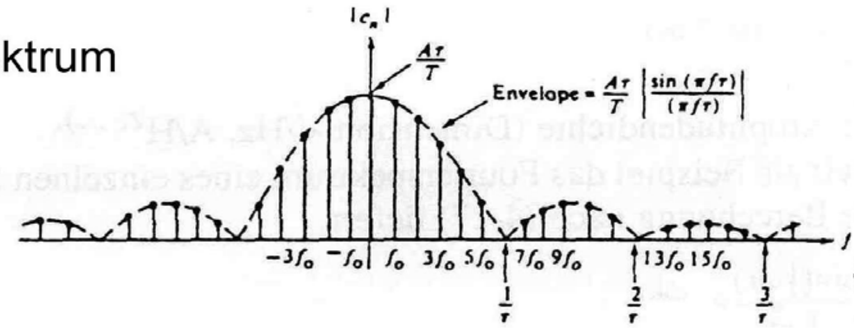


Fourierdarstellung eines Rechteckimpulses

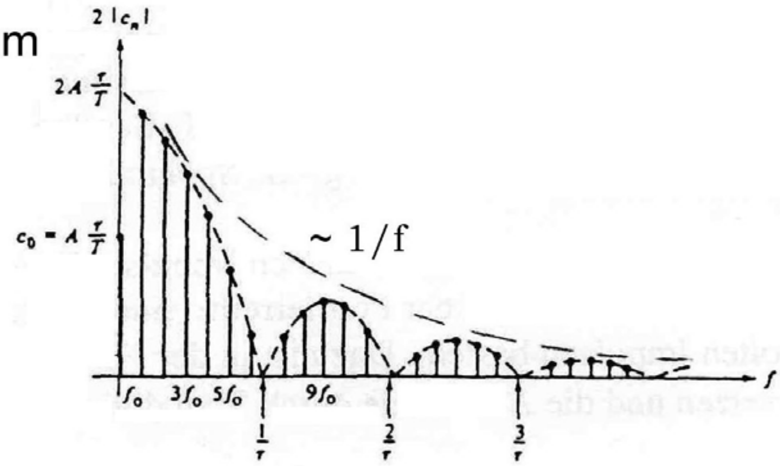
1. Zeitbereich



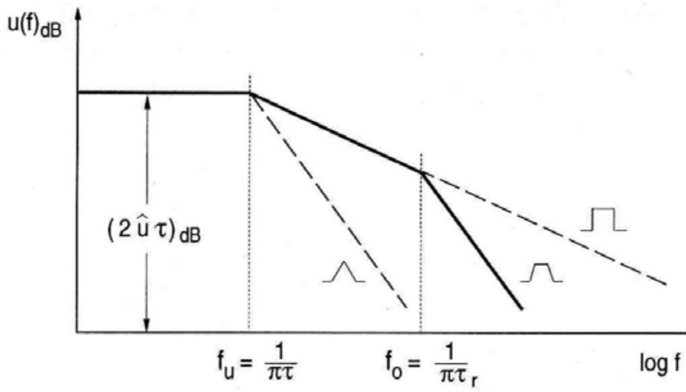
2. Zweiseitiges Amplitudenspektrum (mit Einhüllkurve)



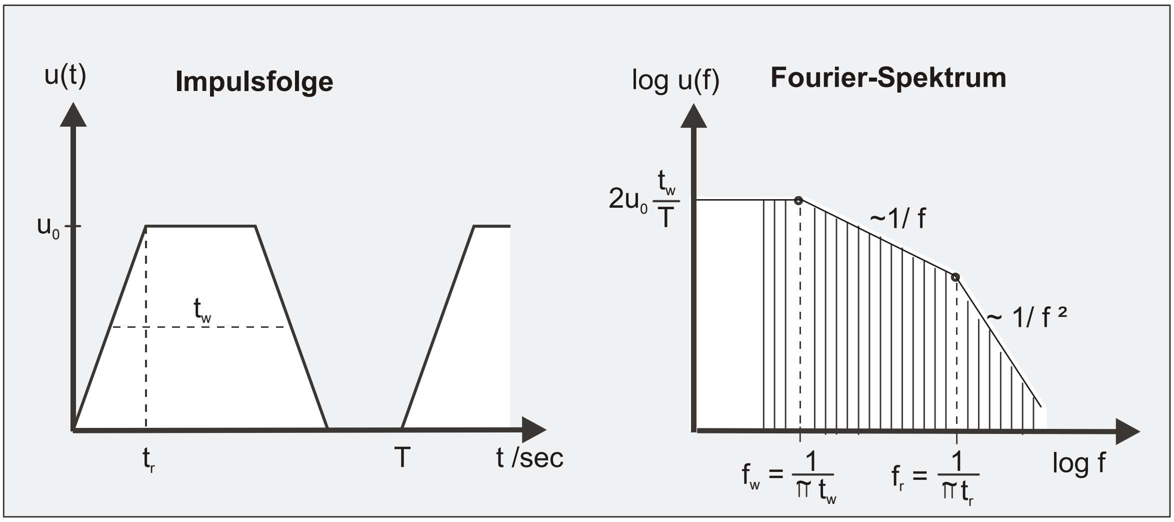
3. Einseitiges Amplitudenspektrum (lineare Darstellung)



4. Logarithmische Darstellung der Einhüllenkurven



HF-Spektrum einer Trapez-Impulsfolge



Grenzfrequenz: $f_r = 1/\pi\, t_r$

$t_r = 1$ ns => $f_r \approx 320$ MHz

unabhängig von der Taktfrequenz !!

IMP_LP3A

Merke: Die Reichweite des Störspektrums von Impulsen bzgl. hoher Frequenzen wird durch die **Flankensteilheit t_r** (risetime oder falltime) der Impulse bestimmt, d.h. nicht durch die Taktfrequenz der Impulsfolge !

Da also die vorgegebene Bauteile-Schnelligkeit über die Oberwellen entscheidet und nicht die vom Entwickler vorgebbare Taktfrequenz, hängt die Entscheidung, in wie weit man von High-Speed-Elektronik sprechen muss, nur bedingt von den Produkterfordernissen ab, sondern in erster Linie von den am Markt verfügbaren Bauteilen und ihren Schaltgeschwindigkeiten. Diese werden aufgrund immer kleinerer Strukturen d.h. geringerer Schaltkapazitäten, ständig immer schneller - auch ohne, dass dies für die geforderte Entwicklung immer notwendig ist.

<u>Für die verschiedenen TTL-Logikfamilien bedeutet dies:</u>

LS, ALS, HCMOS - Bausteine (mit $t_r \approx$ 8 ..12 ns) : $f_r \approx$ **40 MHz Grenzfrequenz !**
Fast, S, AS, ACT - Bausteine (mit $t_r \approx$ 2 ... 5 ns) : $f_r \approx$ **150 MHz Grenzfrequenz !**
ECL, GaAs, GTL - Bausteine (mit $t_r \approx$ 0,2... 1 ns): $f_r \approx$ **1,5 GHz Grenzfrequenz !**

<u>Die im Impuls enthaltene Hochfrequenz verursacht vielfältige Störungen:</u>

* **Potential-Sprünge** infolge der Leitungs-Impedanz ⇒ Fehlfunktionen
* **Leitungskopplung** zwischen Leitungen / Leiterschleifen ⇒ Übersprechen
* **Resonanzeffekte** auf Leitungen und Potentiallagen ⇒ Störabstrahlung
* **Impuls-Reflexionen** an Leitungsenden/Durchkontaktierg. ⇒ Fehltriggerungen

Kritische Leitungslänge

Frequenz- bzw. Wellenlängenbetrachtung

Die beiden letztgenannten HF-Effekte werden ab einer kritischen Länge der Leiterbahnen wirksam, sobald sie in die Größenordnung der Wellenlänge der höchsten im Impuls-Spektrum enthaltenen Frequenzen kommen. Da die höchsten Frequenzen noch deutlich über der Grenzfrequenz f_r liegen, muss die **kritische Länge** l_{krit} also deutlich kleiner als die Wellenlänge λ sein.

Krit. Länge : $l_{krit} \approx \lambda/10 = v_{Sig} / f_r \; 10 = \pi \cdot t_r \cdot v_{Sig}/10 = \pi \cdot t_r \cdot c / \sqrt{\varepsilon} \; 10 \approx$ **4,7 cm** $\cdot t_r / ns$

$\varepsilon_r \approx 4$ (LP-Material) c = Lichtgeschwindigkeit (30cm/ns), v_{Sig}= Signalgeschwindigkeit

Impuls-Laufzeitbetrachtung

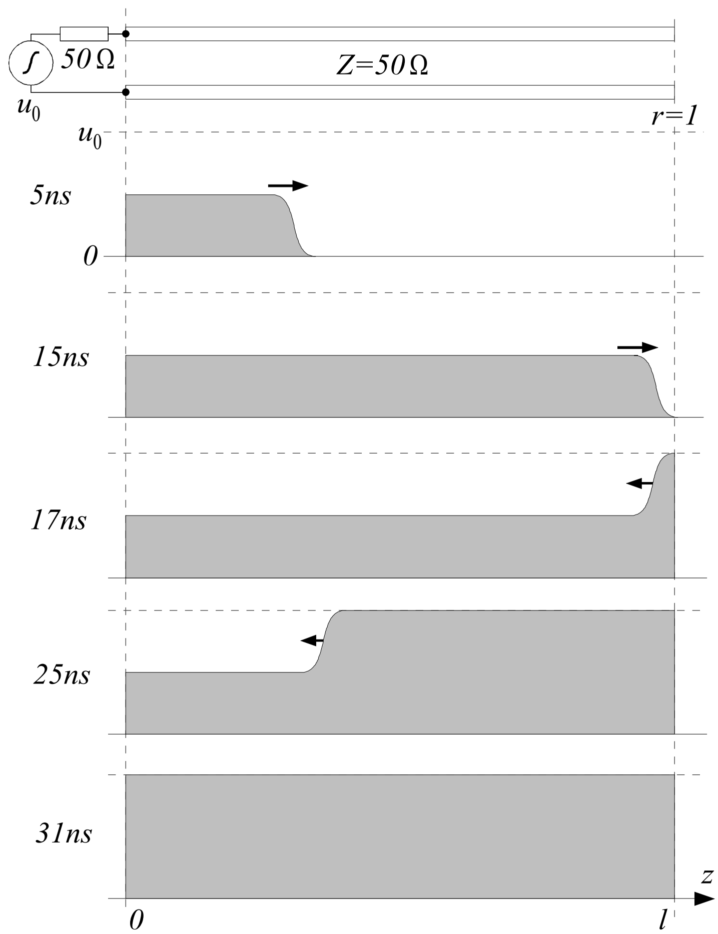
Es gibt andere Definitionen der kritischen Länge, die die Laufzeit auf der Leitung heranziehen.

Von einen schnell schaltenden IC-Ausgang breitet sich die Impulsfront wie eine Welle auf der Leitung aus. Am Leitungsende angekommen kann der Strom nicht weiterfließen, wenn wir annehmen, dass der Empfänger-Eingang hochohmig ist. Die Induktivität der Leitung treibt den Strom weiter und führt zu einer zum Sender zurücklaufenden Welle. Wenn nun der Sender erneut schalten würde, bevor die reflektierte Welle angekommen ist, käme es zu einer Kollision der Impulsfronten und damit zu einer starken Störung des Nutzsignals.

Somit entspricht die kritische Länge einer Leitung
(= einfacher Weg vom Sender zum Empfänger)
der Hälfte der von der Impulsfront in der Zeit t_r zurückgelegten Strecke:

$$l_{Imp} = v_{Sig} \cdot t_r = c / \sqrt{\varepsilon} \cdot t_r \approx 15 \text{ cm/ns} \cdot t_r$$

$$\Rightarrow \quad l_{krit} \approx 0{,}5 \; l_{Imp} \approx 7{,}5 \text{ cm} \cdot t_r /\text{ns}$$

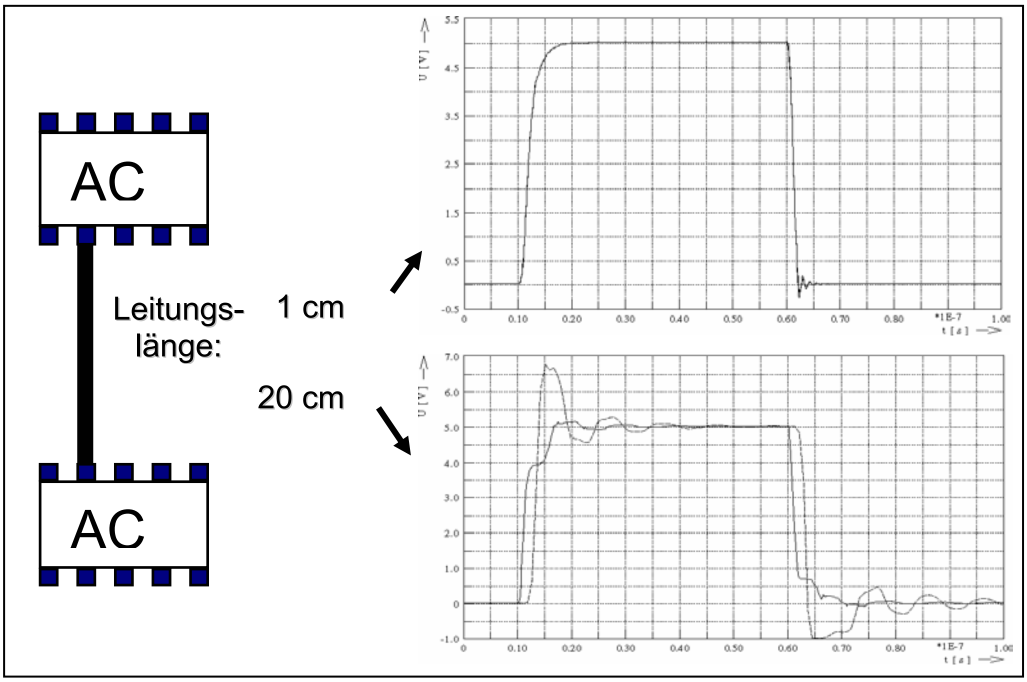


Dabei wurde aber nur der Flankenbeginn (Fußpunkt) betrachtet. Damit ein Nachfolgeimpuls bei erneutem Schalten des Senders nicht auf die noch rückfließende Flanke trifft, muss noch eine weitere Zeit t_r abgewartet werden bis die Impulsfront beim Sender vollständig durchgelaufen ist. Da wir hier gerade den Grenzfall betrachten, also die minimale Länge, bis zu der noch keine Übertragungsstörungen auftreten, geht es eben gerade um die Ausbreitung (Länge) der Impulsflanke (Front) selbst.

Der Gesamtzeit von 3 x t_r entspricht (für $\varepsilon_r \approx 4$) eine kritische Leitungslänge von

$$l_{krit} \approx 0{,}33 \cdot l_{Imp} \approx 5 \text{ cm} \cdot t_r /\text{ns}$$

Je nach Definition schwanken die Werte für die kritische Länge zwischen 3,5 und 7,5cm · t_r /ns. In der Praxis ist die Grenze nicht scharf. Störungen wie Überschwinger treten bereits ab ca. 3...4 · t_r /ns auf, müssen aber noch nicht dramatische Folgen haben. Diese hängen vom zulässigen Störabstand ab.



Wir verwenden im Weiteren die Beziehung für Leiterplatten mit einem $\varepsilon \approx 4$ *(FR4-Material)*

Kritische Länge von Leiterbahnen auf LP: $l_{krit} \approx$ **5cm · t_r /ns**

Das heißt, alle Signalleitungen, für die das Verhältnis Länge l geteilt durch Signalanstiegsdauer t_r größer als 5 cm /ns wird, sind als kritische Leitungen für die Impulsübertragung einzustufen. Impulse auf diesen *elektrisch langen* Leitungen werden stark gestört durch die am Leitungsende oder an Verzweigungen entstehenden Reflexionen. Um dies zu vermeiden, müssen diese Leitungen als Wellenleiter mit Abschlusswiderständen ausgeführt werden.

