



Elektrische Leitungen

Seminar

18.01.2005

Felix Rembor

Inhalt

1 Grundlagen

2 Leitungstypen

3 Einfache vs. Differentielle Signalübertragung

4 Entwurf von Leiterplatten

5 Augendiagramme

6 Time Domain Reflectometry

7 Praktische Umsetzung

8 Persönliche Bemerkung

1 Grundlagen

1.1 Impedanz

1.1.1 Verlustfreie Leitungen

1.1.2 Verlustbehaftete Leitungen

1.1.2.1 Skin Effekt

1.1.2.2 Weitere Effekte

1.1.2.3 Formeln

1.1.2.4 Tools

1.2 Dämpfung

1.3 Reflektionen

1.3.1 Terminierung

1.4 Crosstalk

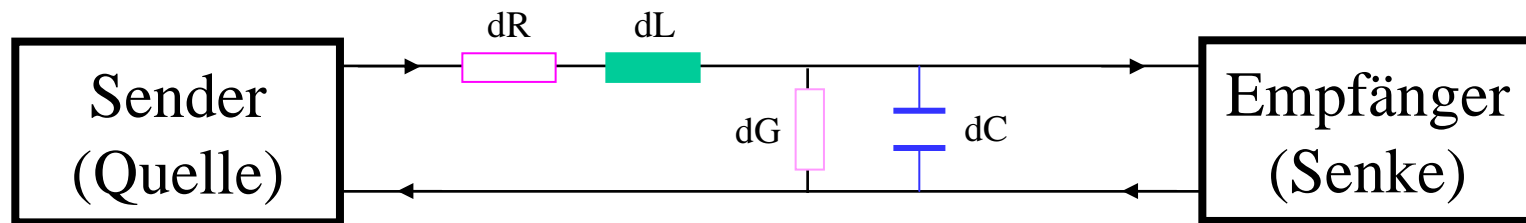
1.4.1 Kapazitive Einkopplung

1.4.2 Induktive Einkopplung

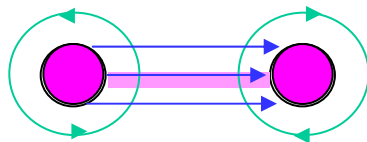
1.4.3 Ohm'sche Einkopplung

1.1 Impedanz

Ersatzschaltung einer Übertragungsstrecke:



Querschnitt:



Impedanz:

$$dz = dR + j\omega dL \quad dy = dG + j\omega dC$$

$$Z = \sqrt{\frac{dz}{dy}} = \sqrt{\frac{j\omega dL + dR}{j\omega dC + dG}}$$

1.1 Impedanz

Verlustbehaftete Leitung:

(Lossy Transmission Lines)

(großes R, kleines G)

$$Z = \sqrt{\frac{dR + j\omega dL}{dG + j\omega dC}}$$

Verlustfreie Leitung:

(Loss-less Transmission Lines)

(R, G = 0)

$$Z = \sqrt{\frac{dR + j\omega dL}{dG + j\omega dC}} = \sqrt{\frac{j\omega dL}{j\omega dC}} = \sqrt{\frac{dL}{dC}}$$

- frequenzunabhängig
- längenunabhängig

1.1.1 Verlustfreie Leitungen

Formeln zum Abschätzen:

Impedanz: $Z = \sqrt{\frac{dL}{dC}}$

Ausbreitungsverzögerung: $t = \sqrt{dL * dC}$

Ausbreitungsgeschwindigkeit: $v = \frac{1}{t}$

$$dL = Z * t$$

$$dC = \frac{t}{Z}$$

1.1.2 Verlustbehaftete Leitungen

In realen Leitungen ist R (und G) nicht 0 => Impedanz ist längen- und frequenzabhängig.

Beispiel: Leiterbahn auf einer Platine

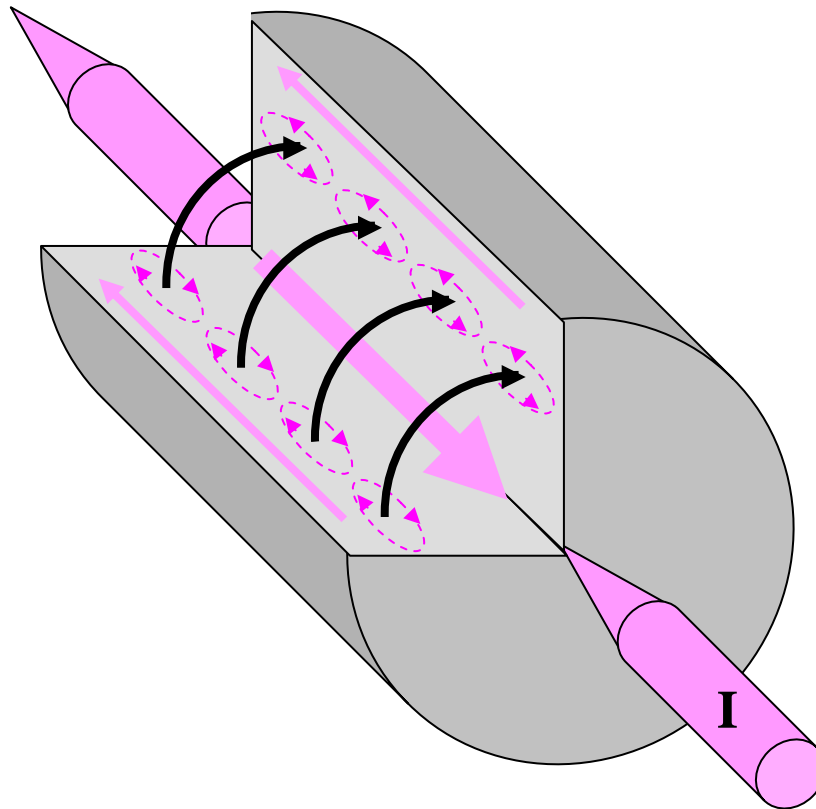
Typische Dicke der Kupferschicht: 35µm

Typische Leiterbahnbreite: 100µm

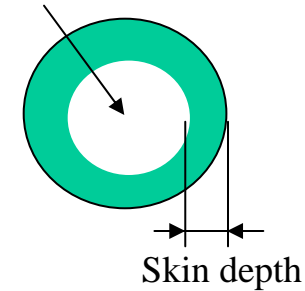
$$R_{DC} = \frac{\rho * l}{A} = \frac{1,7 * 10^{-8}}{(100 * 10^{-6}) * (35 * 10^{-6})} \approx 4,9 \frac{\Omega}{m}$$

1.1.2.1 Skin Effekt

Durch das elektromagnetische Feld des Stromes entstehen Wirbelströme im Leiter, durch welche ein nicht leitender Bereich in der Leitung entsteht. Der Leiterquerschnitt wird effektiv verringert und somit der Widerstand erhöht.



Nicht leitender Bereich



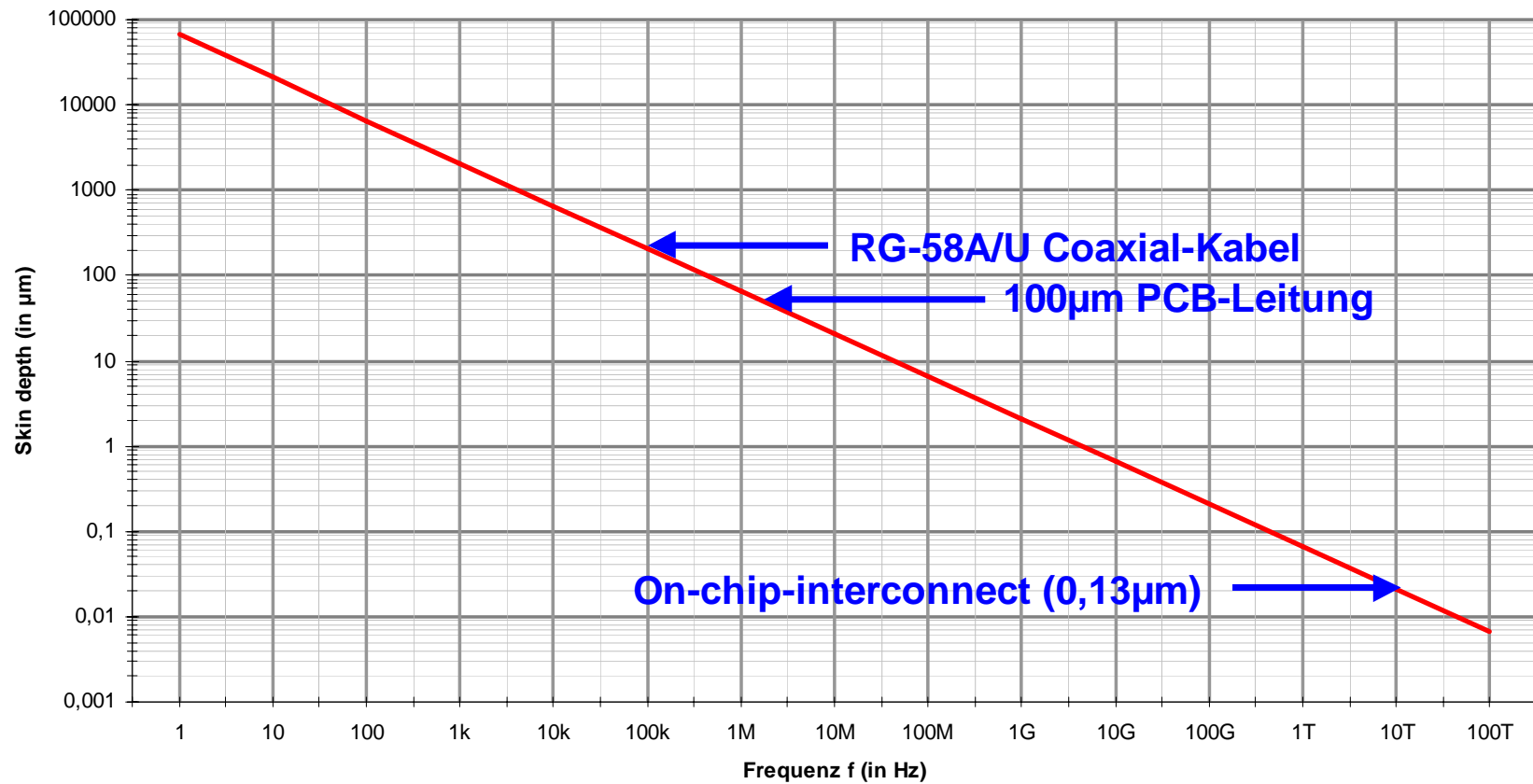
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