Kritische Leitungslängen für die verschiedenen Logikfamilien:

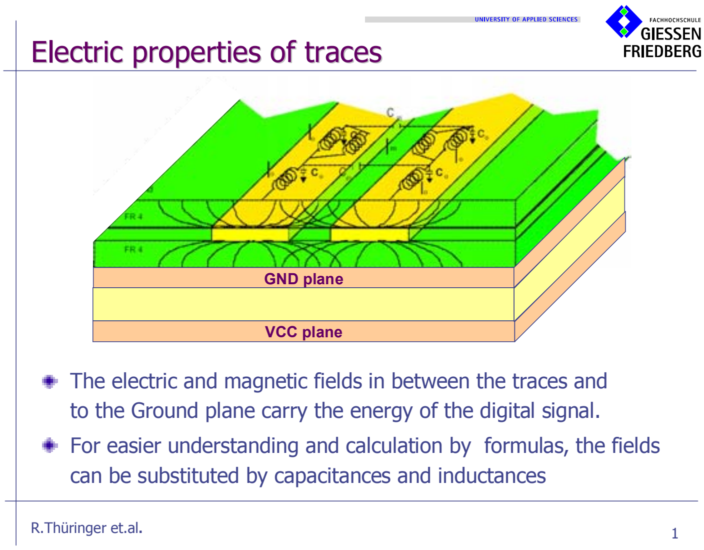
LS, ALS, HCMOS - Bausteine (mit $t_r \approx$ 8 ..12 ns) : **$l_{krit} \approx$ 40 ... 60 cm**
Fast, S, AS, ACT - Bausteine (mit $t_r \approx$ 2 ... 5 ns) : **$l_{krit} \approx$ 10 ... 25 cm**
ECL , GaAs, GTL - Bausteine (mit $t_r \approx$ 0,2 ...1 ns) : **$l_{krit} \approx$ 1 ... 5 cm**

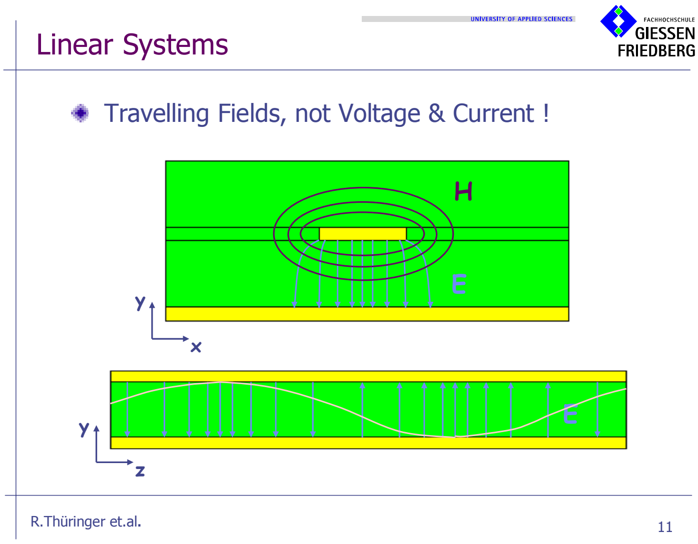
$\Rightarrow$ **Merke:** Alle kritischen Leitungen müssen als Wellenleiter, d.h. als Leiterbahnen mit definierter Impedanz mit Abschluss- oder Anpasswiderständen ausgeführt werden !

2.2 Impulsausbreitung

Die Signalimpulse auf Leiterplatten werden durch geätzte Kupferleiterbahnen transportiert (typische Cu-Schichtdicken sind 18 oder 35 µm, auf Außenlagen auch 50µm (als Folge der Galvanisierung); typ. Leiterzugbreiten sind 100...200µm.

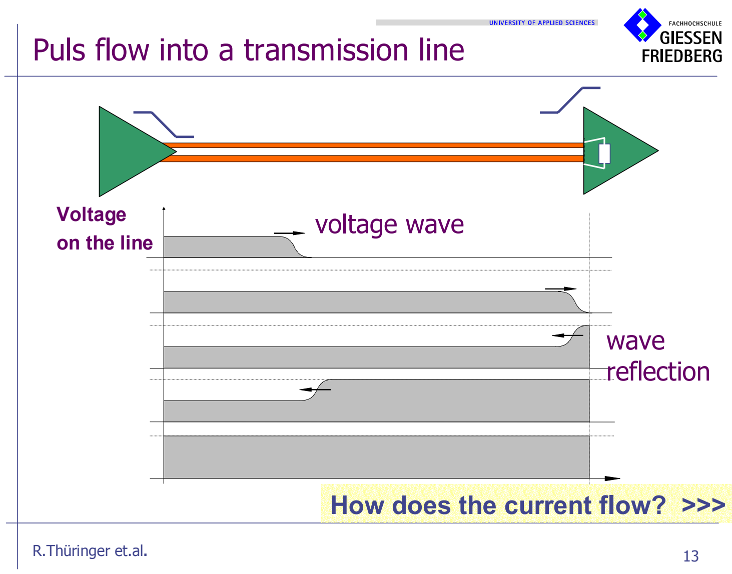
Da die Impulse hochfrequente Signale sind, stellen die Leiterbahnen Wellenleiter dar, die die elektromagnetischen Felder E und H transportieren. Bei Frequenzen ab 10MHz wird der Strom infolge des Skineffektes bereits aus dem Kupferleiter verdrängt (bei 10MHz beträgt die Eindringtiefe 21µm, bei 100MHz nur noch 7µm).





Die Energie der Impulse steckt im EM-Feld. Für einfachere Berechnungen und als Modell können wir uns die Leitungseigenschaften mittels Induktivitäten und Kapazitäten darstellen und die Impulse als Ladungswellen, die in der Leitung entlang laufen.

Eine Signalverbindung besteht im einfachsten Fall aus Sender und Empfänger, die durch 2 Leitungen miteinander verbunden sind. (Achtung: Im Schaltplan zeichnet man immer nur 1 Verbindung und denkt sich die (Masse-)Rückleitung dazu !!).



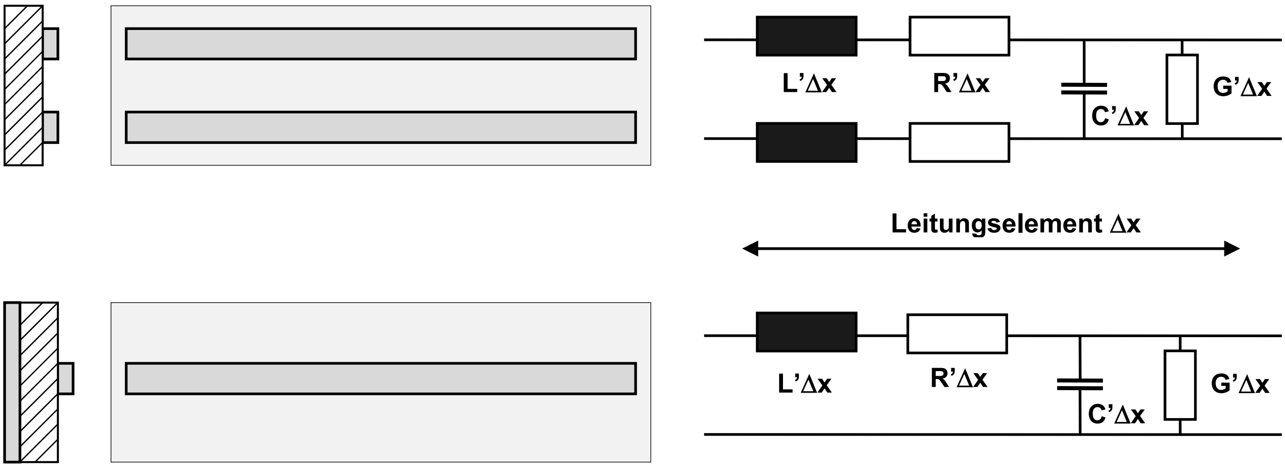
Nehmen wir zunächst an, der ohmsch Widerstand der Leitung selbst sei vernachlässigbar. Im Falle von Gleichstrom oder niederfrequenten Signalen würde der Stromfluss in der Leitung durch den Abschlusswiderstand der Leitung bestimmt, in unserem Falle hier durch den Eingangswiderstand des Empfängers. Nach Aufschalten des Senders (z.B. von 0 auf 3,3V) würde überall auf der Leitung „sofort“ die Spannung 3,3V anliegen.

Das ist bei Impulsströmen mit (steiler) Flanke, deren Flankenlänge kurz ist i.Vgl. zur Leitungslänge, ganz anders! Auf solchen *elektrisch langen Leitungen* sieht der Impuls beim Start das Leitungsende noch garnicht. Somit kann der initiale Stromfluss in die Leitung hinein nicht vom Empfänger-Eingangswiderstand bestimmt werden sondern nur von der Leitungseigenschaft selbst – wieviel Stromfluss lässt sie zu, wieviel kann sie aufnehmen? Diese, die Stromstärke bestimmende, Leitungseigenschaft ist die Impedanz Z der Leitung. Bei anliegender Spannung wird die Stromstärke $i = u/Z$. Entsprechend der Spannungswelle breitet sich auch der Stromfluss als Ladungswelle aus, die zum Leitungsende läuft. Da sie im vorliegenden Beispiel nicht abfließen kann (hochohmiger Eingang), wird sie zum Sender zurück reflektiert.

2.3 Leitungseigenschaften

Für Berechnungen bei elektrischen Leitungen benötigen wir jetzt die wirklichen elektrischen Eigenschaften eines Leitungspaares (Hin- und Rückleiter) d.h. sein Ersatzschaltbild.

Reale elektrische Eigenschaften von Leitungen

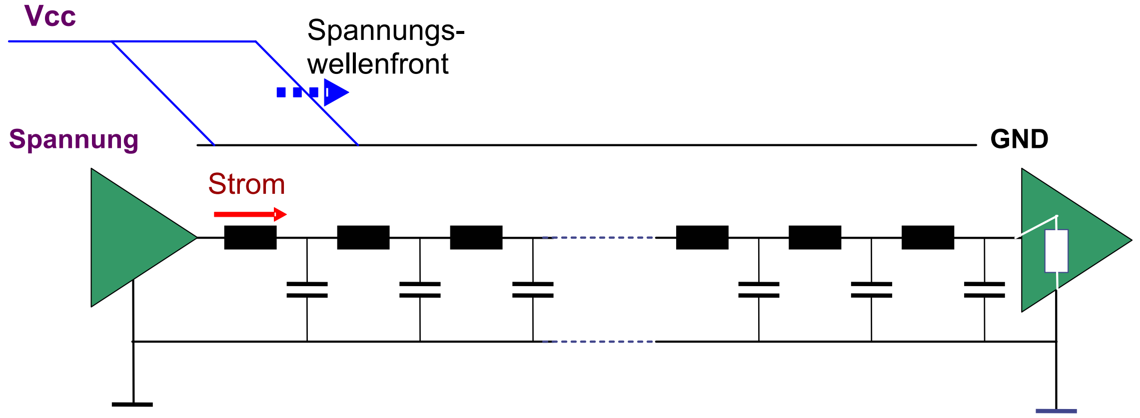


L= Induktivität C= Kapazität R= (Gleichstrom-)Widerstand G= Querleitwert (Isolation)

Für typ. Leiterbahn-Strukturen auf LP (18...50 µm Cu-Kaschierung) spielt der ohmsche Leitungs-Widerstand R für die Signale digitaler Logik im Frequenzbereich zwischen 10 und 1000MHz eine vernachlässigbare Rolle. **Wichtig ist vor allem die Leitungsinduktivität L** und die Leitungskapazität C, für die Stromversorgung auch die Lagen-Kapazität zwischen Potentiallagen.

Der Stromfluss in die Leitung hinein wird zum Laden der Leitungskapazität(en) benötigt. In jedem Moment fließt er auf der Rückleitung zum Sender zurück – also nicht erst, nachdem er am Leitungsende angekommen ist! Die Stromstärke wird bestimmt durch das Verhältnis von L und C der Leitung. Die Längsinduktivität begrenzt die Stromstärke.

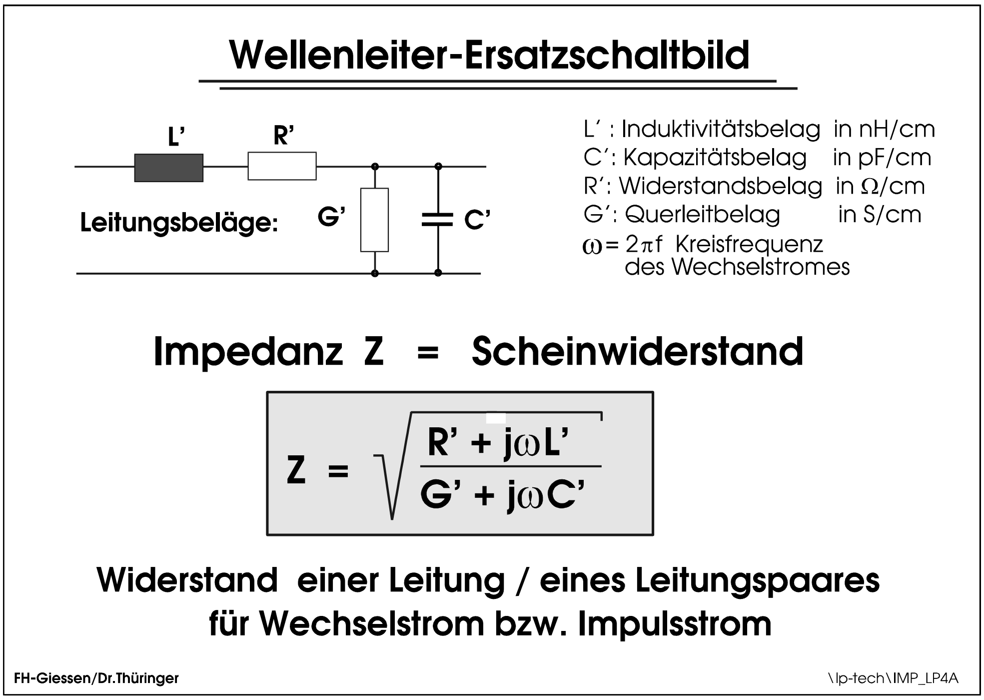
Stromfluss eines schnellen Impulses in eine Signalleitung hinein



Erreicht der Stromfluss das Leitungsende sind alle Kondensatoren aufgeladen. Die Leitungsinduktivität treibt ihn weiter, sodass sich - beginnend vom Leitungsende - die Leitungs-Kapazitäten auf die doppelte Spannung aufladen u. eine zum Sender rücklaufende Spannungs- u.Stromwelle erzeugen.

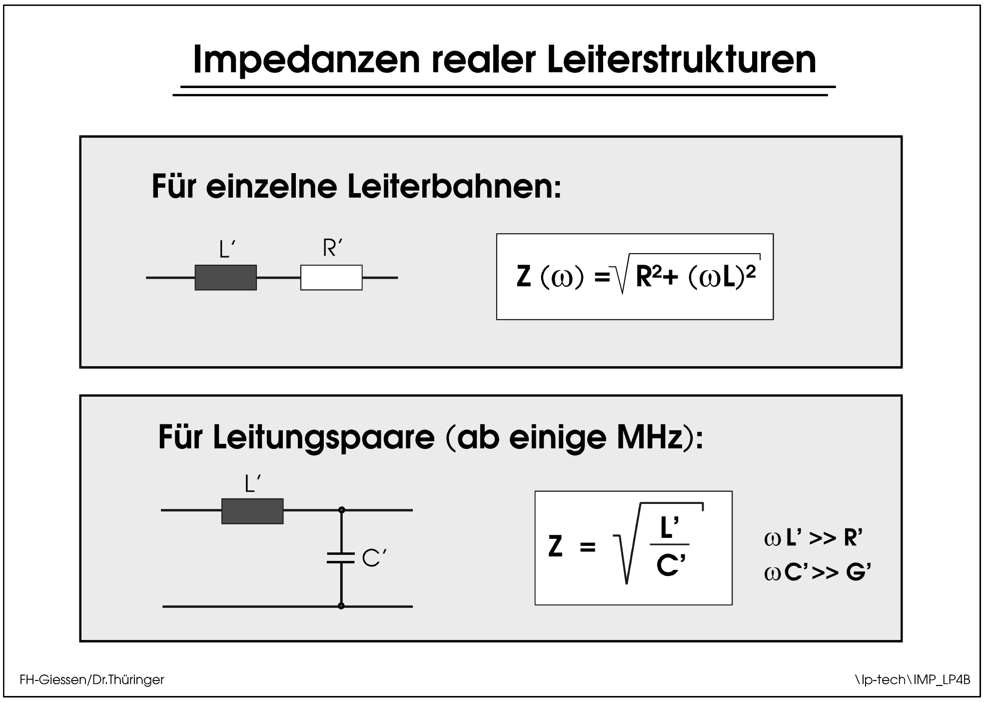
2.3.1 Impedanz

Eine erste wichtige Leitungsgröße ist der Wellenwiderstand, d.h. die Impedanz der Leitung. Die Impedanz ist das Verhältnis von Spannung und Strom auf der Leitung, das an jeder Stelle konstant ist. Aus den Leitungsgleichungen für elektrisch lange Leitungen errechnet sich die Impedanz wie folgt: Danach ist Z komplex und frequenzabhängig.



In der Leiterplattenpraxis kann man 2 typ. Fälle unterscheiden. Zum einen eine „einzelne“ Leiterbahn, deren Rückleiter nicht parallel sondern i.Vgl. zur Leiterbahnbreite weit weg verläuft bzw. auf mehrere Maschen verteilt ist. Diese Leitungen sind als Wellenleiter unbrauchbar, da die starke Frequenzabhängigkeit schnelle Signale verzerrt.

Demgegenüber sind bei Doppelleitungen in der Praxis die ohmschen Verluste im MHz bis GHz-Bereich vernachlässigbar gegenüber dem induktiven Widerstand, darüber hinaus allerdings ist durch den Skineffekt dies nicht mehr gültig. Gleiches gilt für den Querleitwert G. Damit vereinfacht sich die Impedanz der verlustlosen bzw. verlustarmen Leitung ganz entscheidend (2.Formel)



Aus den typischen Leiterbahnmaßen auf Leiterplatten einer Leiterbahn über einer Massefläche ergibt sich z.B. für die Impedanz einer Leiterbahn mit den Belägen: L'= 5nH/cm ; C'= 1pF/cm

$$\Rightarrow \qquad Z = \sqrt{\frac{5nH/cm}{1pF/cm}} = \sqrt{\frac{5\cdot 10^{-9}\cdot Vs/A}{1\cdot 10^{-12}\cdot As/V}} = \sqrt{5\cdot 10^{3}\cdot \frac{V^2}{A^2}} = 71\Omega$$

Durch diesen Wert wird bei gegebenem Spannungshub am Ausgang eines Gatters der zu treibende Ausgangsstrom direkt festgelegt, ganz unabhängig von der Last am Leitungsende! Bei z.B. 3,3V Spannungshub sind das 46 mA pro Leitung, die zu schalten ist. Ein Bustreiber, der 16 oder 32 Leitungen gleichzeitig schalten muss, benötigt dann bis zu 1,5 A Impulsstrom aus dem Stromversorgungssystem der Leiterplatte!

2.3.2 Dämpfungs- und Phasekonstante

Das Übertragungsverhalten einer Leitung wird von weiteren Kenngrößen beschrieben, wie aus der Vierpoltheorie bekannt. Der *Ausbreitungskoeffizient* γ (auch Fortpflanzungskonstante genannt) setzt sich aus der Dämpfungskonstanten α und der Phasenkonstanten β zusammen. Für sinusförmige Signale gilt:

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

Die *Dämpfungskonstante* α ist die von einer Leitung pro Längeneinheit verursachte Signalabschwächung. Das *Dämpfungsmaß* einer Leitung der Länge $\boldsymbol{l}$ ergibt sich zu: $a = \alpha \cdot \boldsymbol{l}$

Für eine verlustlose Leitung ist α = 0, für den praxisrelevanten Fall der verlustarmen Leitung gilt die Näherung: $\boxed{\alpha \approx \frac{R'}{2Z}\cdot [Np]}$

Die Phasenkonstante β einer Leitung ist die pro Längeneinheit verursachte Phasenverschiebung eines Signals. Das Phasenmaß b einer Leitung ist entsprechend: $b = \beta \cdot \boldsymbol{l}$

Für eine verlustlose Leitung (R'=0; G' = 0) ergibt sich aus dem *Ausbreitungskoeffizient* γ:

$$\boxed{\beta = \omega \cdot \sqrt{(L'C')}}$$

Für die verlustarme Leitung gilt diese Gleichung näherungsweise ebenfalls. Die Phasenverschiebung ist frequenzabhängig.

2.3.3 Signallaufzeit auf Leitungen

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v elektromagnetischer Felder in Vakuum bzw. in Luft (näherungsweise) erfolgt mit Lichtgeschwindigkeit c. Anstelle 300.000 km/s dafür zu nehmen, rechnet man in der Schaltungselektronik mit c = 30cm/ns.

In Materialien mit einer relativen Dielektritätszahl $\varepsilon_r \neq 1$ ist : $v = c / \sqrt{\varepsilon_r}$

Für typ. Leiterplattenmaterial mit einem ε_r von 4 ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_{el} also ziemlich genau 15cm/ns bzw. die Signalverzögerung (als Kehrwert) $\tau_{pd} \approx$ 0,07 ns/cm (engl.: "propagation delay")

Für synchrones Schalten, z.B. bei sternförmiger Triggerung, müssen alle Leitungen im Idealfall dieselbe Gesamtlänge zwischen Treiberbaustein und den Empfängern haben.
Entsprechend $\tau_{pd} \approx$ 0,07 ns/cm sind aber bei ns-Impulsen Wegunterschiede im cm-Bereich noch zulässig. Beim Übergang zu Schaltzeiten im 100ps-Bereich spielen dagegen schon mm eine Rolle.

Bei sinusförmigen Signalen spricht man von der *Phasengeschwindigkeit und Phasenlaufzeit*. Die Phasenlaufzeit t_P ist jene Zeit, nach der auf einer Leitung dieselbe Phasenverteilung wieder erreicht wird. Sie ergibt sich aus dem Phasenmaß b wie folgt:

$$\boxed{t_P = \frac{b}{\omega} = \beta \frac{l}{\omega}}$$

Somit ergibt sich für die Phasengeschwindigkeit:

$$\boxed{v_P = \frac{l}{t_P} = \frac{l\omega}{b} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}}$$

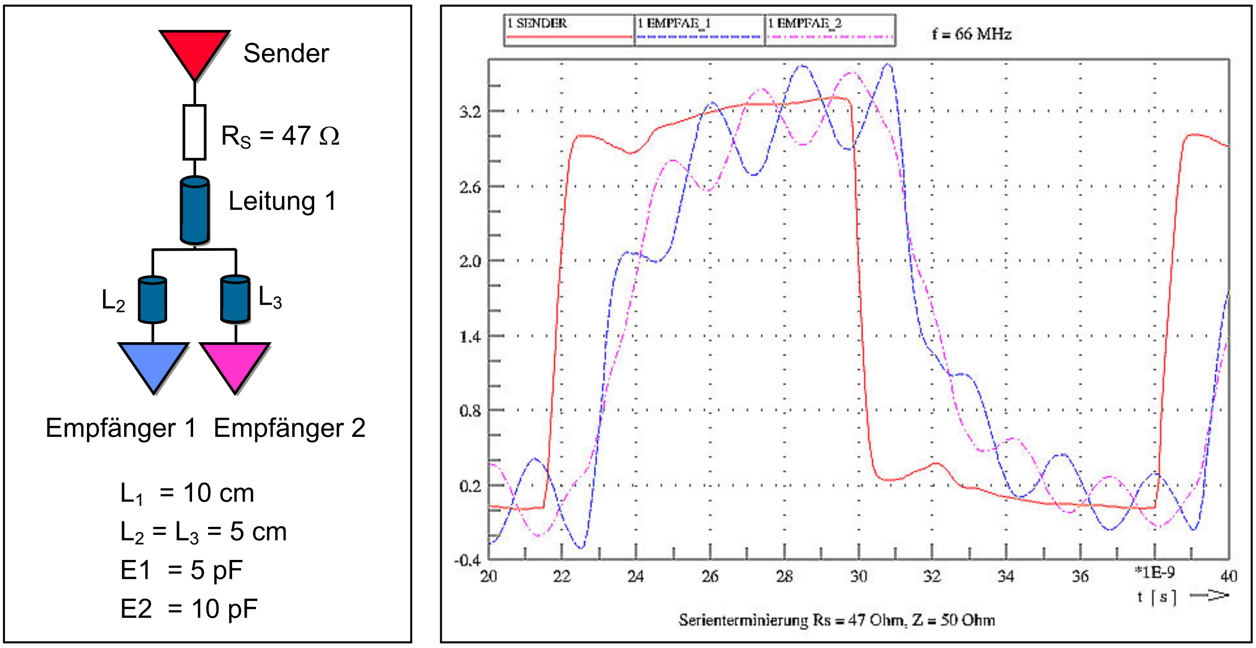
Die Phasengeschwindigkeit wird also von den Leitungseigenschaften bestimmt.

Bei differentiellen Impulsleitungen müssen die Phasen der beiden Signale synchron auf beiden Leiterbahnen laufen, d.h. diese Leitungen müssen an jeder beliebigen Stelle zwischen Sender und Empfänger identische Eigenschaften haben und auch nahezu gleichlang sein! Dies ist insbesondere bei kleinen Abweichungen von der Parallelität zwischen Steckerkontakten zu beachten.

Signalverzögerung durch Kapazitäten

Je größer z.B. die Leitungskapazität durch kapazitive Lasten (Empfänger, Speicherbausteine etc.) wird, desto langsamer breitet sich das Signal aus.

Sie entstehen z.B. durch unterschiedliche Bauteile-Kapazitäten auf dem Chip und vor allem dem Bauteilgehäuse. IBIS-Modelle berücksichtigen die Bauelement-Kapazitäten, die im 0,3 .. 3pF-Bereich liegen. Stecker und Steckkarten besitzen hohe Kapazitäten im Bereich >10 pF.

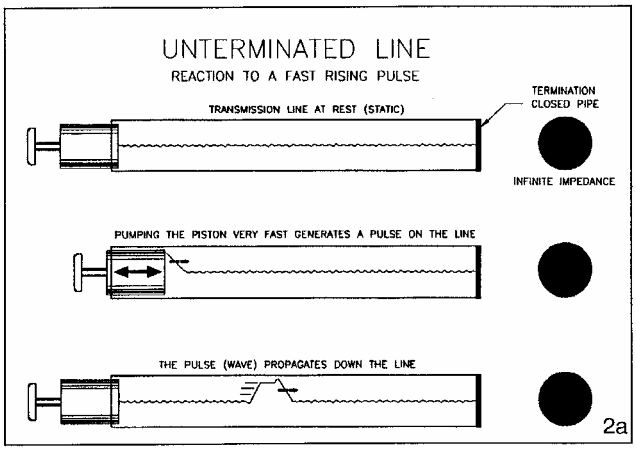


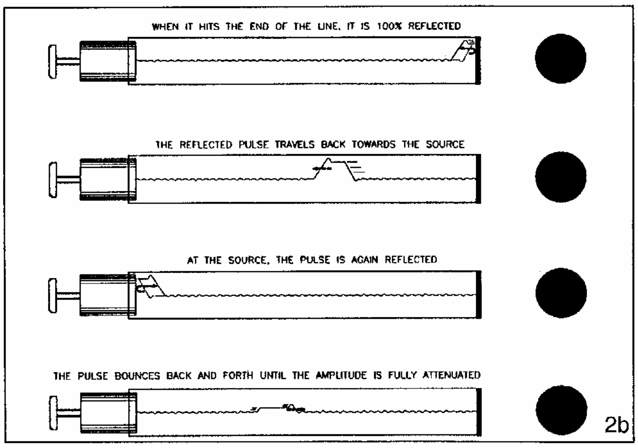
Beispiel für die Impulsverzögerung durch Abflachung infolge der Eingangskapazität von Bauteilen
(Simulation mit einem Signalintegritäts-Programm; Quelle: Friedbert Hillebrand)

Durch die unterschiedlichen Phasenlaufzeiten der Signale auf Leitung 1 und 2 treffen die an den Empfängern reflektierten Wellen nicht mehr gleichzeitig am Verzweigungspunkt ein. Durch die Überlagerung entstehen weitere Reflexionen und damit Oszillationen

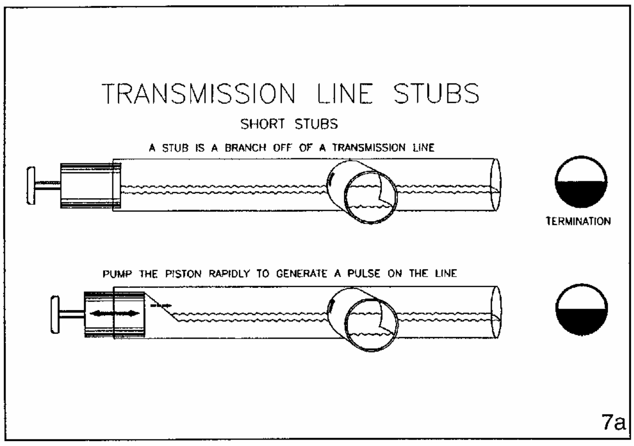
2.4 Reflexionen auf Leitungen; Oszillationen

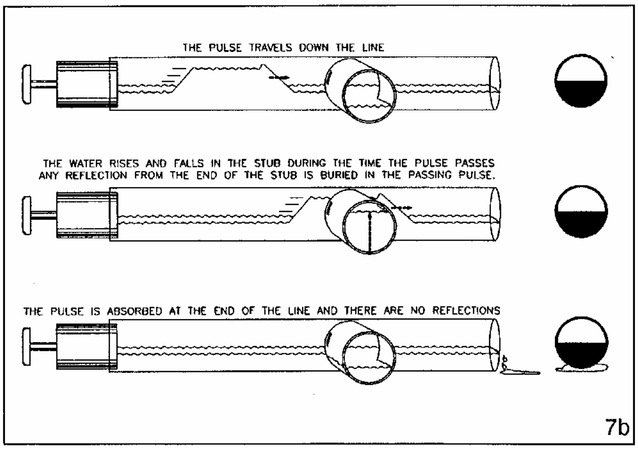
Eine auf der Leitung Laufende Welle (Impuls) wird an einer sog. Diskontinuität (Änderung der Leitungseigenschaft) teilweise oder ganz reflektiert bzw. geteilt. Das **Wassermodell** ist auch hier für das Verständnis hilfreich. (Quelle: Mary L.Sugden; The Copper Connection Inc. (Santa Clara, CA USA)



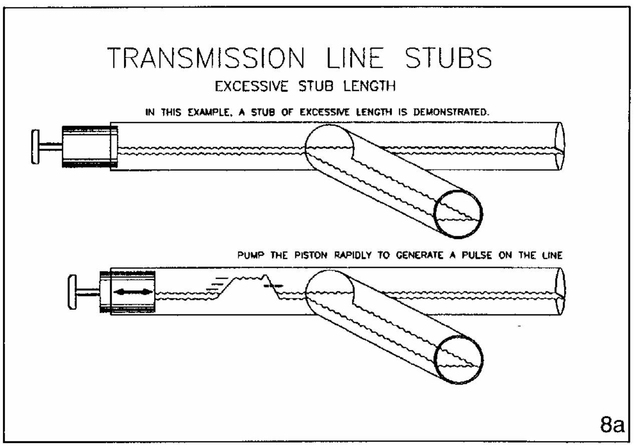


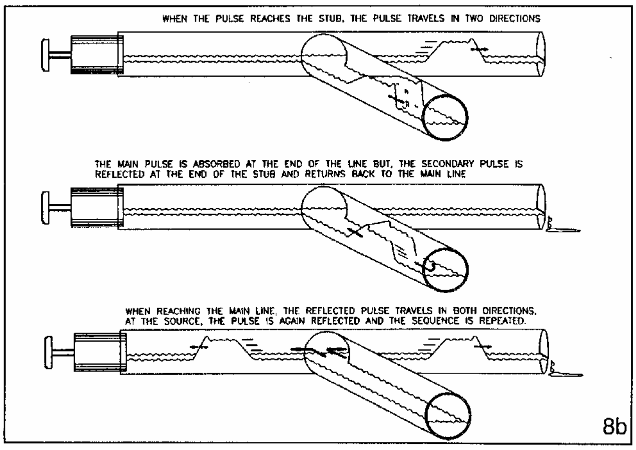
2a-2b: Leitung ohne Abschlusswiderstand (hoher Wert im MΩ-Bereich): **Totalreflexion am Ende**



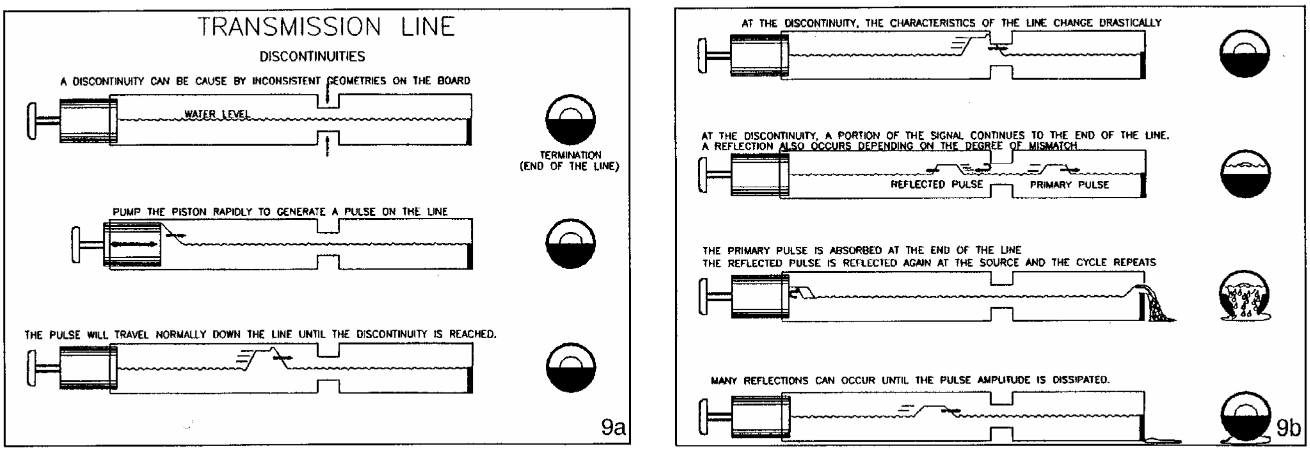


7a-7b: Leitung mit kurzer Querabzweigung (Stub/Stummel): **Die Welle sieht den Stub nicht** (seine geringe Kapazität wird sofort gefüllt). Am Ende der Hauptleitung passender Abschluss.





8a-8b: Leitung mit langer Querabzweigung (Stub): Aus der Hauptwelle fließt ein erheblicher Teil in die Querverzweigung und wird an deren Ende u.U. reflektiert. Dieser Impuls teilt sich bei Rückkehr in die Hauptleitung in beide Richtungen und trifft dort auf die Ausgangswelle.