μ = Permeabilität

σ = Admittanz

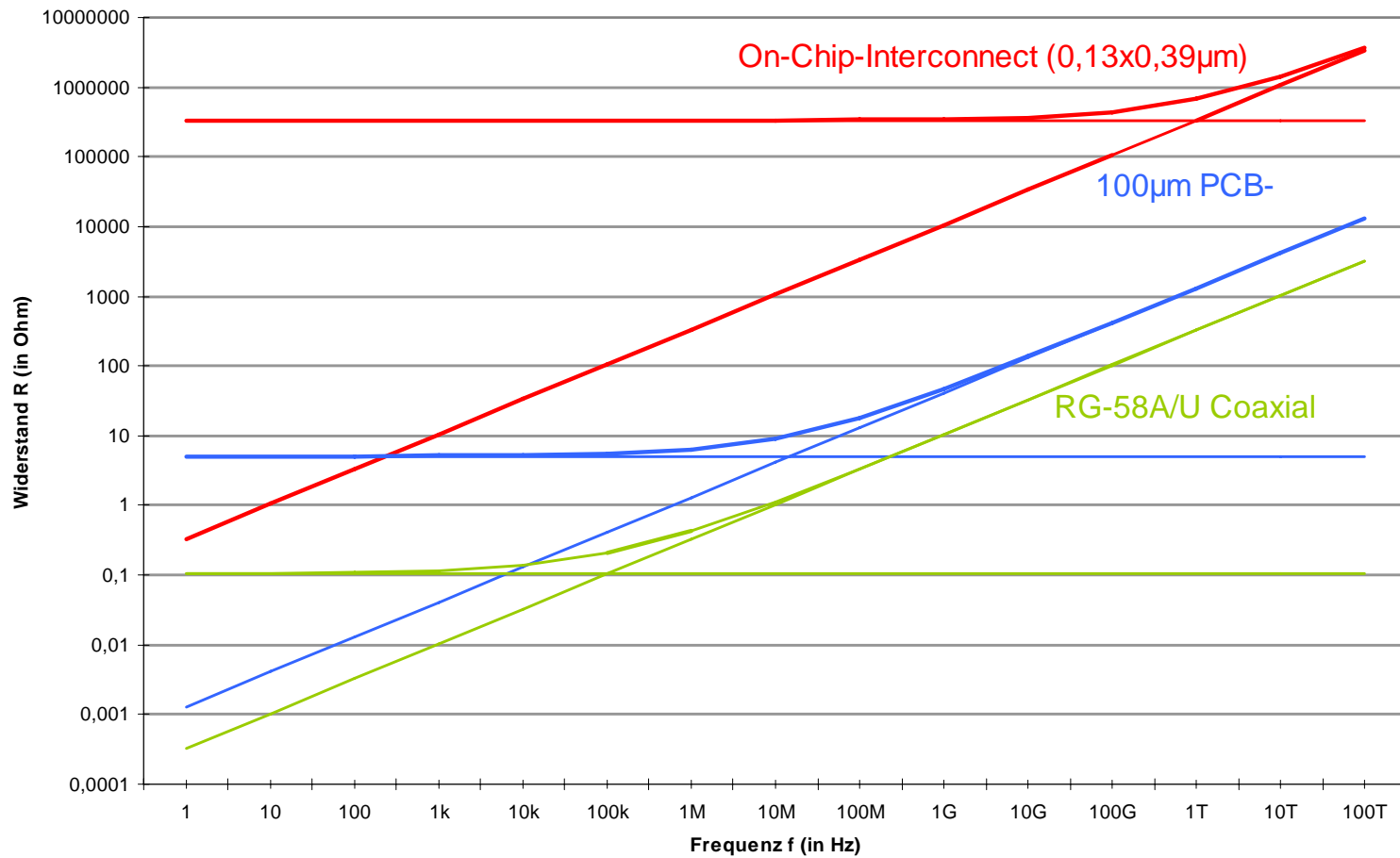
1.1.2.1 Skin Effekt

Skin depth



1.1.2.1 Skin Effekt

Widerstand unter Berücksichtigung des Skin-Effekts

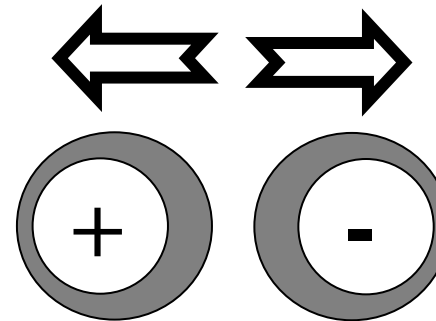


1.1.2.2 Weitere Effekte

Proximity-Effekt:

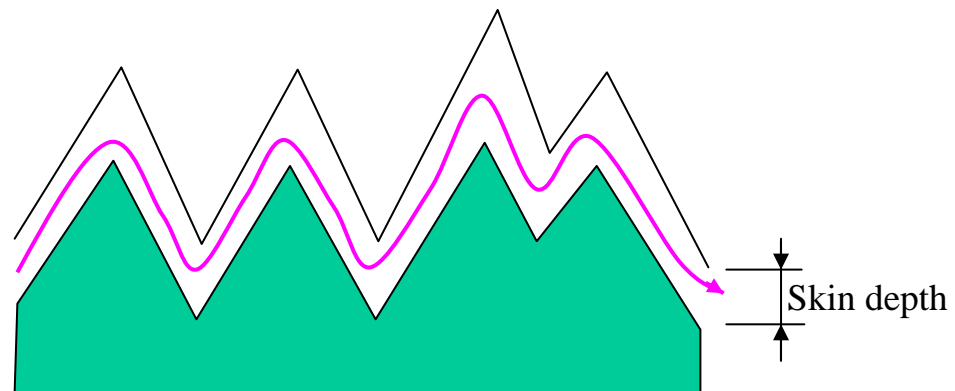
Ein in positiver- und ein in negativer Richtung durchflossener Leiter stoßen sich voneinander ab.

B-Feld der Leiter erzeugen Wirbelströme ==> Mehr Stromfluß in der Innenseite ==> Kabel stoßen sich ab.



Surface-Roughness:

Die Oberfläche eines Leiters ist ‚hügelig‘. Sinkt bei hohen Frequenzen die ‚Skin depth‘ unter die Oberflächenrauheit, muss der Strom einen weiteren Weg zurücklegen.