9a-9b: Leitung mit Verengung/ Änderung der Leitungs-Impedanz (z.B. Durchkontaktierung)
Die Welle wird teilweise reflektiert und in ihrer Amplitude verringert

Reflexionsquellen bei impedanzkontrollierten elektrischen Leitungen:

- Nicht angepasste/abgeschlossene homogene Leitungen
- Änderung der Leiterbahnbreite / Leiterbahnverzweigungen
- Durchkontaktierungen / Lagenwechsel / Stecker

Elektrische Ursache für Reflexionen bzw. Änderungen des Spannungspegels (s.o. Amplitude) ist eine Änderung des Ladungsflusses durch Änderung der Leitungsimpedanz an ohmschen oder kapazitiven (seltener induktiven) Lasten. Dies können Widerstände als Bauelemente bzw. hochohmige offene Leitungsenden sein oder Leiterbahn-, Bauelement- und Via-Kapazitäten.

Reflexionsfaktor

Der Reflexionsfaktor ρ (rho) ist das Verhältnis zwischen den Amplituden der rück- und hinlaufenden Spannungswelle. Bei totaler Reflexion (z.B. an einem offenen/hochohmigen Ende) wird die gesamte Welle auf sich reflektiert, die Spannung (Amplitude) also verdoppelt, da die Ladung ja nicht abfließen kann. Da der Leitungsstrom (Ladungsfluss) in seiner Stärke durch die Impedanz Z der Leitung und am Ende der Leitung den durch möglichen Abfluss bestimmt wird, kann die Welle genau dann ungestört abfließen, wenn sich die Stromstärke am Ende nicht ändert, R dort also genauso groß wie Z ist.

Dementsprechend errechnet sich der Reflexionsfaktor:

$$\rho = \frac{U_{rück}}{U_{hin}} = \frac{R-Z}{R+Z}$$

Z = Leitungsimpedanz (z.B. 60 Ω)
R = Widerstand am Leitungsende
U_{hin} = Spannung des hinlaufenden Impulses
$U_{rück}$ = Spannung des rücklaufenden Impulses

Merke:

Für	$R = Z$	ist	$\rho = 0$	(Keine Reflexion = Anpassung)
Für	$R \rightarrow \infty$	wird	$\rho = 1$	(Totalreflexion = Spannungsverdopplung)
Für	$R = 0$	ist	$\rho = -1$	(Negative Reflexion = Spannungsumkehr > Auslöschung)

Reflexionen von Leitungswellen bei verschiedenen Leitungsabschlüssen

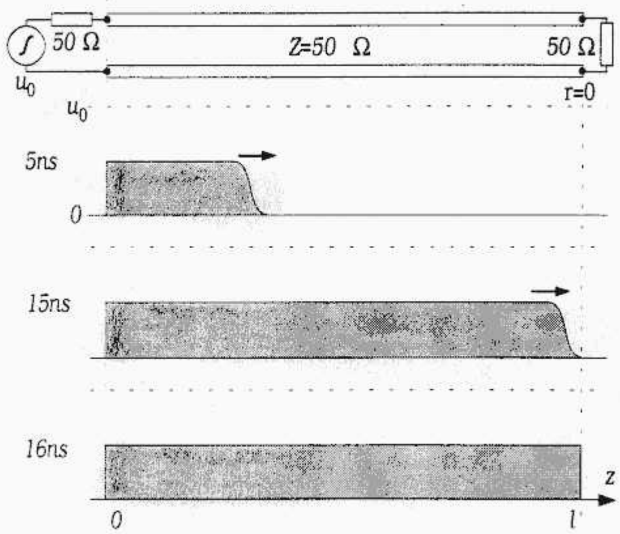


Abb. 4: Einstellung einer konstanten Spannung auf einer Leitung mit einer Laufzeit von 15ns, die an beiden Enden mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen ist. Dargestellt ist die Spannungsverteilung längs der Leitung zu verschiedenen Zeitpunkten, nachdem zur Zeit *t=0* die Spannung am Leitungsanfang von *0* auf u_0 geschaltet wurde.

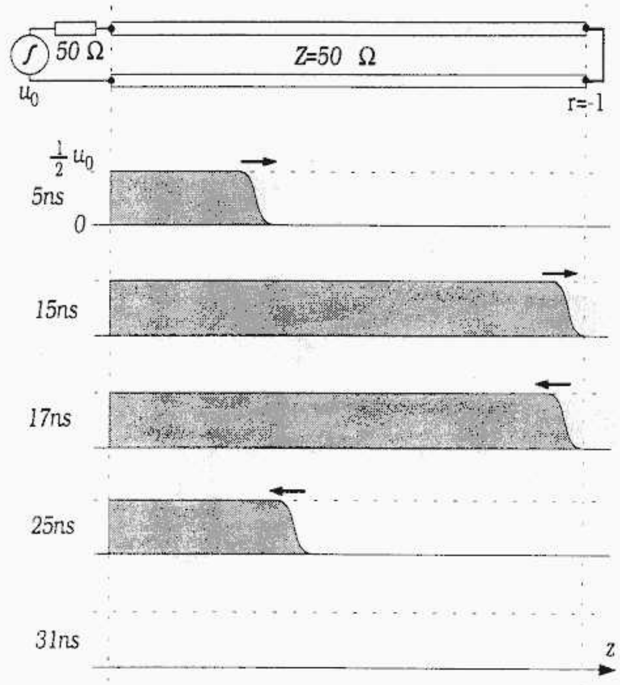


Abb. 6: Einstellung einer konstanten Spannung auf einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung.

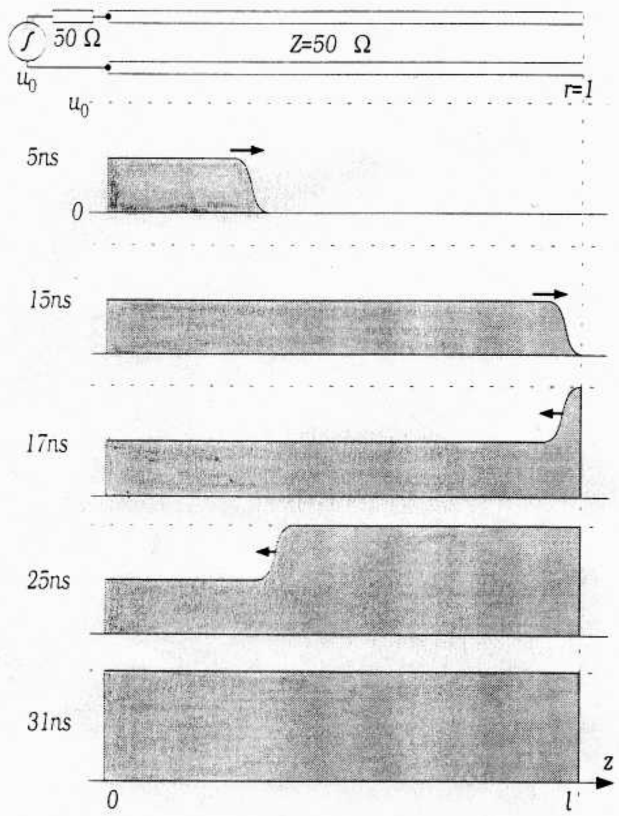


Abb. 5: Einstellung einer konstanten Spannung auf einer am Ende offenen Leitung

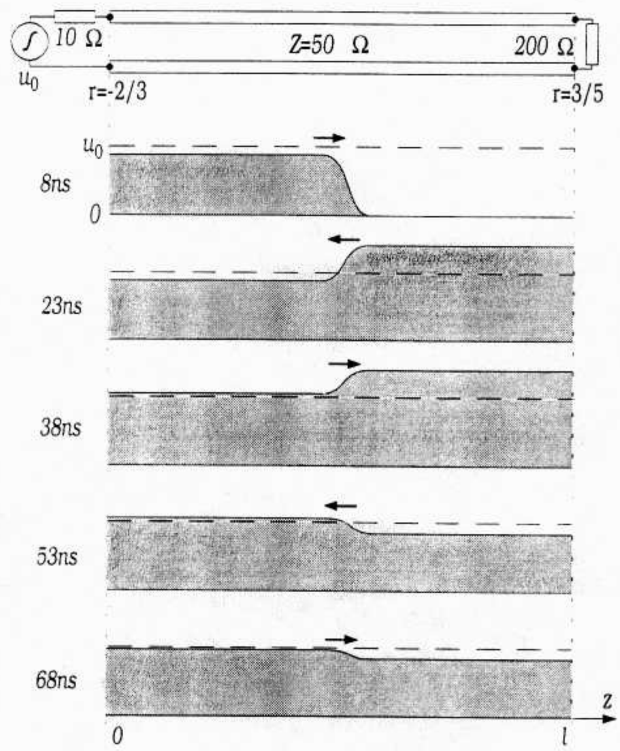
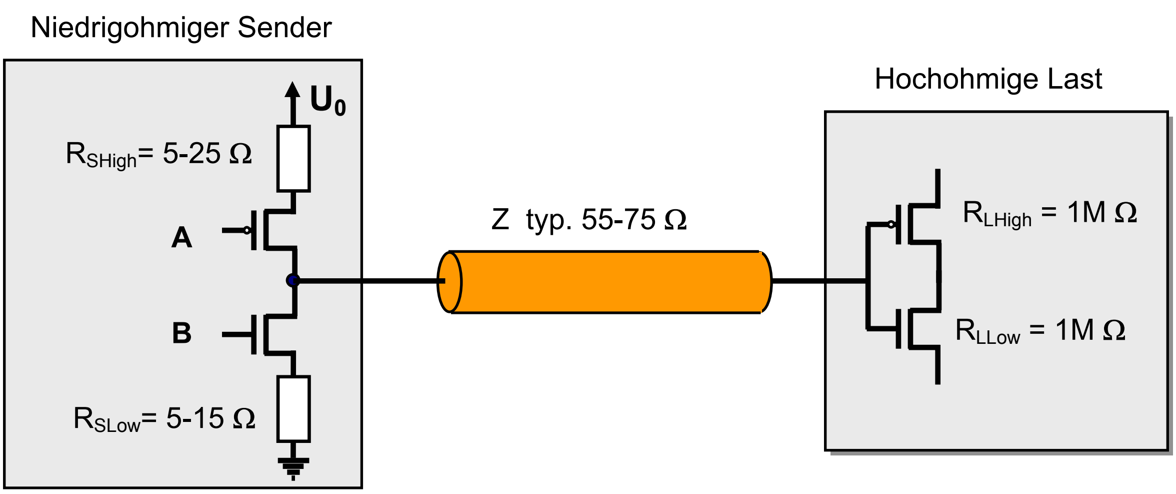


Abb. 7: Einstellung einer konstanten Spannung auf einer Leitung, die an beiden Enden Reflexion aufweist.

Quelle: EMV-Kochbuch (FED e.V. Berlin)

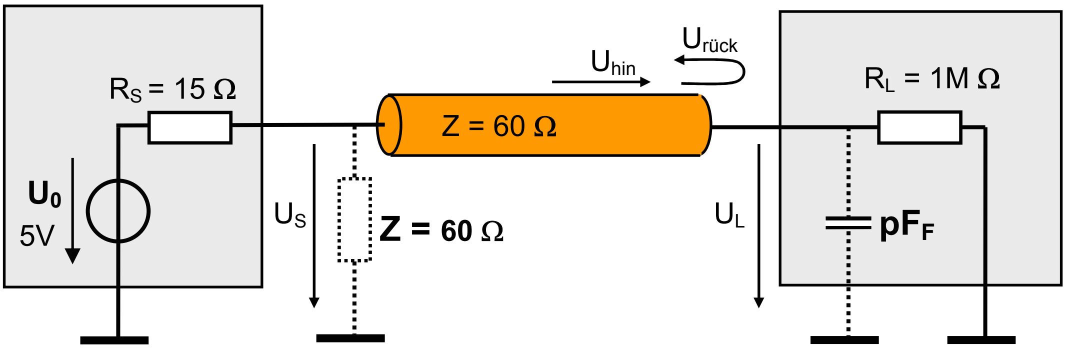
Wie aus den Grundlagen bekannt, wird der in eine Leitung hineinfließende Impulsstrom bei elektrisch kurzen Impulsen (i.Vgl. zur Leitungslänge) allein durch die Leitungs-Impedanz bestimmt. Der Impuls sieht Z so, als sei dies ein Widerstand am Leitungsanfang gegen die Referenzmasse der Spannungsquelle!

Um die Spannungsamplituden des hin- bzw. rücklaufenden Impulses berechnen zu können, wird ein vollständiges Ersatzschaltbild benötigt.



Beim Schalten des Senders von Low → High, schaltet Transistor B aus und A ein, d.h. die Spannung liegt über R_{SHigh} an der Leitung an. Der Eingang des Last-IC liegt hochohmig an Masse.

Aus Vereinfachungsgründen nehmen wir für die weitere Berechnung $R_{SHigh} = R_{SLow} = R_S = 15\ \Omega$ an und beispielhaft für $U_0 = 5V$ und für die Leitungsimpedanz 60 Ω.



Spannungen am Senderausgang (U_S) sowie am Lasteingang (U_L)

a) Die Impedanz Z, wirksam am Eingang der Leitung, bildet mit dem Innenwiderstand des Senders R_S einen Spannungsteiler! Die einlaufende Spannung zu Beginn des Schaltvorganges beträgt somit:

$$U_{hin}^{(1)} = U_S^{(1)} = \frac{Z}{R_S + Z} U_0 = \frac{60}{15 + 60} 5V = 4V$$

Es läuft also ein Spannungsimpuls von 4V zum Ende der Leitung und trifft dort auf 1MΩ "Abschluss" kann also nicht abfließen.

b) Der Reflexionsfaktor am Lastende ist: $\rho_L = \dfrac{R_L - Z}{R_L + Z} = \dfrac{1M\Omega - 60\Omega}{1M\Omega + 60\Omega} \approx 1$

Es erfolgt also 100% ige Reflexion des Impulses, der auf sich selbst zurückgeworfen wird.

$$U_{rück}^{(1)} = \rho_L \cdot U_{hin}^{(1)} = \rho_L \cdot U_S^{(1)} = 4V$$

Die <u>anstehende Spannung U_L am Eing. des Last-IC</u> ist die Summe aus hin- u. rücklaufender Welle:

$$U_L^{(1)} = (1 + \rho_L) \cdot U_S^{(1)} = (1 + 1) \cdot 4V = 8V$$

c) Die reflektierte 4V-Welle ($U_{rück}$) trifft wieder auf das Sende-IC, das mit R_S = 15 Ω niederohmig ist und einen Reflexionsfaktor von -0,6 hat, also einen negativen Wert !

$$\rho_S = \frac{R_S - Z}{R_S + Z} = \frac{15\Omega - 60\Omega}{15\Omega + 60\Omega} = \frac{-45\Omega}{75\Omega} = -0,6$$

Als Spannung am Sende-IC-Ausgang stellt sich jetzt im 2.Schritt ein:

$$U_S^{(2)} = U_S^{(1)} + (1 + \rho_S) \cdot U_{rück}^{(1)} = 4V + (1 - 0,6) \cdot 4V = 5,6V$$

d) Die Teilreflexion am Sender (ρ_S = -0,6) erzeugt eine neue "hinlaufende" Welle

$$U_{hin}^{(2)} = \rho_S \cdot U_{rück}^{(1)} = -0,6 \cdot 4V = -2,4V$$

Diese Spannungswelle läuft nun erneut in die Leitung hinein und generiert am immer noch hochohmigen Eingang des Last-ICs eine Spannung von

$$U_L^{(2)} = U_L^{(1)} + (1 + \rho_L) \cdot U_{hin}^{(2)} = 8V + (1 + 1) \cdot (-2,4V) = 3,2V$$

und löst dort eine fehlerhafte erneute Triggerung aus (Doppeltriggerung!). Das System kommt aus dem Takt !! Nach erneuter Reflexion am Last-IC (ρ_L = 1) trifft die rücklaufende Welle (-2,4V) am Sender wieder auf ρ_S = -0,6 und wird wieder zu einer positiven hinlaufenden Welle $U_{hin}^{(3)}$ mit der Spannung (-0,6)·(-2,4V) = 1,44V.

$$U_S^{(3)} = U_S^{(2)} + (1 + \rho_S) \cdot U_{rück}^{(2)} = 5,6V + (1 - 0,6) \cdot (-2,4V) = 4,64V$$

Diese verdoppelt sich am hochohmigen Last-IC schließlich wieder und addiert sich zur noch anstehenden Spannung $U_L^{(2)}$ zu $U_L^{(3)}$ = 3,2V + 2,88V = 6,08V und löst dort eine 3. fehlerhafte Triggerung aus und zwar mit einem Zeitversatz zur 1. hinlaufenden Welle, der dem 4-fachen der Leitungs-Laufzeit entspricht.

Merke:

ρ wird immer negativ, wenn R < Z ist, der ankommende Spannungsimpuls wird invertiert. Die Spannung auf der Leitung nimmt also ab.

Umgekehrt ist ρ immer positiv, die entstehende Reflexionsspannung also größer als die ankommende, wenn R > Z ist (s.hochohmiges Ende im obigen Beispiel).