Dielectric-Effects:

Bei hohen Frequenzen entstehen durch den elektrischen Strom Mikrowellen. Diese werden im Dielektrikum in Wärme umgesetzt. (= Dielectric loss)

1.1.2.3 Formeln

Impedanz: $Z = \sqrt{\frac{dR + i\omega dL}{dG + i\omega dC}}$

Ausbreitungsverzögerung: $t = \sqrt{(dR + i\omega dL) + (dG + i\omega dC)}$

Ausbreitungsgeschwindigkeit: $v = \frac{1}{t} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

Additive Impedanz durch Skin-Effekt: $R_{Skin}(f) = \frac{1}{2d} \sqrt{\frac{\mu\pi f}{\sigma}}$

Skin-Tiefe: $\delta(f) = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu \sigma}}$

Startfrequenz des Skin-Effekts: $f_{Skin_Start}(d) = \frac{4}{\pi \mu \sigma d^2}$

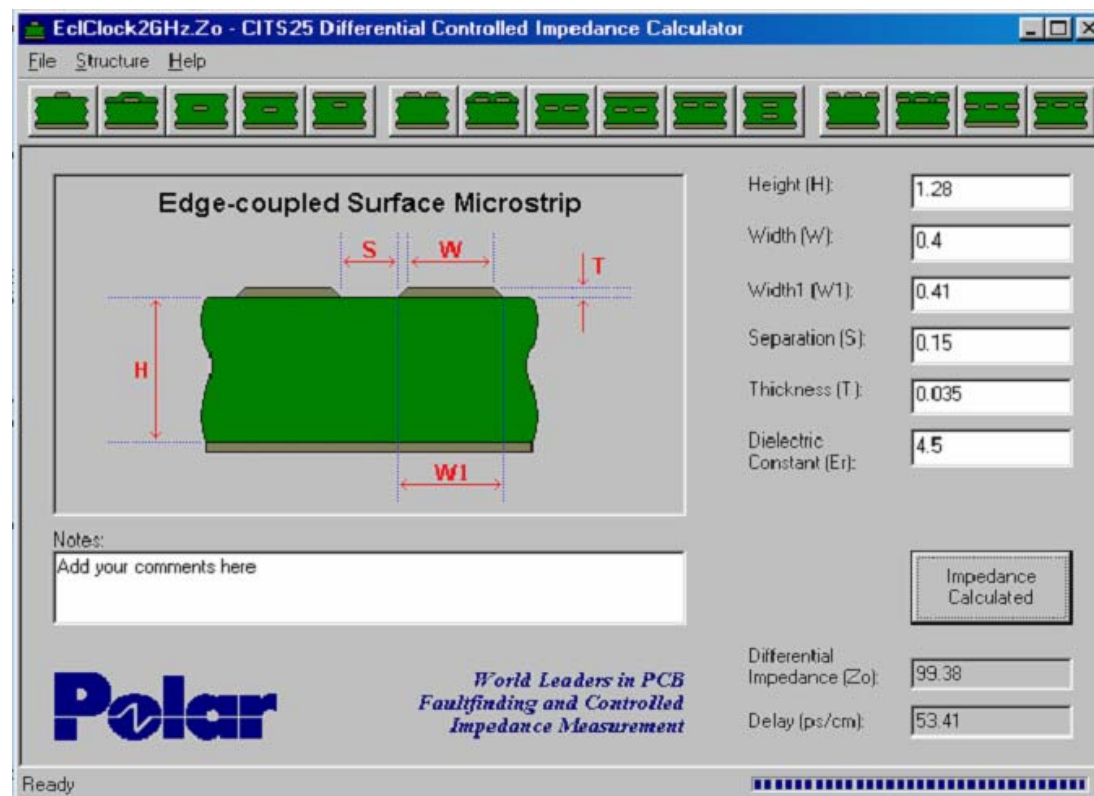
μ = Permeabilität

σ = Admittanz

1.1.2.4 Tools

Fazit:

Realistische Modelle sind sehr komplex. Um zu berechnen, wie breit und wie weit entfernt Leiterbahnen sein müssen, um eine bestimmte Impedanz zu bekommen, verwendet man spezielle Programme. Zum Beispiel Impedance Calculator von Polar (früher ~800 €, jetzt ~2000€).



1.2 Dämpfung

Dämpfung

=

Tiefpass 2. Ordnung

+

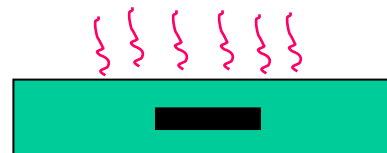
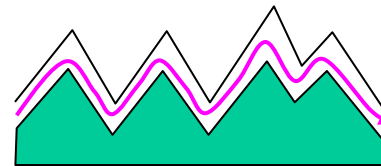
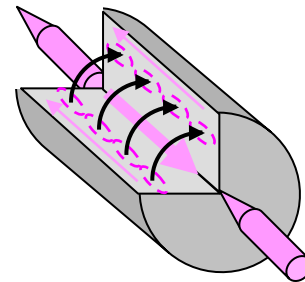
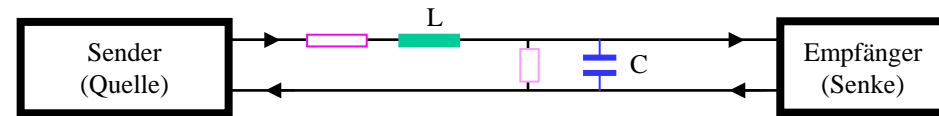
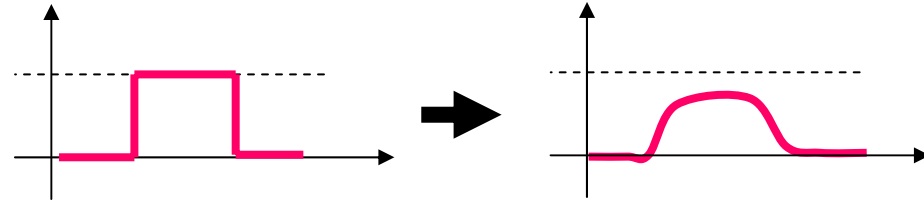
Skin-Effekt

+

Surface Roughness

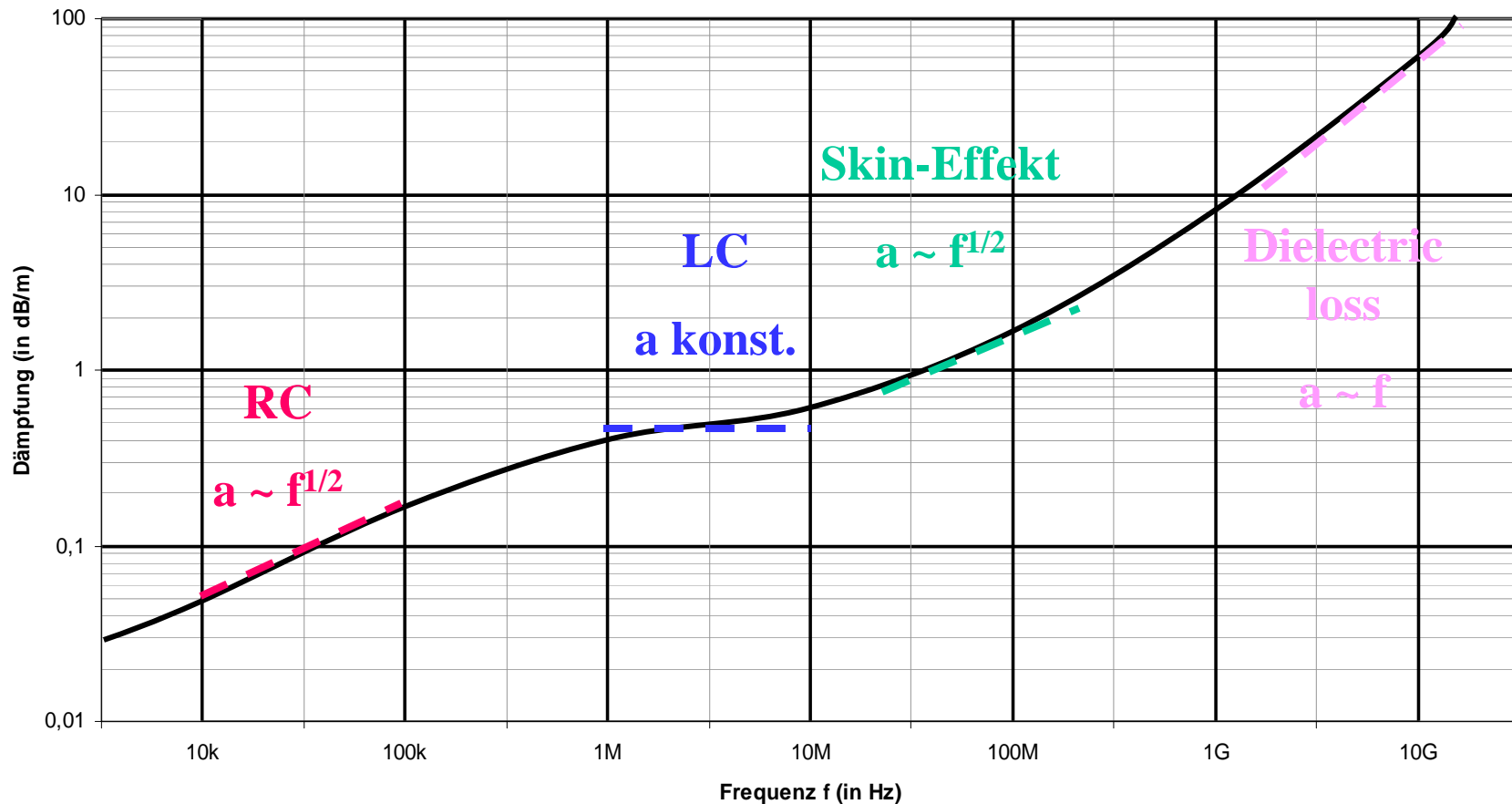
+

Dielectric loss



1.2 Dämpfung

Dämpfung einer PCB-Leitung



1.3 Reflektionen

Ändert sich die Impedanz einer Leitung, wird ein Teil des Signals reflektiert.

Reflektionsfaktor:

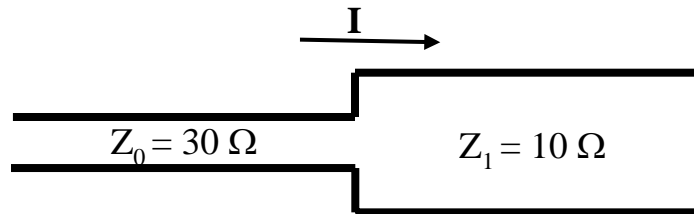
$$r = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (\text{Übergang von } Z_0 \text{ nach } Z_1)$$

Reflektionsspannung:

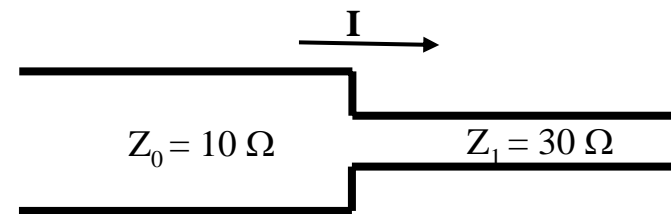
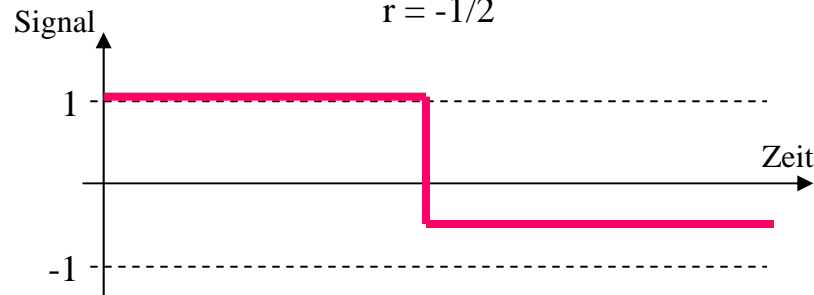
$$V_{\text{reflekt}} = r * V$$

Reflektionsstrom:

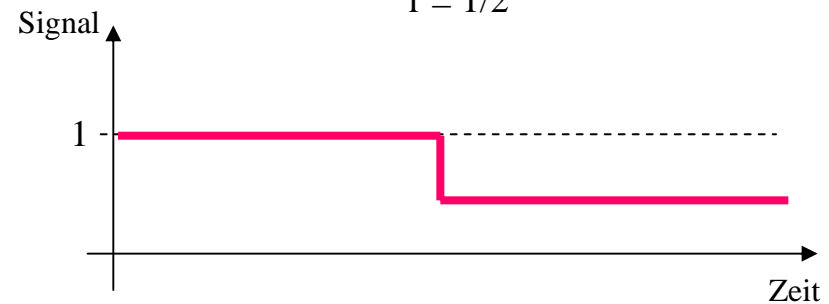
$$I_{\text{reflekt}} = r * I$$



$$r = -1/2$$



$$r = 1/2$$

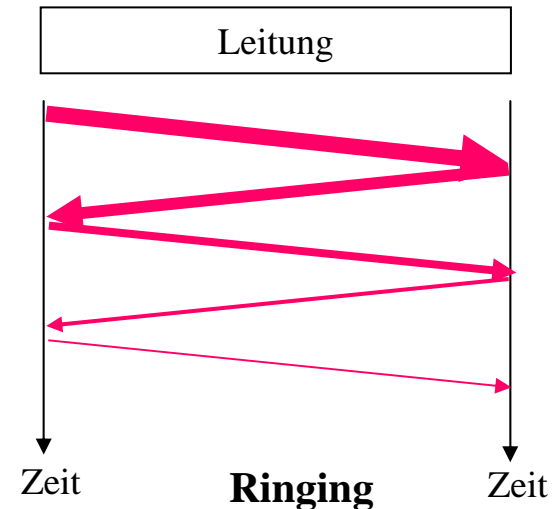


1.3.1 Terminierung

Am Ende einer Leitung wechselt das Signal von der Leitungsimpedanz zu ∞ .

$\Rightarrow r = 1$.

Das Signal pendelt zwischen den Leitungsenden hin und her und überlagert andere Signale auf der Leitung. Es kommt zum sogenannten **Ringing**.



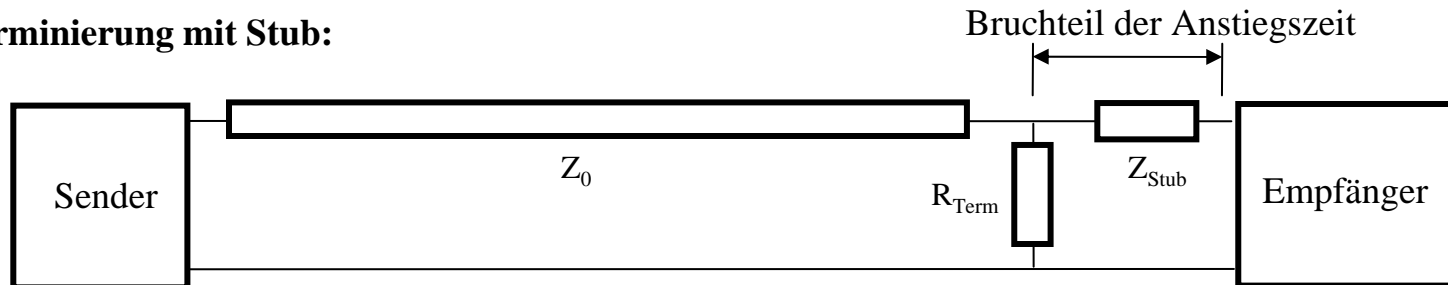
Am Ende der Leitung soll das Signal jedoch nicht reflektiert werden. Dies geschieht, wenn $r = 0$.

$$0 = \frac{Z_L - Z_T}{Z_L + Z_T} = Z_L - Z_T \Rightarrow Z_L = Z_T$$

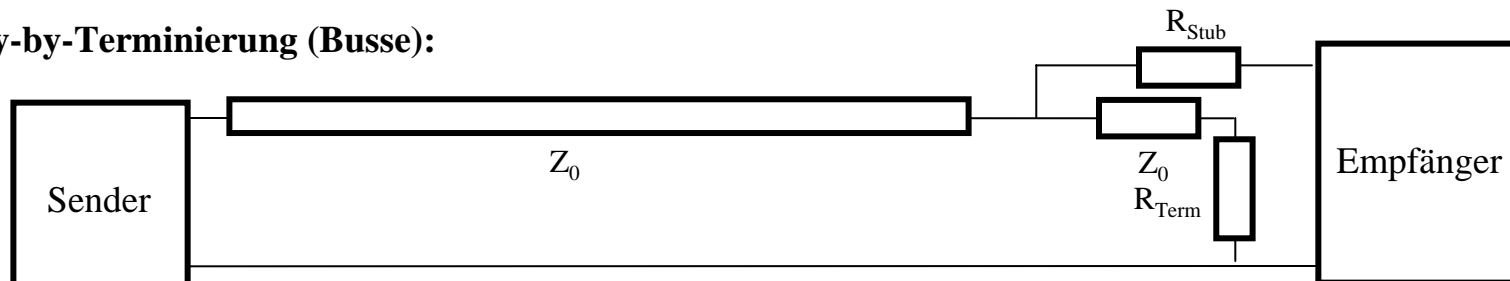
Ein Terminierungswiderstand mit der gleichen Impedanz wie der der Leitung verhindert diesen Effekt.