Die Spannungswelle wird also in diesem Falle solange hin und her, bis ihre Energie am Leitungsanfang im R_S sowie in dem geringen ohmschen Verlustwiderstand der Leiterbahn selbst in Wärme umgesetzt ist.

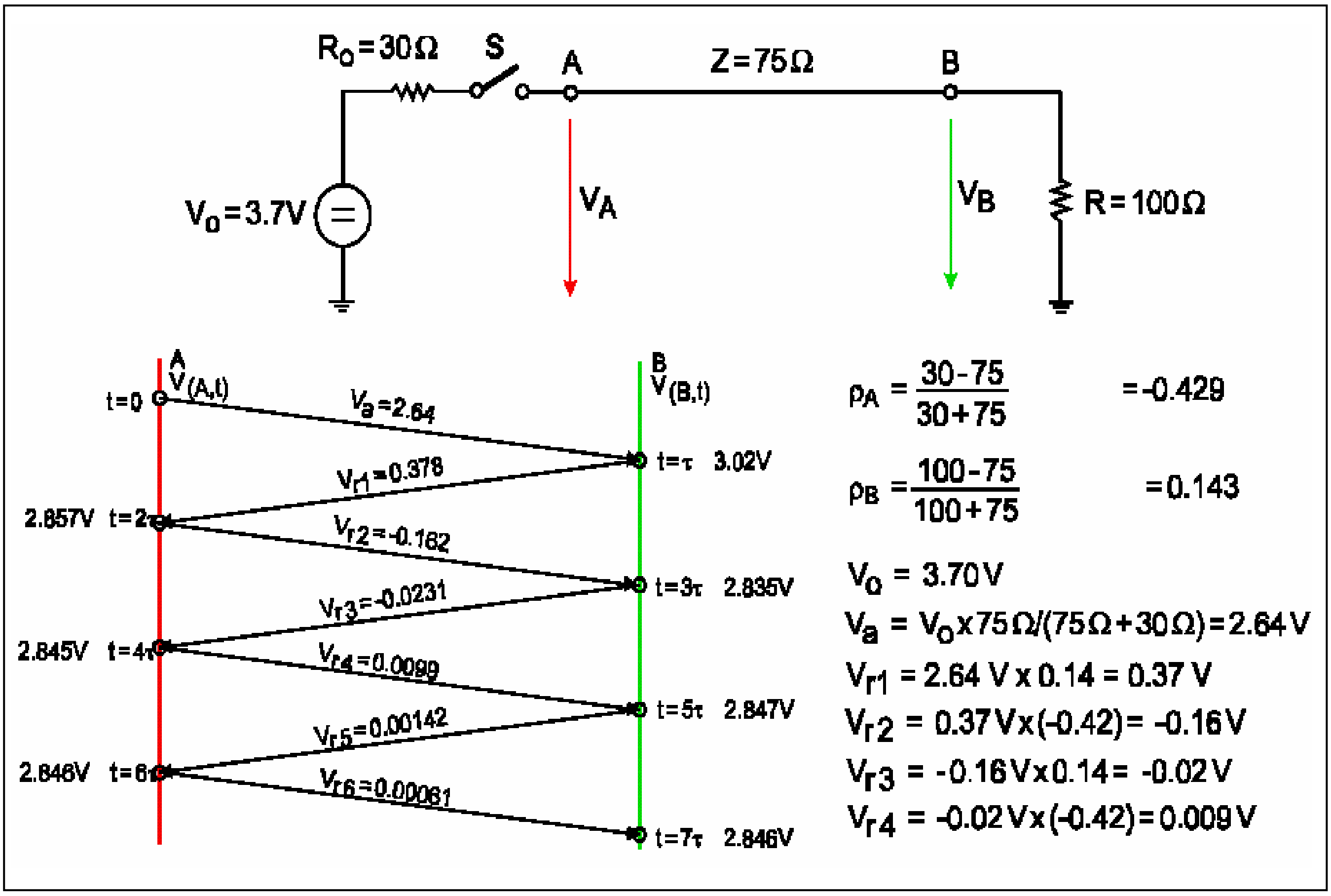
Die Kette der Spannungsverläufe am Last-IC (und ebenso am Sender-IC) nach der Summen-Formel

$$U_L(t) = U_S \cdot (1+\rho_L) \cdot (1 + \rho_L \rho_S + \rho_L{}^2 \rho_S{}^2 + \ldots) \qquad mit\ \ U_S = \frac{Z}{R_S + Z} U_0$$

kann man im sog. Lattice-Diagramm darstellen (Anm.: Hier mit anderen Beispielwerten).

Man sieht sofort, dass die Reflexionskette unterbrochen wird, falls entweder ρ_L oder ρ_S Null wird. Damit sind auch die Maßnahmen klar, nämlich ein Abschluss der Leitungsende oder am Leitungsanfang.

Darstellung der Spannungszustände an den Leitungsenden im Lattice-Diagramm
(neue Beispielwerte!)

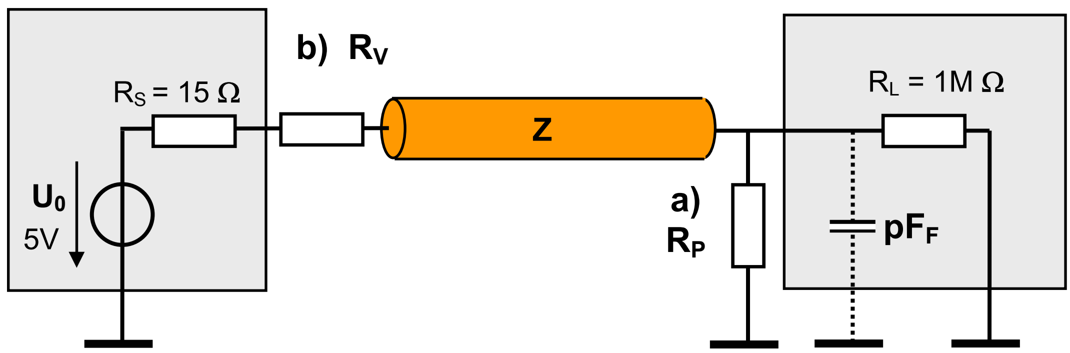


Maßnahmen gegen Reflexionen an den Leitungsenden

a) Leitung am Ende passend abschließen mit einem Parallelwiderstand (gegen Masse), so dass $\rho_L = 0$

oder

b) Leitung am Anfang (Sender) mit einem Vorschalt-Serienwiderstand so anpassen, dass $\rho_S = 0$ wird, also die Reflexion nur 1x am Ende stattfindet und danach am Sende-IC abbricht.



Zu a) Für $R_P = Z \Rightarrow \rho_L = 0$ (mit $R_P \,||\, R_L \approx R_P$)

Da die einlaufene Spannung mit 4V ausreichend ist, wird mit 4V am Last-IC geschaltet. Falls die Spannung nicht ausreicht, kann man R_P etwas größer als Z wählen, um dadurch einen geringen Reflexionsfaktor und damit eine Spannungserhöhung zu bewirken. In unserem Beispiel bewirkt ein R_P von 90 Ω ein $\rho_L = 0{,}2$ und damit eine Spannungsanhebung auf 1,2 x 4V = 4,8V. Jetzt läuft allerdings eine kleine Spannungswelle zurück zum Sender und von dort wieder zum Empfänger (Last-IC). Diese geringe Reflexionsspannung ist jedoch unkritisch, kann aber die Leitungs-Abstrahlung etwas erhöhen.

Zu b) Hier muss $R_s + R_V = Z$ gewählt werden, also $R_V = Z - R_s$ damit $\rho_S = 0$ wird.

In unserem Beispiel also $R_V = 60\,\Omega - 15\,\Omega = 45\,\Omega$.

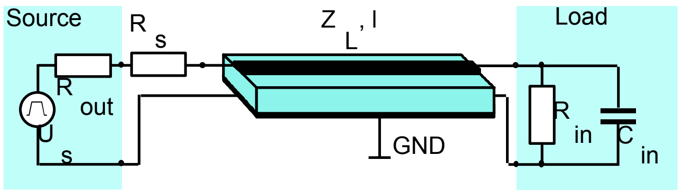
Jetzt ist die Spannungsteilung allerdings genau 1:2, sodass die einlaufende Spannungswelle nur 50% der Senderspannung beträgt. Wegen des jetzt hochohmigen Leitungsendes (R_L = 1 MΩ) erfolgt am Leitungsende eine Totalreflexion, d.h. eine Spannungsverdopplung genau auf 100% der Senderspannung. Die rücklaufende Welle wird anschließend am Sende-IC absorbiert.

Weitere Abschluss-Varianten sind in Anwendung mit verschiedenen Vor- und Nachteilen. Je nach Applikation - einfache Netze, uni- oder bidirektionale Busse kommen verschiedene Anwendungen zum Einsatz. Die Diodenterminierung ist dabei nur eine Begrenzung der Überschwinger (Abschneiden), was zu erhöhter Abstrahlung führen kann ähnlich wie bei Phasenanschnittschaltungen.

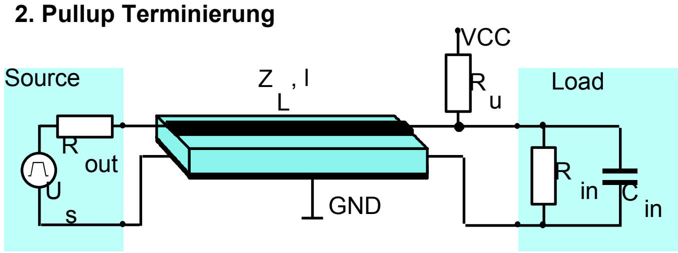
Übersicht der gängigen Leitungsanpassungen bzw. Terminierungen

(Quelle: Friedbert Hillebrand)

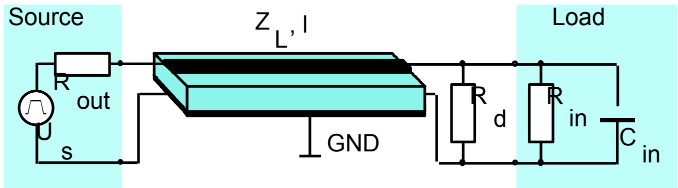
1. Serien Terminierung



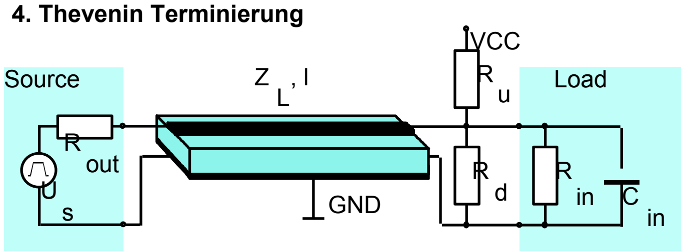
2. Pullup Terminierung



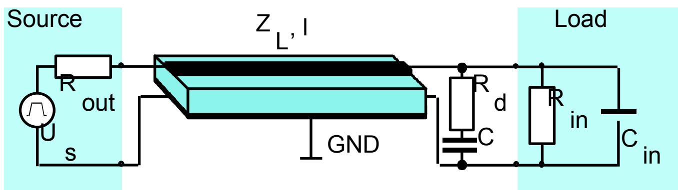
3. Pulldown Terminierung



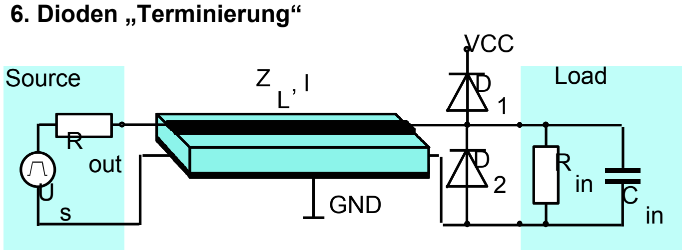
4. Thevenin Terminierung



5. RC Terminierung



6. Dioden „Terminierung“

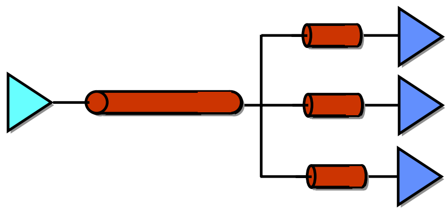


	Vorteile:	**Nachteile:**
Serien-Terminierung	- sehr geringe Leistungsaufnahme - gute Störminimierung - kostengünstige Lösung - platzsparend (nur ein Bauteil)	- Flankensteilheitsverflachung und dadurch länger Laufzeit - Widerstandswert schwierig zu ermitteln - optimal nur für High **oder** Low Pegel - nicht für bidirektionale Netze geeignet
Pull-Up bzw. Pull-Down Terminierung	- keinen Einfluß auf die Laufzeit - kostengünstige Lösung - platzsparend (nur ein Bauteil) - Wert relativ einfach zu ermitteln (Z_0)	- hohe Leistungsaufnahme - optimal nur für High **oder** Low Pegel
Thevenin Terminierung	- keinen Einfluß auf die Laufzeit - gute Reflexionsdämpfung - für High **und** Low Pegel optimierbar	- hohe Leistungsaufnahme (aber weniger als Pull-up bzw. Pull-Down) - kostenungünstig - platzaufwendig
RC-Terminierung	- bei niedrigen Taktraten kann Energie gespart werden (ca. $\leq$ 10 MHz)	- Kondensatorwert schwierig zu ermitteln - kostenungünstig - platzaufwendig - bei höheren Taktraten nicht zu empfehlen
Dioden ”Terminierung”	- gut geeignet bei bidirektionalen C-MOS Netzen	- Störminimierung nicht optimal - kostenungünstig - platzaufwendig

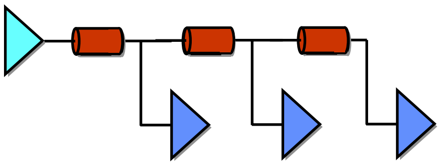
2.5 Leitungs-Topologien

Je nach Funktionalität ist eine Ketten-, Baum- oder Sternverdrahtung der Leitungen gewünscht. Bei Impedanzkontrollierten Leitungen werden dadurch die Leitungseigenschaften entscheidend verändert.

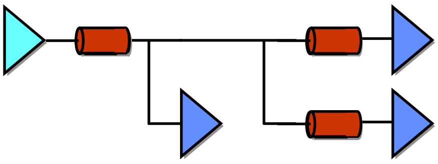
Sternförmig



Daisy Chain (Bus)

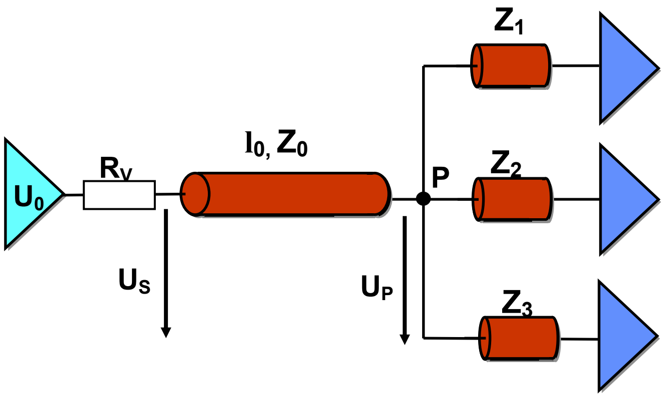


Kombination/ Baum



---

a) Sternstruktur



Am Verzweigungspunkt P sieht ein Impulsstrom der aus l_0 austritt, eine Impedanz von $Z_1 \,||\, Z_2 \,||\, Z_3$. Da im Regelfall $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z$, wird $Z_P = 1/3\ Z$!

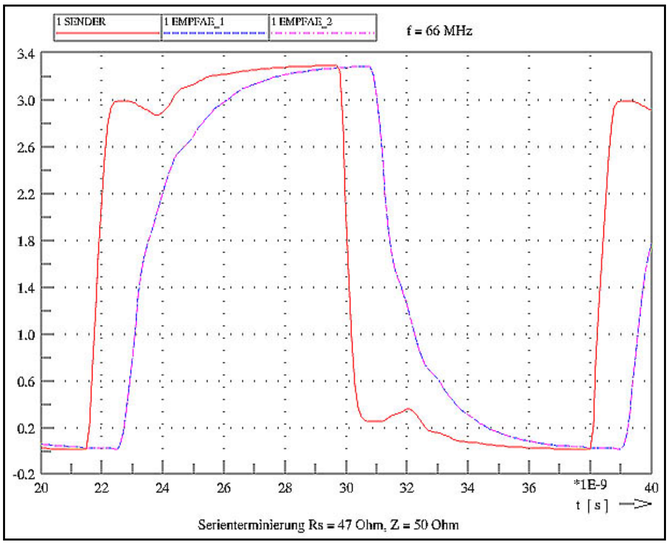
Damit wird der Reflexionsfaktor bei P:
$$\rho_P = \frac{\frac{1}{3}Z - Z}{\frac{1}{3}Z + Z} = \frac{-\frac{2}{3}Z}{\frac{4}{3}Z} = -0{,}5$$

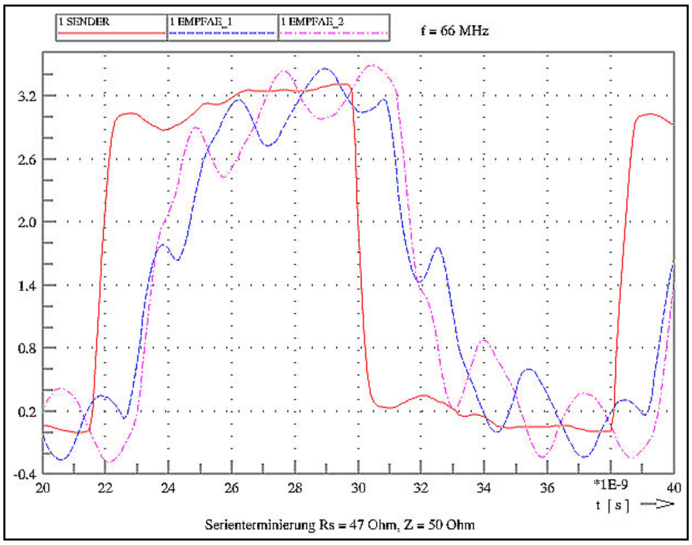
Damit wird die Amplitude der weiterlaufenden Spannungswelle: $U_P = (1 + \rho_P) \cdot U_S = 0{,}5 \cdot U_S$

falls P "mittendrin" liegt, also Leitungen Z_1, Z_2 und Z_3 echte Sternleitungen sind (keine kurzen Stubs). Durch $\rho_P = -0{,}5$ läuft eine Spannungswelle von $-0{,}5\ U_S$ zurück zum Sender und muss dort durch einen Serienabschluss R_V absorbiert werden, um keine erneute Leitungswellen zu erzeugen. Hier ist eine Serien-Terminierung mit Vorwiderstand R_V zwingend erforderlich.