1.3.1 Terminierung

Terminierung mit Stub:



Fly-by-Terminierung (Busse):



1.4 Crosstalk

Einflussnahme eines fremden Signals auf die ‚eigene‘ Signalleitung durch:

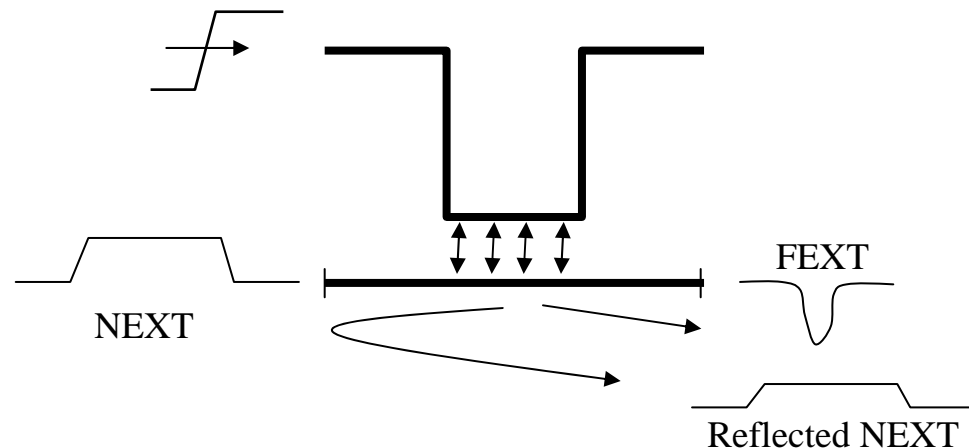
- **kapazitive Einkopplung,**
- **induktive Einkopplung oder**
- **ohm'sche Einkopplung**

$$XTalk(dB_x) = 20 \log \left(\frac{V_{Empfänger}}{V_{Sender}} \right)$$

1.4.1 Kapazitive Einkopplung

Beispiel:

Zwei eng beieinander liegende Leitungen wirken wie zwei Platten eines Plattenkondensators.



NEXT - Near End Crosstalk or Reverse Coupling:

Signaleinkopplung entgegen der Richtung des Verursachers. Die Amplitude des eingekoppelten Signals steigt mit der Koppellänge bis zu ihrer Sättigung ($1/2$ Anstiegszeit).

FEXT - Far End Crosstalk or Forward Coupling:

Signaleinkopplung in die Richtung des Verursachers. Die Amplitude des eingekoppelten Signals steigt mit der Koppellänge bis zu ihrer maximalen Amplitude von $V_{\text{Verursacher}}$. Dieser Effekt entsteht durch die Induktivität einer Leitung und ist daher negativ.

(Obwohl der Effekt durch eine Induktivität hervorgerufen wird, sei er bei den kapazitiven Einkopplungen erwähnt, da er charakteristische Eigenschaften einer kapazitiven Einkopplung aufweist.)

1.4.1 Kapazitive Einkopplung

Reduzieren kapazitiver Einkopplungen:

- Abschirmung (GND-Ummantelung, Striplines anstatt Microstripes)
- Nebenläufigkeit von Leitungen vermeiden
- Signalanstiegszeit so groß wie möglich wählen
- Distanz zum Bezugspotential so klein wie möglich wählen
- Signalleitungen so weit wie möglich von einander weg positionieren
- Amplitudenverringern
- Niederohmiger Aufbau

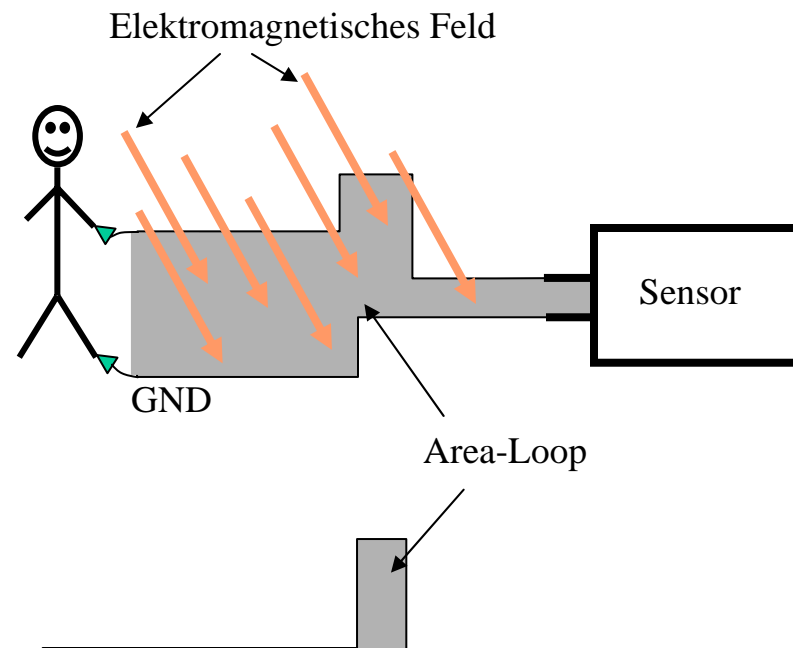
1.4.2 Induktive Einkopplung

Entstehen durch Leiterbahnschleifen

Beispiele:

EKG-Elektroden an Hand und Fuß schließen eine Fläche ein. Dies entspricht einer Spule mit einer Windung.

„Umwege“ einer Leiterbahn



1.4.2 Induktive Einkopplung

Reduzieren induktiver Einkopplungen:

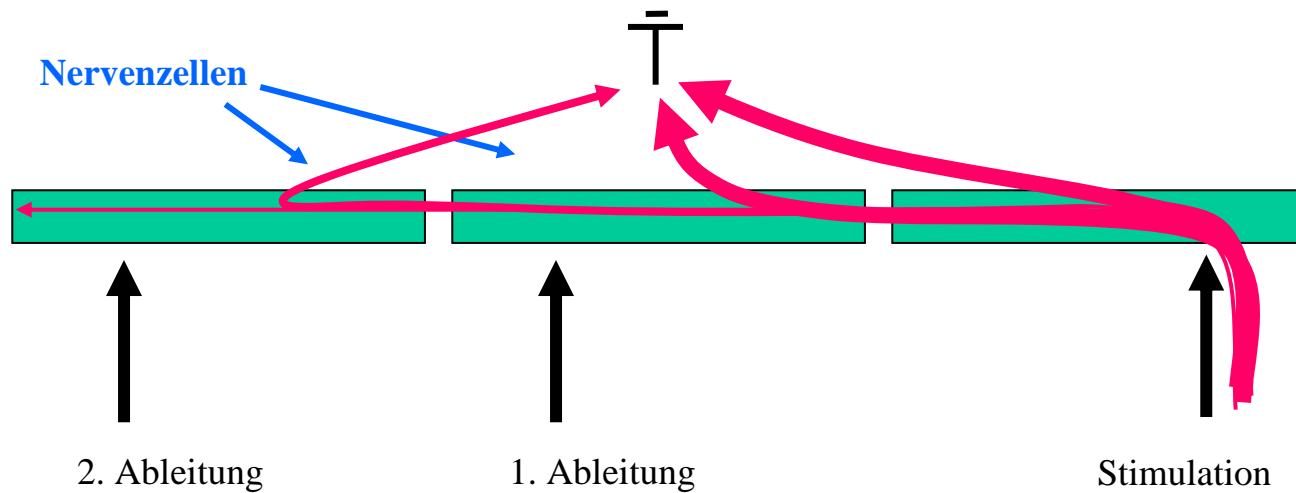
- Loop Areas minimieren
- Gedrehte Kabel verwenden
- Niederohmiger Aufbau

1.4.2 Ohm'sche Einkopplung

Treten nur in manchen Spezialgebieten in relevanter Form auf.

Beispiel: Biomedizintechnik

Messen von Aktionsimpulsen in Nervenleitungen. Strom der Stimmulationselektrode wird über Axon weitergeleitet.



1.4.2 Ohm'sche Einkopplung

Reduzieren ohm'scher Einkopplungen:

- Galvanische Trennung durch Optokoppler oder Spulen
- Oft nicht oder nur sehr schwer möglich.