An den hochohmigen Empfängereingängen wird die ankommende Spannung wieder verdoppelt auf U_S (Totalreflexion). Da der Zweck der Sternverdrahtung ja das synchrone Ansteuern der Empfänger ist, sind die Leitungen Z_1, Z_2 und Z_3 i.d.R. gleich lang. Dadurch treffen die am Empfänger totalreflektierten Impulse zeitgleich wieder am Sternpunkt P ein und überlagern sich phasen-synchron (Linkes Bild: Die Signalverläufe von Empfänger 1 und 2 sind deckungsgleich)

Falls die Leitungen Z_1, Z_2 und Z_3 verschieden lang sind, verursacht dies eine chaotische Überlagerung mit nicht mehr kontrollierbaren Resonanzen (Rechtes Bild: 2 Zweigleitungen mit unterschiedlicher Länge (5 und 10 cm) liegen am Sternpunkt einer 10cm langen Hauptleitung)



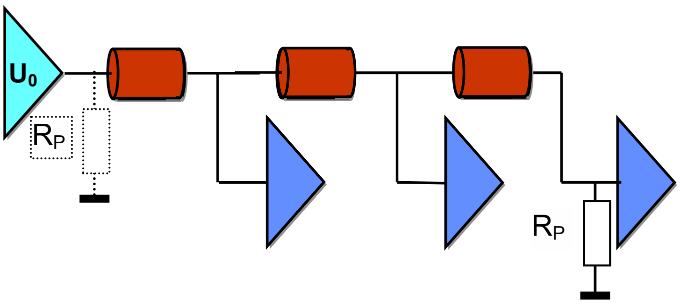


Simulationsbeispiele : Friedbert Hillebrand; Cadence

Liegt hingegen der Verzweigungspunkt direkt beim Sender-Ausgang, sieht dieser die resultierende Impedanz von 1/3 Z. In diesem Fall muss der Treiber einen wesentlich höheren Strom liefern. Der Serien-Terminierungswiderstand R_V muss jetzt zusammen mit dem Innenwiderstand R_S des Senders 1/3 Z haben. Für Z = 60 Ω und R_S = 15 Ω wäre R_V nur 5 Ω zu wählen.
Die einlaufende Spannung wäre wie bekannt 1/2 U_0 , der Treiberstrom **3 x** 1/2 U_0 / Z.

Um diesen ungünstigen Fan-Out-Fall zu vermeiden (dadurch steigt auch die Störabstrahlung) sollte die Länge l_0 der Hauptleitung groß gegen l_{krit} sein (l_{krit} = 4cm x t_r /ns), der Sternpunkt also weiter weg vom Treiber liegen.

b) Daisy-Chain-Struktur (Busstruktur)



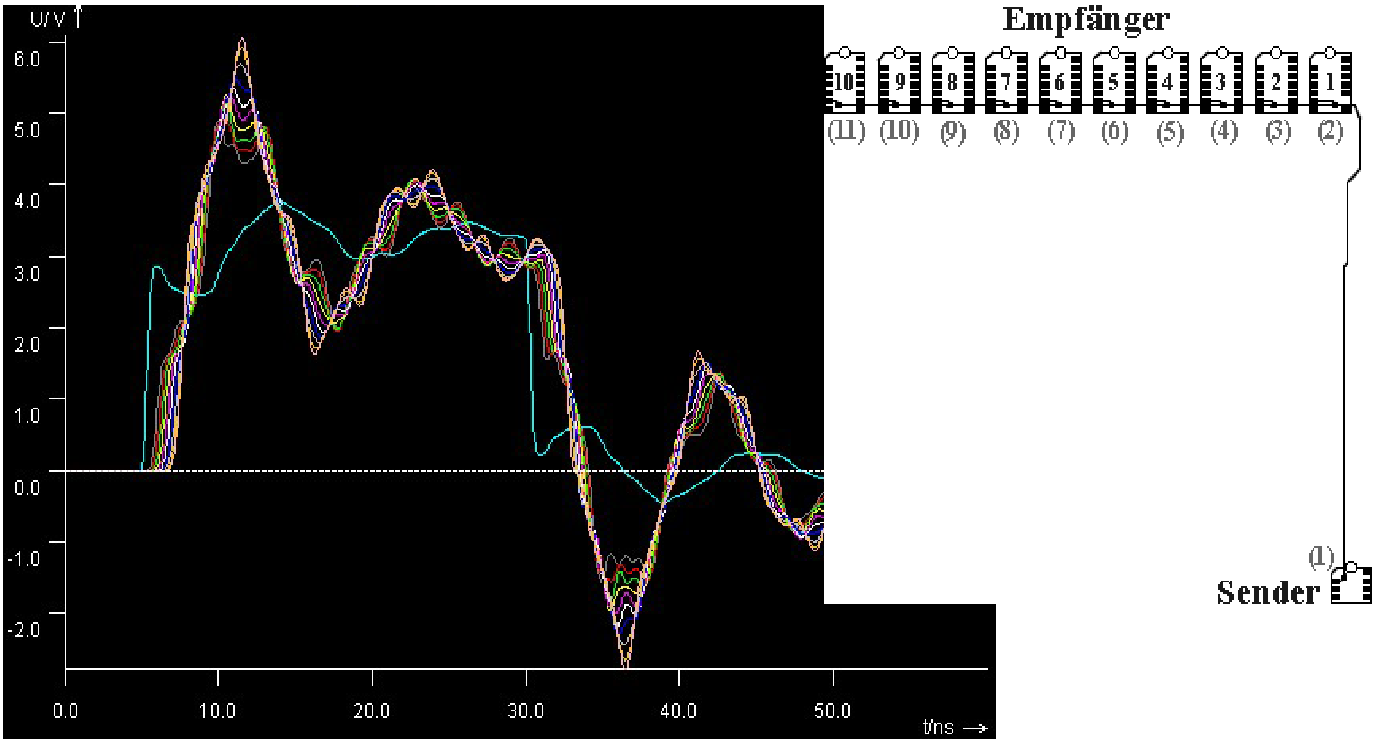
Solange die Länge der Querabzeigungen (Stubs) kurz ist gegen l_{krit} , (also z.B. 1cm bei t_r = 1ns), nehmen die Leitungen praktische kaum Ladungen auf, d.h. der Hauptstrom bleibt unbeeinflusst (s.Wassermodell). In diesem Fall sieht der Spannungsimpuls die Querabzweigungen (Stubs) nicht, d.h. Z bleibt praktisch unverändert an den Abzweigpunkten. Deshalb müssen die Stub-Leitungen auch nicht terminiert werden, sondern nur die letzte Leitung am Schluss der Kette. Diese darf auch länger als l_{krit} sein, da sie ja sowieso abgeschlossen wird.

Diese Anordnung kann mit einem 2.Parallel-Abschluss auch bidirektional betrieben werden oder unidirektional mit nur einem Serien-Widerstand R_V am Sender, genau wie bei einer Einzelleitung.

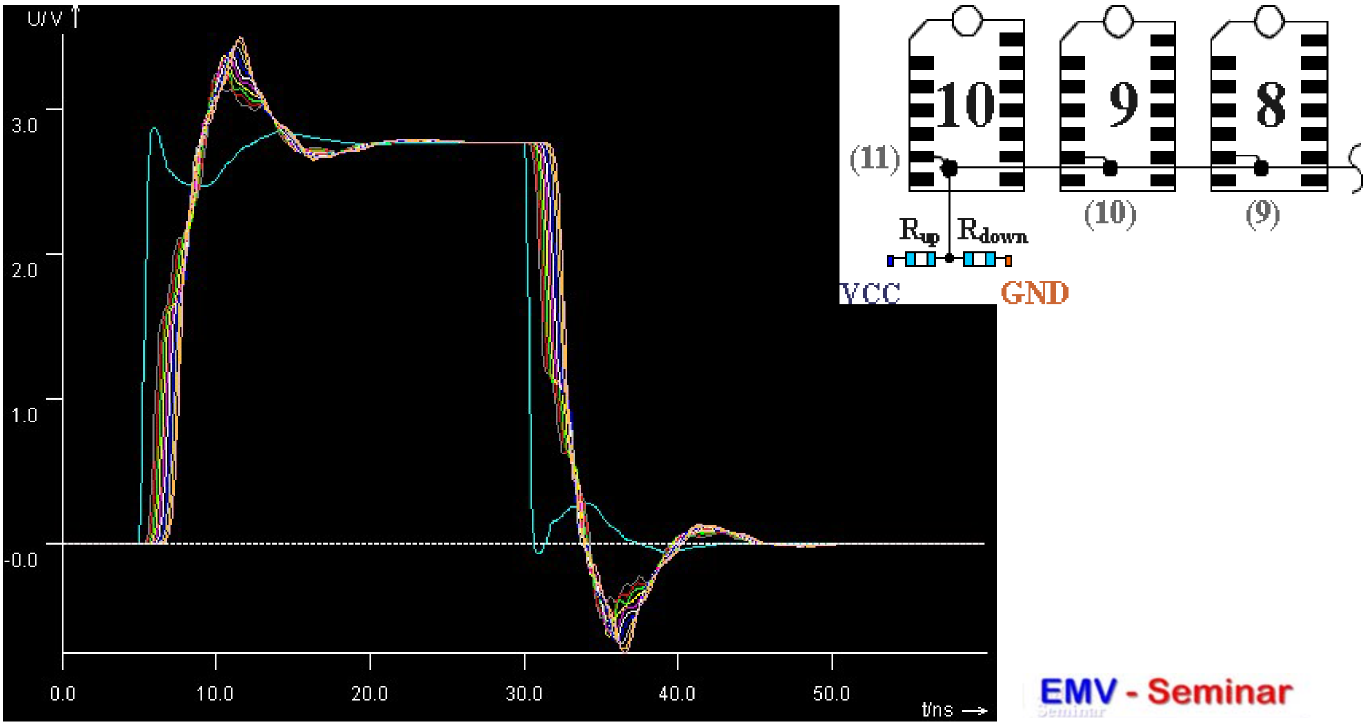
Praxisbeispiel: Taktnetz

(Quelle: Friedbert Hillebrand)

Diese Beispiel beschreibt eine Teil eines Speicherborads mit fünf Reihen und jeweils 10 Empfänger-Chips. Die Reihe mit den größten zu erwartenden Reflexionen ist die, bei der die Empfänger am weitesten vom Sender entfernt sind.



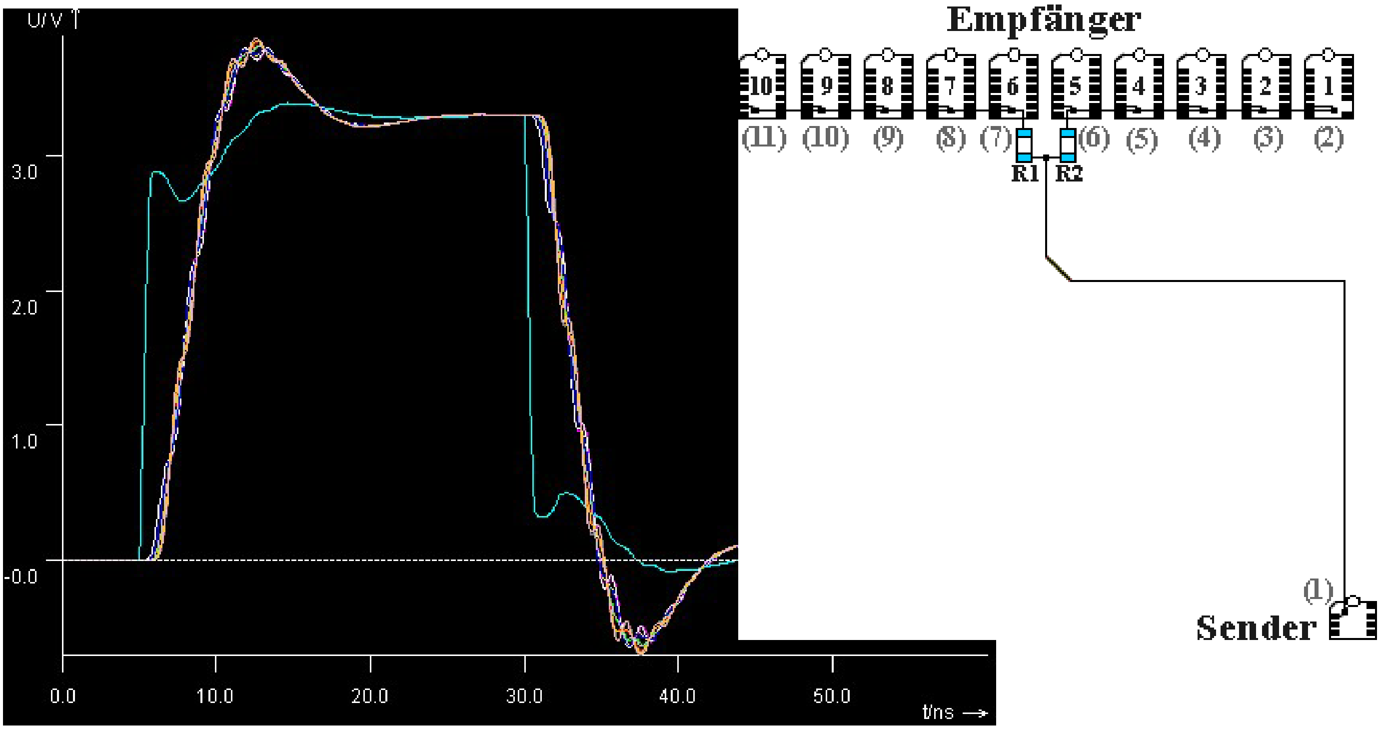
Üblicherweise wird bei einer Daisy-Chain-Busverdrahtung der Empfänger mit der längsten Laufzeit mit einem Thevenin-Netzwerk abgeschlossen. Diese Methode ist hier nicht ausreichend wirksam.



EMV - Seminar

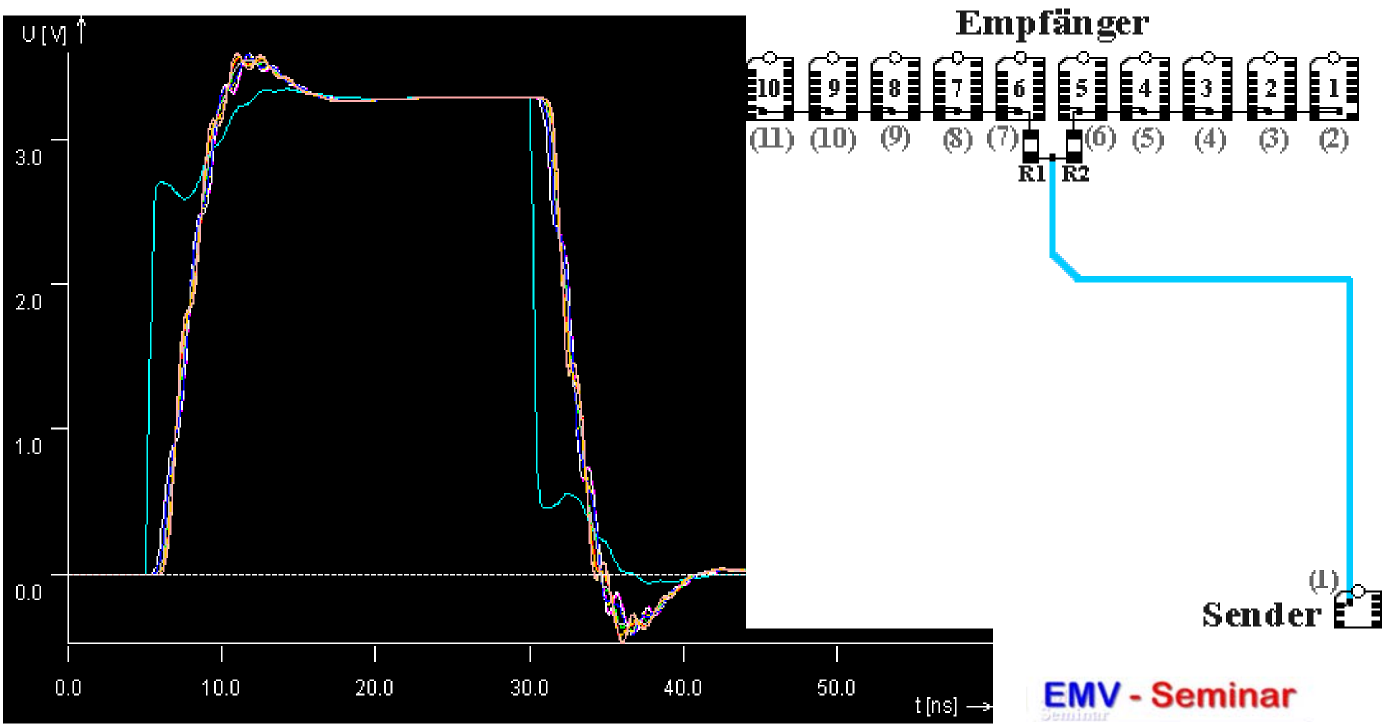
Der Grund für diese schlechte Ergebnis ist, dass die kapazitive Last der angeschlossenen Empfänger recht groß ist, und die Impedanz der Busleitung beeinflusst (unterschiedliche Anstiegsflanken) und die Treiberleistung für einen Thevenin-Abschluss nicht ausreichend ist.

Durch einen Mittenanschluss (Sternpunkt) kann die Leitungslänge und damit auch die Gesamtlaufzeit verkürzt werden. Durch Einfügen der beiden Serien-Widerstände hinter dem Sternpunkt erfolgt einerseits eine Anpassung an den Wellenwiderstand, andereseits eine galvanische Entkopplung der beiden Empfängerhälften.



Aufgrund des starken kapzitiven Einflusses der Empfänger und des dadurch reduzierten Wellenwiderstandes der Empfängerleitung(en) muss auch die Senderleitung noch angepasst werden.

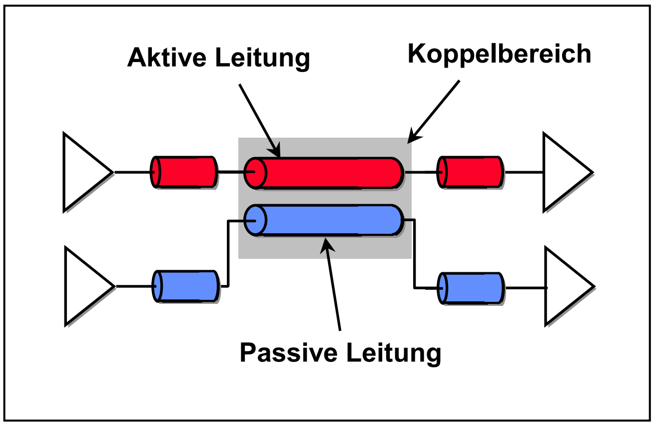
Um die Impedanz der Senderleitung (Z= 50 Ω) an die reduzierte Impedanz der Empfängerleitung (Z= 30 Ω) anzupassen, wird die Sendeleitung verbreitert und dadurch ihre Kapazität ebenfalls angehoben.



EMV - Seminar

2.6 Crosstalk (Übersprechen)

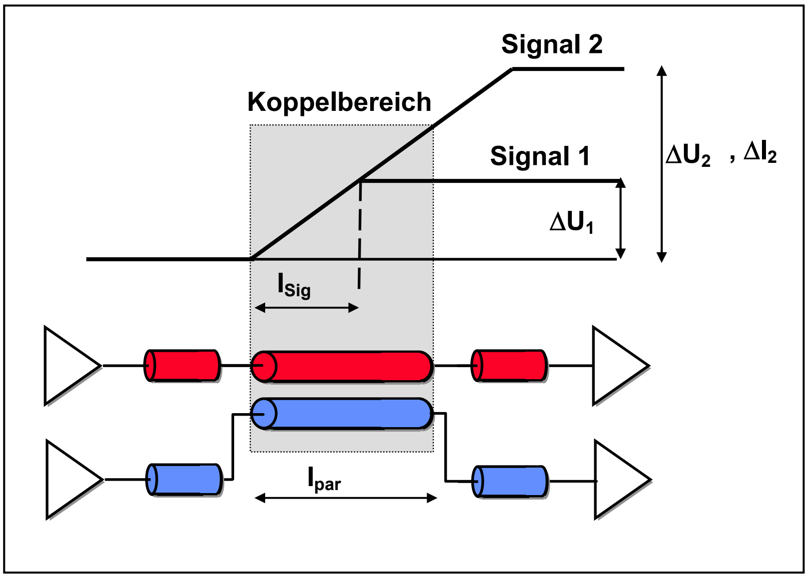
Mit "Crosstalk" bezeichnet man das Überkopieren von Signalen/Spannungsimpulsen auf passive Nachbarleitungen einer aktiven, schaltenden Leitung.



Ursache ist das sich ändernde elektrische und magnetische Feld, das ein Schaltimpuls hervorruft. Dabei erzeugen schaltende Spannungen elektrische/kapazitive Kopplung, schaltende Ströme hingegen magnetische/induktive Kopplungen.

$$Elektrisch: I_{kopp} = C_{kopp} \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

$$Magnetisch: U_{kopp} = -M_{kopp} \frac{\Delta I}{\Delta t}$$



Die Stärke der Kopplung ist proportional zur wirksamen Koppelstrecke $\mathbf{l}_{kopp}$ sowie der Stärke der Feldverkopplung M' (magnetisch) und C' (elektrisch) :

$M_{kopp} = M' \, \mathbf{l}_{kopp}$

$C_{kopp} = C' \, \mathbf{l}_{kopp}$

C' und M' werden durch den Abstand der beiden Leitungen beeinflusst (~ 1/r), d.h. durch die Stärke der koppelnden Felder.

Die wirksame Koppelstrecke kann maximal so groß wie die parallele Strecke der beiden Leitungen $\mathbf{l}_{par}$ sein (Signal 2). Falls die Signaländerung jedoch vorher beendet ist (Signal 1), ist die wirksame Koppelstrecke nur so lang wie die Änderungsstrecke des aktiven Signals $\mathbf{l}_{Sig}$. Diese Länge errechnet sich aus der Signallaufzeit und der Impulsanstiegszeit zu $\mathbf{l}_{Sig} = 15cm \cdot t_r / ns$

Also ist die effektive Koppelstrecke: $\mathbf{l}_{kopp} = Min\,(\mathbf{l}_{par}\,;\, \mathbf{l}_{Sig} = 15cm \cdot t_r / ns)$

Mit anderen Worten: Sobald die Parallelweglänge $\mathbf{l}_{par}$ die Signal-Änderungsstrecke $\mathbf{l}_{Sig}$ übersteigt, wirkt sich eine weitere Verlängerung der Parallelstrecke nicht mehr aus (bei $t_r = 1ns$ z.B. ab 15cm).

Die Stärke der Kopplung (Koppelfaktor) kann durch Erhöhung des Leiterabstandes sowie durch Verringerung der Dielektrikumsdicke (Verringerung der Leitungsimpedanz) verringert werden.

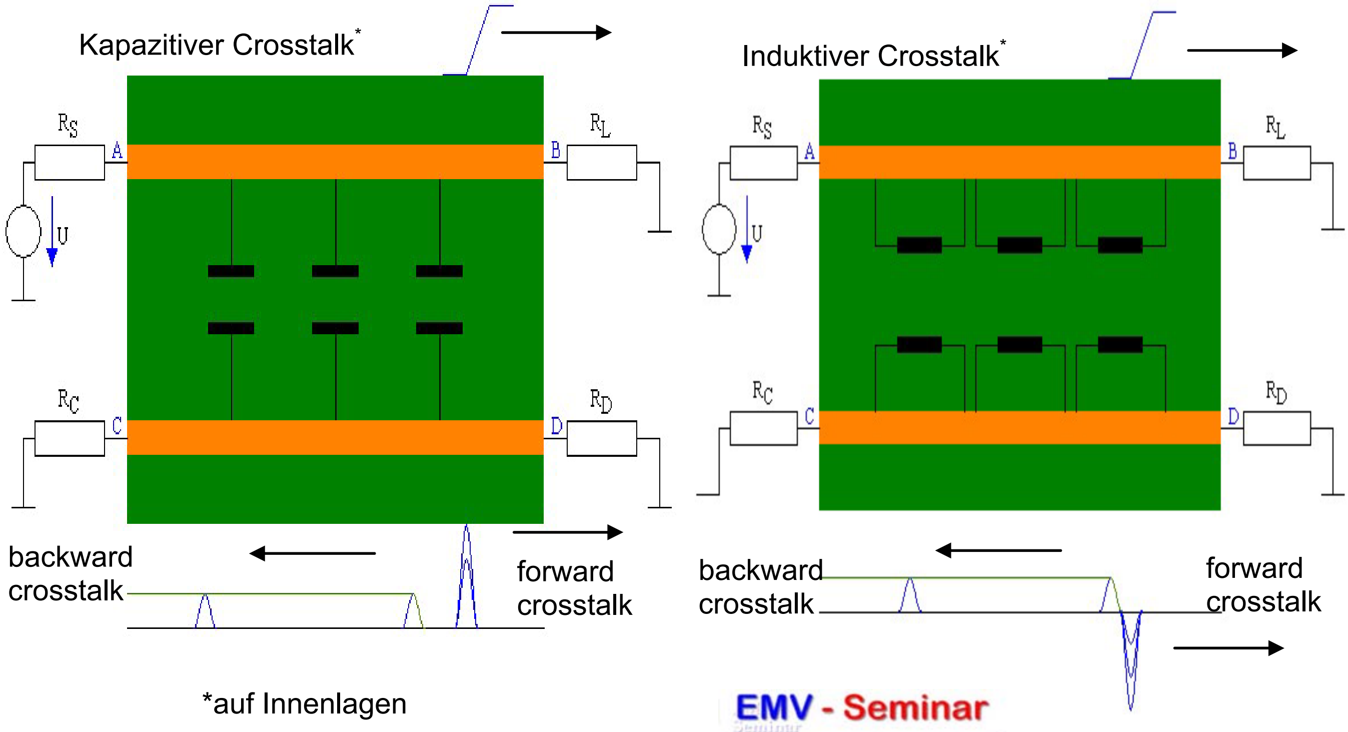
Dabei bewirkt die Verringerung der Dielektrikumsdicke eine Erhöhung der Leitungskapazität (elektrischen Feldstärke) zur Masse und verringert dadurch die Feldkopplung zur Nachbarleitung.

Vorwärts- und Rückwärts-Übersprechen (Forward- /Backward Crosstalk)

Der übergekoppelte Spannungs- bzw. Stromimpuls breitet sich auf der passiven (gestörten) Leitung sowohl in Laufrichtung des aktiven Signals (vorwärts) wie auch in die entgegengesetzte Richtung (rückwärts) aus.

In Vorwärts-Richtung wächst das übergekoppelte Signal parallel zum Störer-Signal immer weiter an, bis die Koppelstrecke zu Ende ist und läuft dann weiter bis zum Empfänger. Dort kann das übergekoppelte Signal evtl. Fehlschaltungen hervorrufen, sofern die Spannungsamplitude Schwellwerte überschreitet.

In der Rückwärts-Richtung hingegen wird die Amplitude des übergekoppelten Signal bereits am Leitungsanfang der Koppelstrecke erreicht und hängt nur von der Koppelstärke M' bzw. C' ab, da das aktive Signal ja in die Vorwärts-Richtung weiterläuft und sich damit entfernt. Die Koppellänge bestimmt hier nur die Dauer (Länge) des übergekoppelten Störimpulses auf der passiven Leitung.



Von großer Bedeutung ist, dass der "Forward-Crosstalk" der kapazitiven und induktiven Kopplung unterschiedliche Vorzeichen aufweisen: Der induktive Forward-Crosstalk ist negativ (s.Abb.).

Auf den symmetrischen Innenlagen (Stripline-Leitungen) sind der induktive und der kapazitive Koppeleffekt entgegengesetzt gleich stark (keine Streuung wie auf Aussenlagen). Dadurch wird auf Innenlagen der (zum Empfänger vorlaufende) Forward-Crosstalk praktisch zu Null kompensiert !!

Nur der (amplituden schwächere) Backward-Crosstalk ist dort wirksam. Der Backward-Crosstalk ist bei elektrisch langen Leitungen, bei denen die Signallaufzeit auf der Koppelstrecke $t_P > t_r$ (risetime) ist, unabhängig von der Anstiegszeit des aktiven Signals. Die Impulsdauer des Backward-Crosstalk ist 2 x t_P.

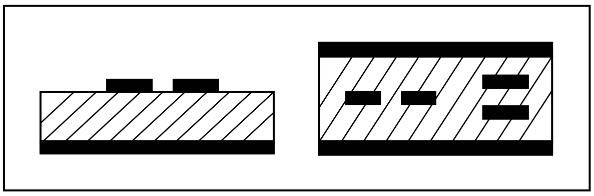
Ist die passive Leitung senderseitig nicht abgeschlossen, wird der Backward-Crosstalk am Sender reflektiert und führt, zeitlich verzögert, zu Störungen am Empfänger. Dadurch wird der Backward-Crosstalk häufig zur entscheidenen Störgröße.

2.7 Differentielle Impedanz

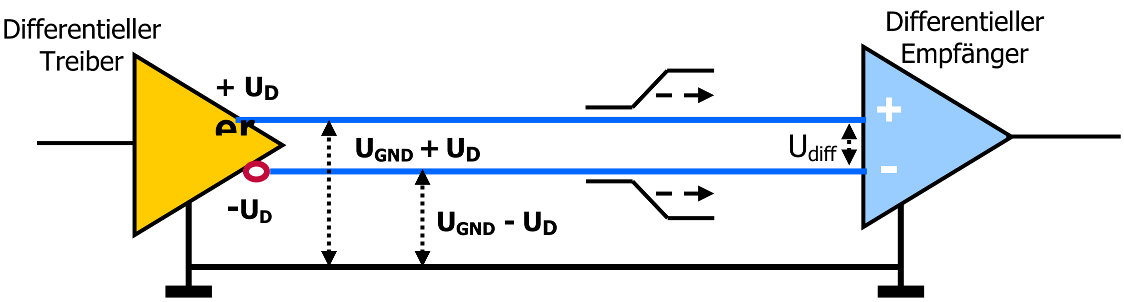
Für störungsarme Signalübertragung und sehr schnelle Digitalsignale wird die differentielle Signalübertragung eingesetzt. Dabei wird das Signal über 2 Signalleitungen geführt. Die Signalleitungen sind parallel als Doppelleitungen ausgeführt. Das Signal wird invers (+/-) in die Doppelleitung eingespeist.

Diese Art der Signalübertragung eignet sich auch zur Erzielung höherer Impedanzen (oder dünnerer Leiterplatten), da die Impedanzwerte um 50-80% höher als bei Single Ended Impedanzleitungen liegen.

Wie bei den Single Ended Impedanzleitungen unterscheidet man auch hier zwischen Microstrip und Stripline Anordnungen. Bei der Stripline-Anordnung zwischen 2 Potentiallagen sind darüber hinaus zwei Parallelführungen konstruierbar: Nebeneinander *(edged-coupled)* oder übereinander *(broadside-coupled)*.



Differentielle Signalübertragung



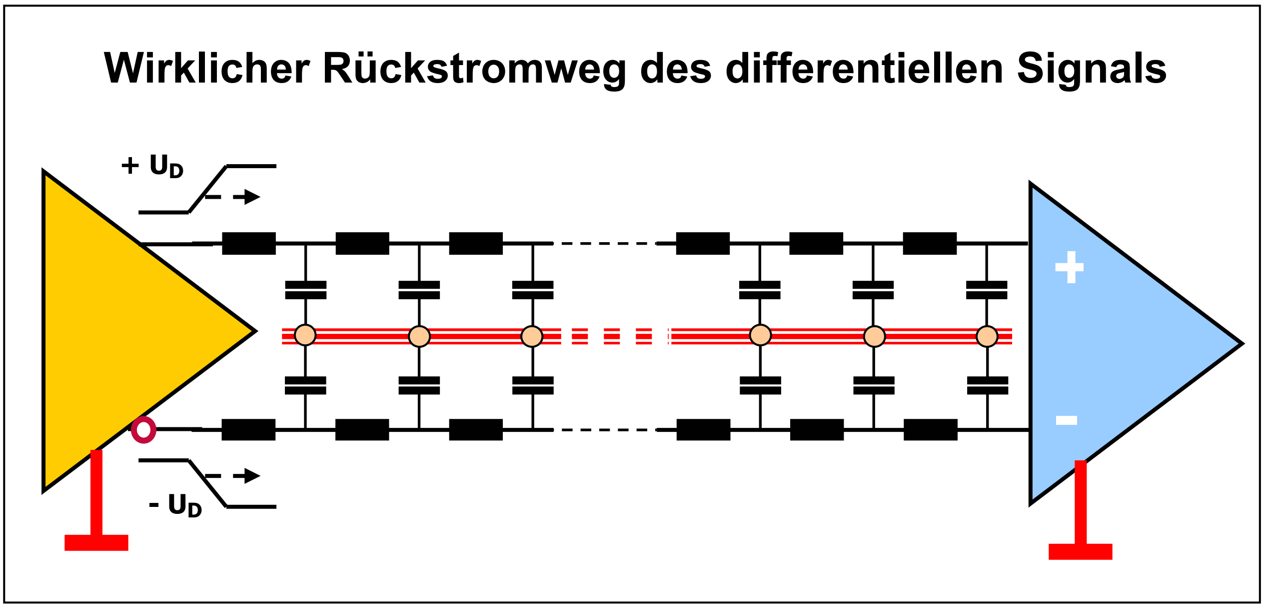
- 2 *invertierte* Signale U+ und U- laufen zum Empfänger
- Am Empfänger: $U_{diff} = (U_{GND} + U_D) – (U_{GND} - U_D) = 2\ U_D$

Alle Störungen auf $\mathbf{U_{GND}}$ heben sich auf !
Kein Einfluss auf das Differenz-Signal !