2 Leitungstypen

2.1 Koaxialkabel

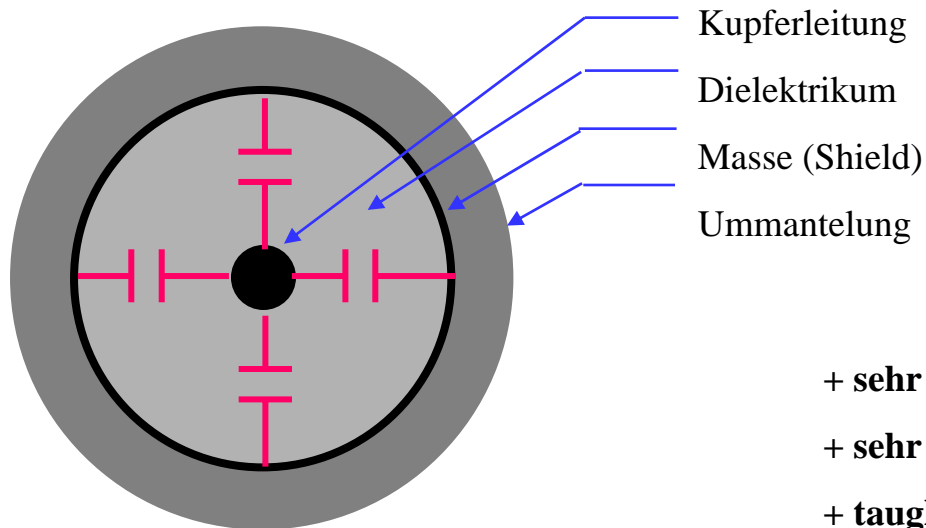
2.2 Twisted Pair

2.3 Shilded Twisted Pair

2.4 Microstrip / Stripline

2.5 Übersicht

2.1 Coaxial-Kabel

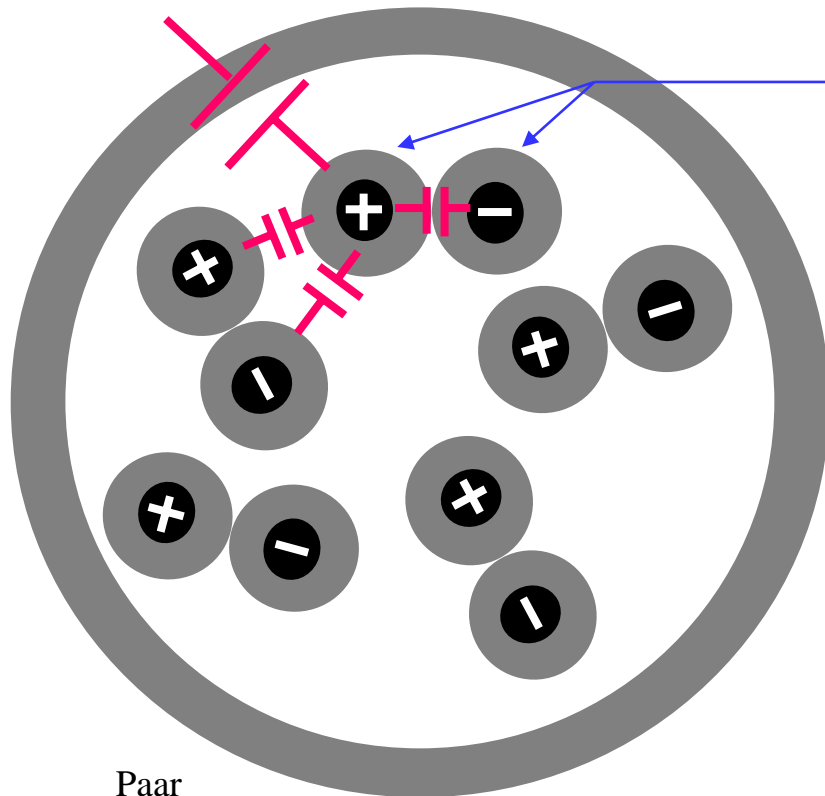


- + **sehr gut abgeschirmt**
- + **sehr genau definierte Impedanz**
- + **tauglich für Frequenzen über 1 GHz**

- **relativ teuer**
- **sehr dickes Kabel**
- **teure Installation (Sender, Empfänger, Stecker)**

Eingesetzt im Audio- und Videobereich

2.2 Twisted Pair (TP)



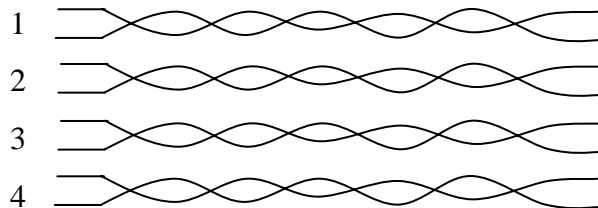
Twisted Pair

- + **sehr billig**
- + **billige Installation**
- + **kleine Angriffsfläche für magnetische Felder**
- + **geringer Platzbedarf**

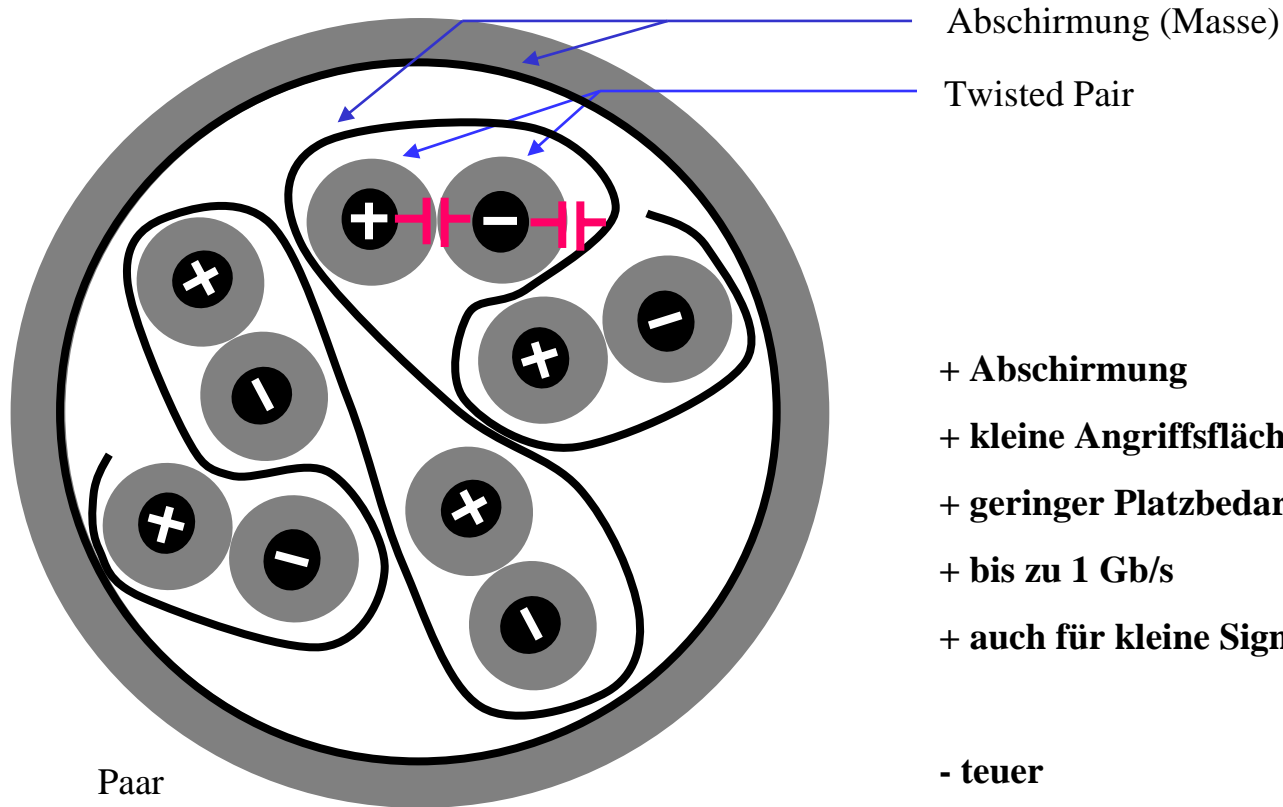
- **keine Abschirmung**
- **nur für hohe Signalpegel geeignet**
- **max. 250 Mb/s**
- **schlecht definierte Impedanz**

Verwendet in Low-Cost-LANs

Paar



2.3 Shilded Twisted Pair (STP)



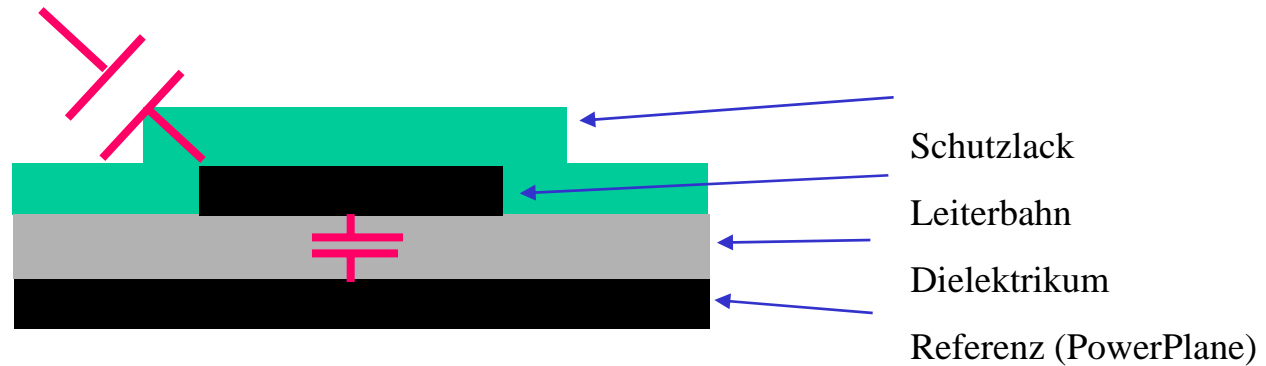
- + Abschirmung
- + kleine Angriffsfläche für magnetische Felder
- + geringer Platzbedarf
- + bis zu 1 Gb/s
- + auch für kleine Signalpegel geeignet