Vorteile differentieller Signalübertragung

- Reduzierte Empfindlichkeit gegen GND-Störungen und externe EM-Felder
- Höhere Bandbreite (höhere Datenraten)
- Kleine Signalpegel (kleine Schaltspannungen)
- Reduzierter Leistungsbedarf (geringe Ströme)

Nachteil:
Es müssen immer 2 Leiterzüge exakt parallel neben- oder übereinander verlegt werden mit exakt gleicher Leitungslänge anstelle 1 frei verlegbaren Leiterbahn über GND

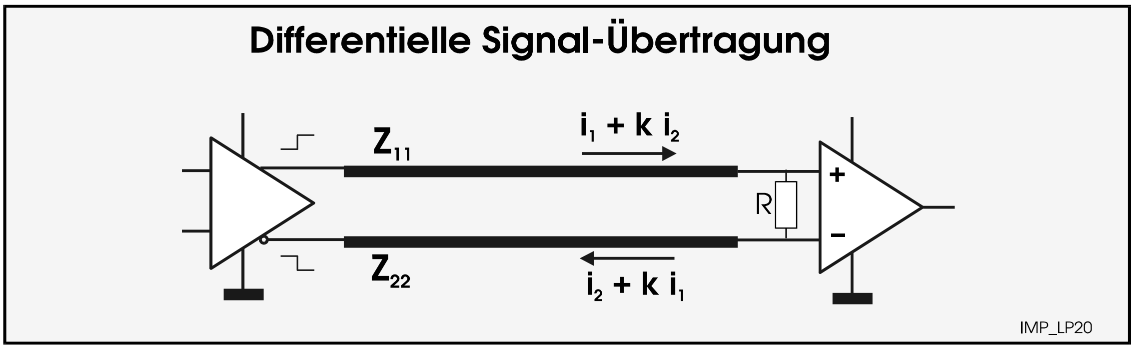


Definition

Unter differentieller Impedanz versteht man die Impedanz Z_{Diff} zwischen den beiden Leitungen des Signal-Paares. Je nach Betrieb der Leitungen im Gleich- oder Gegentakt unterscheidet man zwischen dem sog. „odd-mode“ (Gegentakt) und dem „even-mode“ (Gleichtakt). Um die o.g. Vor-teile nutzen zu können, arbeitet man normalerweise immer im Gegentakt, d.h. im sog. „odd-mode“.

Leitungspaar

Jede der beiden Signalleitungen hat eine Impedanz $Z_N = u/i$ gegen Masse gemäß den Formeln für Einzelleitungen, sofern der Abstand zur Nachbarleitung groß gegen die LB-Breite bzw. den Lagenabstand zur Masselage ist. An jedem Punkt der Leitung ist das Verhältnis von Strom i und Spannung u konstant, d.h. die Spannung entlang der Leitung ist $u = Z_N\, i$.



<u>Die Verhältnisse ändern sich, wenn man eine 2.Leitung in die Nähe bringt (s. Abb.):</u>

Sei Z_{11} die Impedanz der 1.Leitung gegen Masse (entsprechend Z_N für Einzelleitungen) mit zugehörigem Strom i_1 . Durch die Nähe von Leitung 2 koppelt Strom von dieser in Leitung 1 über. Dasselbe gilt analog für Leitung 2 in Bezug auf Leitung 1.

Für die Spannungen auf jeder Leitung gilt jetzt:

$$\boxed{\begin{aligned} u_1 &= Z_{11}\, i_1 + Z_{11}\, k\, i_2 \\ u_2 &= Z_{22}\, i_2 + Z_{22}\, k\, i_1 \end{aligned}} \qquad \text{(Gl.1)}$$

wobei der Koppelfaktor k die Stärke der gegenseitigen Beeinflussung quantifiziert.

Definiert man $Z_{12} = k\ Z_{11}$ und $Z_{21} = k\ Z_{22}$, entsteht ein symmetrisches Gleichungs-system in der üblichen bekannten Form:

$$\boxed{\begin{aligned} u_1 &= Z_{11}\, i_1 + Z_{12}\, i_2 \\ u_2 &= Z_{21}\, i_1 + Z_{22}\, i_2 \end{aligned}} \qquad \text{(Gl.2)}$$

Für minimale Störempfindlichkeit des Übertragungsweges wird man das Leitungspaar symmetrisch entwerfen und im Gegentakt betreiben, so dass
$Z_{11}= Z_{22} = Z_N$ und $i_2 = - i_1$ gilt.

Daraus ergibt sich mit Gl.1 für die Spannungen:

$$u_1 = Z_N \; i_1 (1- k) \qquad \text{(Gl.3)}$$
$$u_2 = - Z_N \; i_1 (1- k)$$

d.h. die Spannungen sind (wie zu erwarten) gleichgroß aber entgegengesetzt.
Die Spannungen u_1 (bzw. u_2) beziehen sich auf Masse. Die effektive Impedanz von Leitung1 (bezogen auf Masse, also die „odd-mode"-Impedanz bei Leitungspaaren oder „single-mode"-Impedanz im Allgemeinen) ist somit:

$Z_{odd} = u_1/ i_1 = Z_N \; (1-k)$ (Sie ist also kleiner als die Nennimpedanz der Einzelleitung!)

Der passende reflexionsfreie Abschluss von Leitung1 bzw. 2 gegen Masse wäre also jeweils ein Widerstand der Größe Z_{odd} , unter der Voraussetzung identischer Leitungen.

(Anm.: Setzt man $Z_N = Z_{11}$ und $k = Z_{12}/ Z_{11}$ hier ein, so erhält man die in der Literatur übliche Form: $Z_{odd} = Z_{11} - Z_{12}$, was aber weniger praktische Bedeutung hat.)

Differentielle Impedanz (odd-mode)

Angenommen, beide Leitungen seien mit Z_{odd} abgeschlossen. Da bei voller Symmetrie $i_2 = - i_1$ ist, würde durch die Masse überhaupt kein Strom fließen, d.h. die Widerstände wären praktisch wirkungslos. In der Tat gibt es gute Gründe, die Signalleitungen nicht an Masse zu legen, um Überkoppelung von Störungen aus der Masse zu vermeiden. Stattdessen wird i.d.R. ein Widerstand zwischen Leitung1 und 2 geschaltet, der den Wert der Reihenschaltung der beiden Einzelabschlüsse haben muss:

$\boxed{\mathbf{Z_{Diff} = 2\, Z_N\, (1-k)}}$ Bei $k = 0{,}2$ wäre z.B. $Z_{\mathbf{Diff}} = 1{,}6 \; Z_N$

Somit ist die differentielle Impedanz Z_{Diff} größer als die Einzel-Impedanz jeder Leitung, z.B. kann das Differenzpaar 80 Ohm haben, bei Einzel-Impedanzen von 50 Ohm.
Für die Berechnung von Z_{Diff} ist die Kenntniss des Koppelfaktors k erforderlich, (der übrigens auch beim Thema „crosstalk" auftritt !) Er ist abhängig von den geometrischen Strukturen des Leitungspaares, die für die Stärke der elektrischen und magnetischen Kopplung maßgeblich sind.

Common Mode Impedanz (even-mode)

Der Vollständigkeit halber sei hier noch der Gleichtakt-Fall (even-mode) dargestellt.
Der Unterschied besteht darin, dass jetzt $i_2 = i_1$ ist (also ohne Minuszeichen).
Gleichung Gl.3 wird dann zu:

$$u_1 = Z_N \; i_1 (1+ k) \qquad \text{(Gl.4)}$$
$$u_2 = Z_N \; i_1 (1+ k)$$

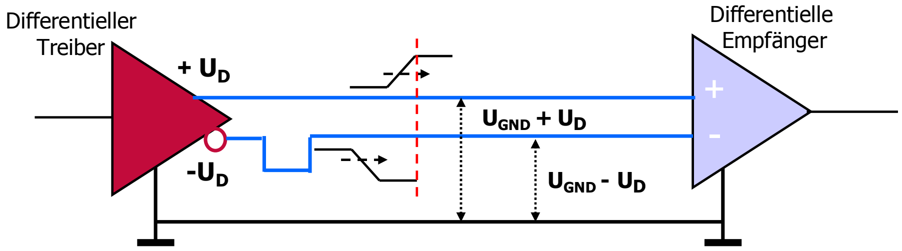
d.h. beide Spannungen sind identisch ebenso die Leitungsimpedanz

$$Z_{even}= Z_N \; (1+k).$$

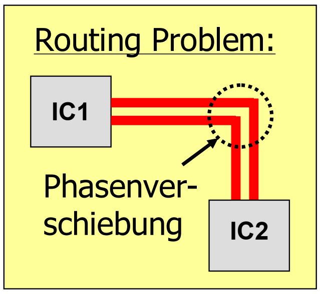
Im Gleichtaktfall ist also die Einzel-Impedanz jeder Leitung im Paar höher als ohne Nachbarleitung. Als Leitungsabschluss müssen jetzt beide Leitungen mit einem Widerstand zur Masse versehen werden, jeweils mit der Größe Z_{even} . Da der Strom durch die Masse $i_2 + i_1$ wird, wirken beide Widerstände parallel geschaltet, sodass die differentielle Impedanz im Gleichtaktfall (Common Mode) kleiner wird:

$\boxed{\mathbf{Z_{Comm} = \tfrac{1}{2}\; Z_N\, (1 + k)}}$ (Bei $k = 0{,}1$ wäre z.B. $Z_{Comm}= 0{,}55 \; Z_N$)

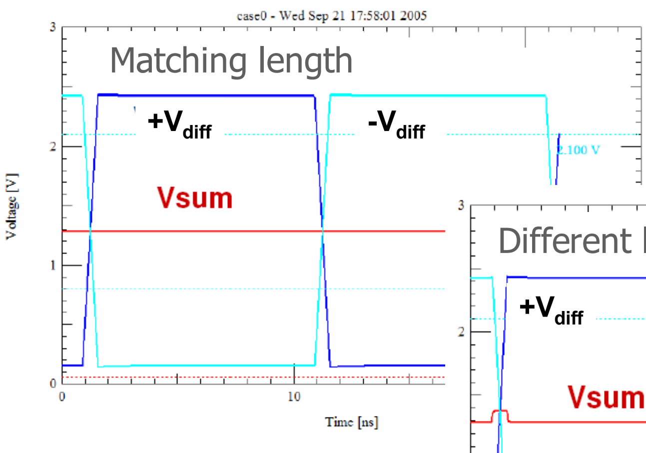
Einfluss unterschiedlicher Leitungslängen



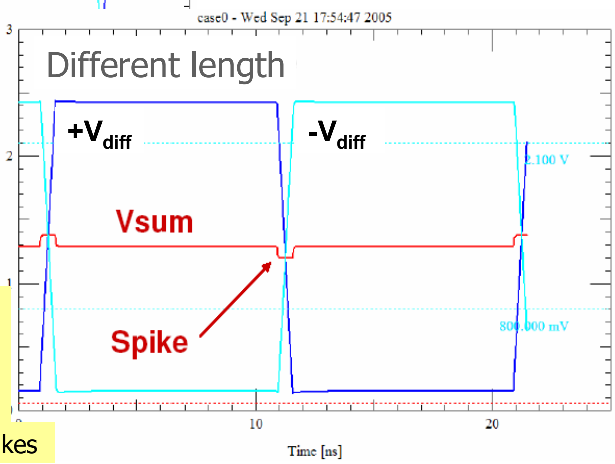
- Unterschiedliche Leitungslängen verursachen eine Phasenverschiebung, die das differentielle Signal zerstört und Gleichtakt Spikes hervorruft:
- $U_{sum} = (U_{GND} + U_D) + (U_{GND} - U_D) = 2\ U_{GND}$



Einfluss unterschiedlicher Leitungslängen (2)

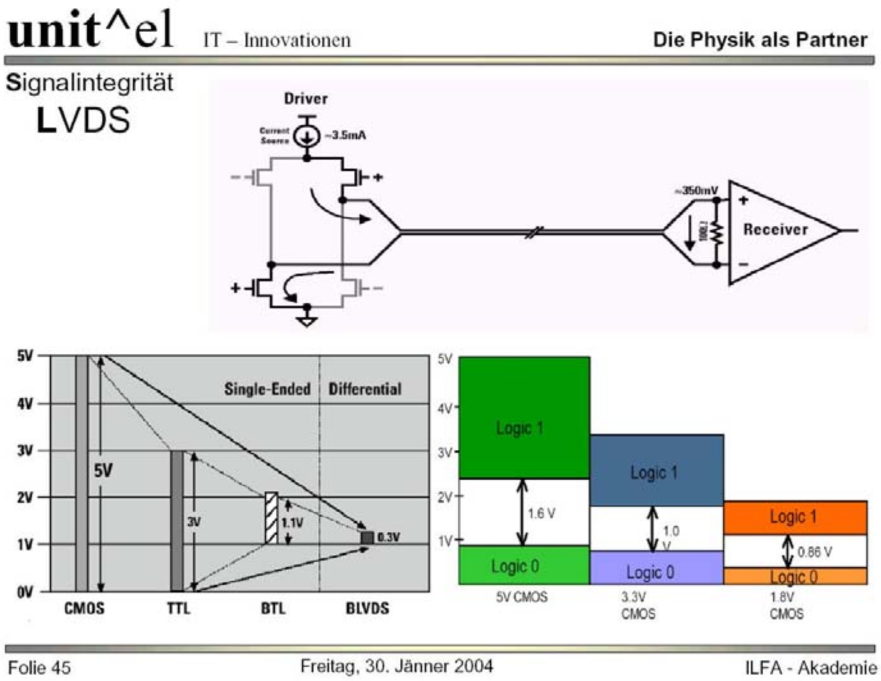


Samples: FlowCad & Cadence



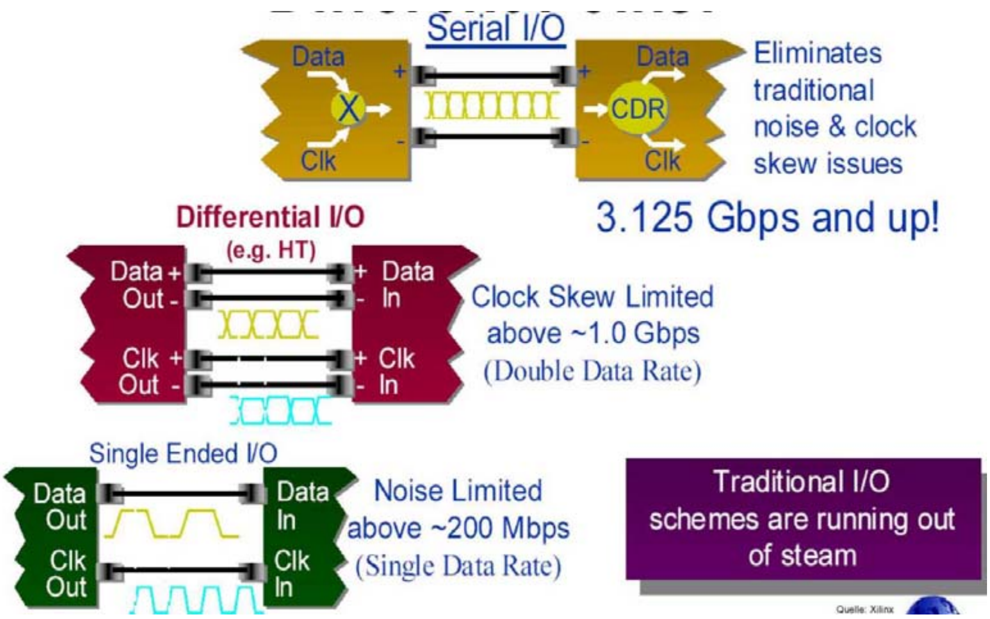
- V_{sum} constant only for ideal situation
- A minimal length difference between the 2 traces causes a common spike at the differentiell input
- Devices are very sensitive to those spikes

Kleine Signalpegel – reduzierte Leistung



61

Anwendungen differentieller Signalübertragung



62