- teuer
- teure Installation

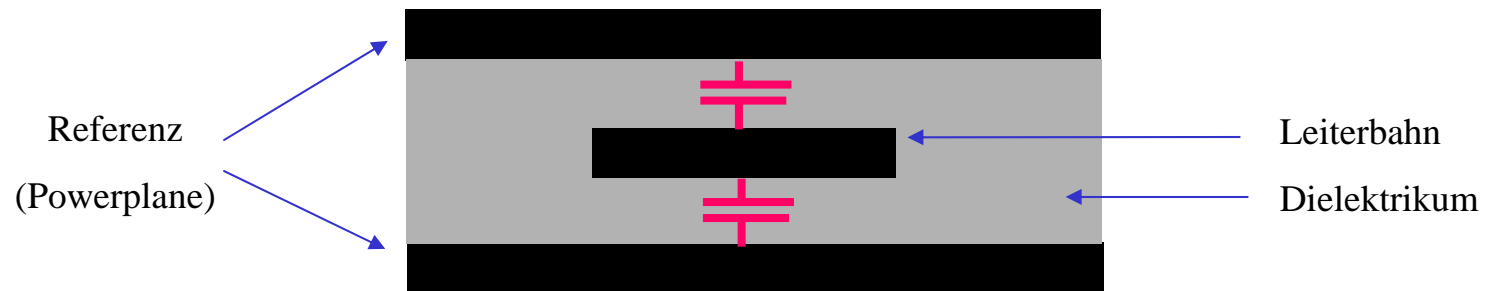
Verwendet in Netzwerken

2.4 Microstrip / Stripline

Microstrip:



Stripline:



2.4 Microstrip / Stripline

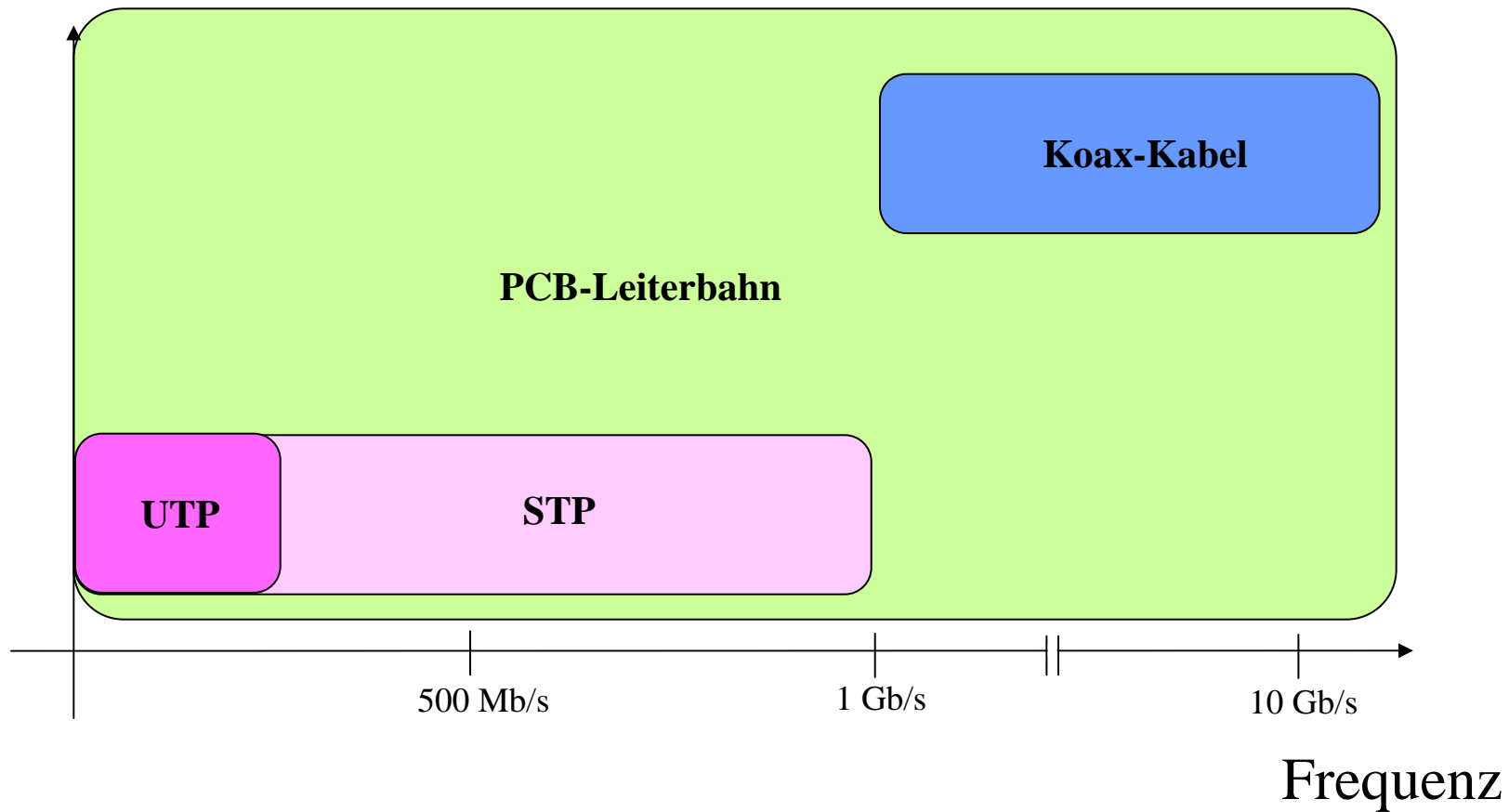
Eigenschaften und Verwendung:

- + tauglich für Frequenzen über 10 Gb/s
 - + gute Abschirmung möglich
 - + gut definierte Impedanzen möglich
 - + sehr geringer Platzbedarf
 - + individuelle Leitungsgestaltung möglich
-
- nur für geringe Entfernungen sinnvoll
 - physikalisch unflexibel

In elektrischen Geräten

2.5 Übersicht

Größe

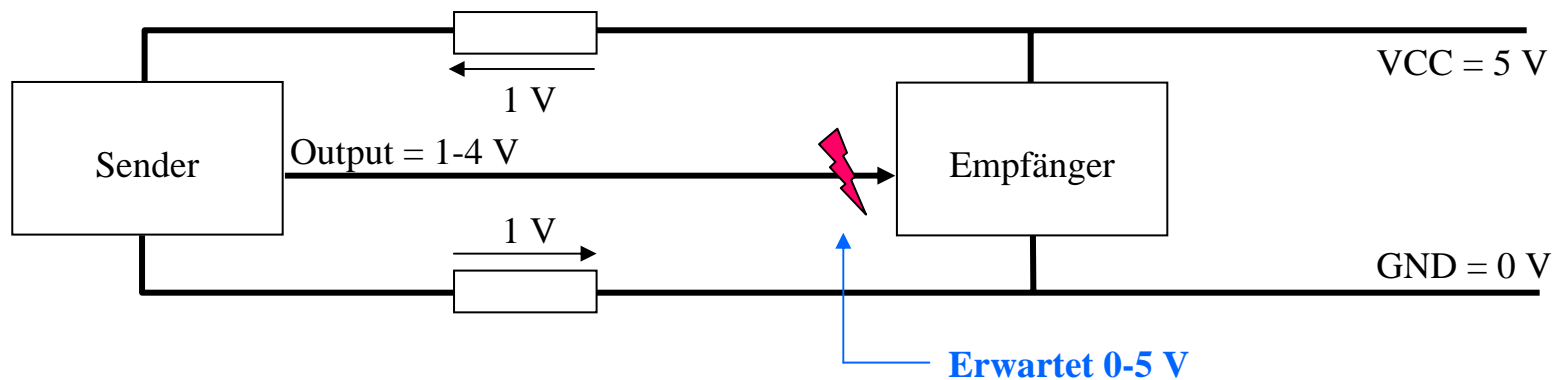


3 Einfache vs. Differentielle Signalübertragung

Einfache Signalübertragung:

- + benötigt nur eine Leitung
- + einfach zu implementieren
- reagiert empfindlich gegenüber externen Störungen
- Ground-Bounce

Ground-Bounce:



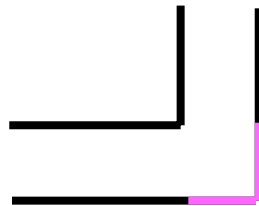
3 Einfache vs. Differentielle Signalübertragung

Differentielle Signalübertragung:

- + relativ unempfindlich gegenüber externen Störungen
- + unempfindlich gegenüber Levelschwankungen
- + kleine Spannungshübe => schnell

- benötigt zwei Leitungen
- fördert Skew

Skew durch unterschiedlich lange Wege:



4 Entwurf von Leiterplatten

4.1 Vias / Pads

4.2 Ecken

4.3 Layeranordnung

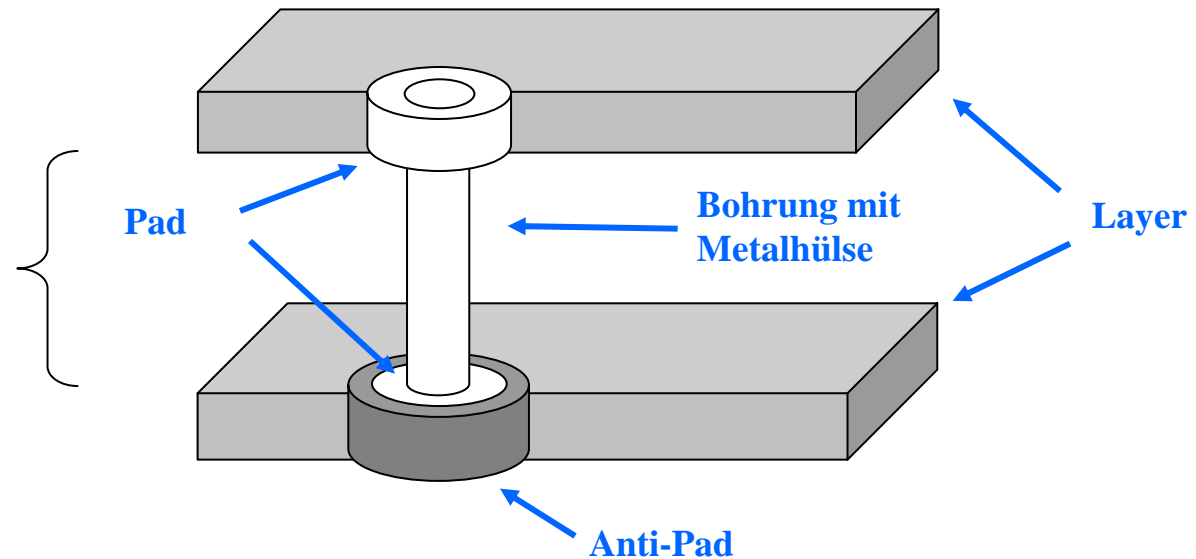
4.4 Abschirmung

4.5 Hitzefallen

4.6 Pufferkondensatoren

4.1 Vias / Pads

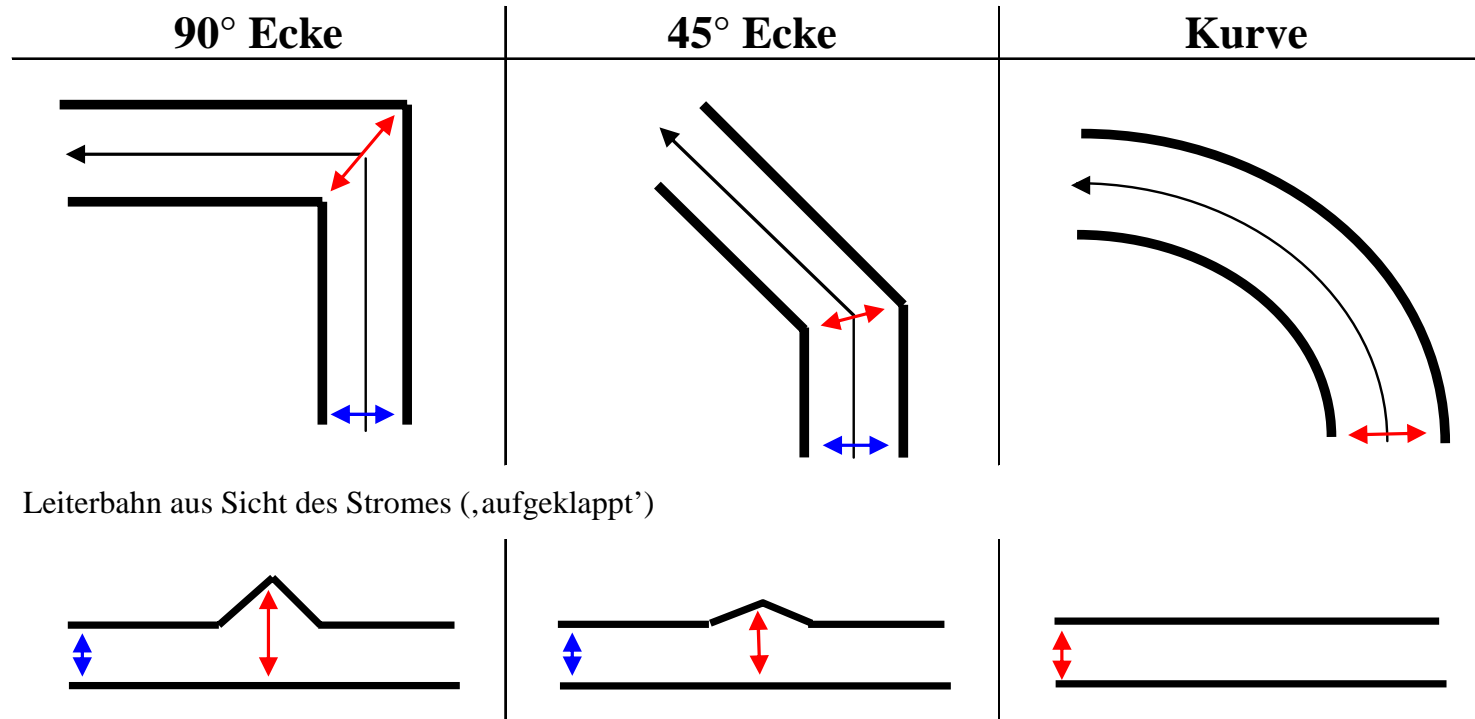
Während der Durchkontaktierung von Bezugspotential entkoppelt.



Vias und Pads stellen eine Impedanzveränderung dar und rufen schon bei niedrigen Frequenzen (MHz-Bereich) Reflektionen hervor.

Wenn möglich sollten Vias vermieden und die Pads / Bauteile so klein wie möglich gewählt werden.

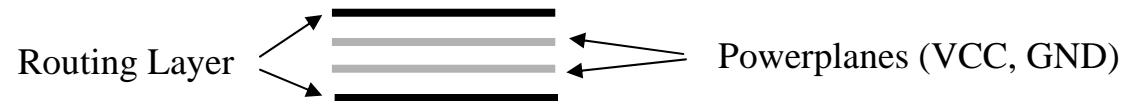
4.2 Leiterbahnecken



Winkel in Leiterbahnen stellen wie Vias eine Impedanzveränderung dar und erzeugen Reflektionen.

Besser: 2 x 45° Winkel oder Rundungen

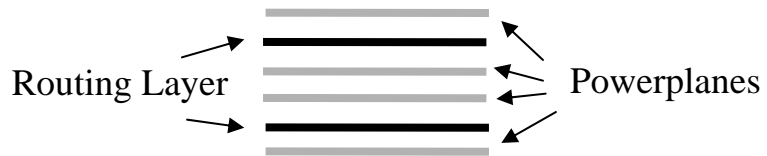
4.3 Layerandordnung



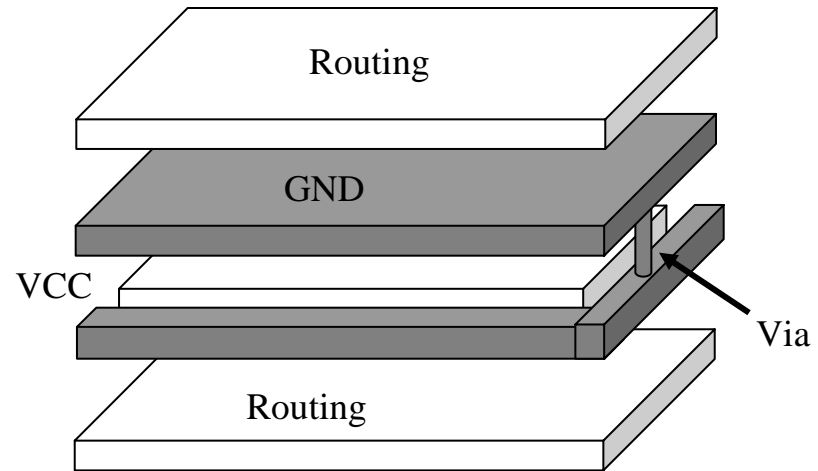
Bei Platinen für hochfrequente Signale (>50 MHz) sollten 4-lagige Platinen erstellt werden. Die inneren Layer sollten als Powerplanes (VCC, GND) verwendet werden, um eine konstante Impedanz der Leitungen zu erreichen und um Crosstalk zu unterdrücken.

4.4 Abschirmung

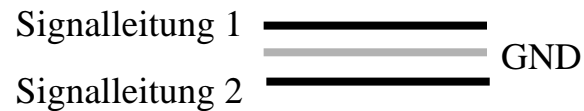
Gegen externe Einflüsse:



Am Leiterplattenrand:



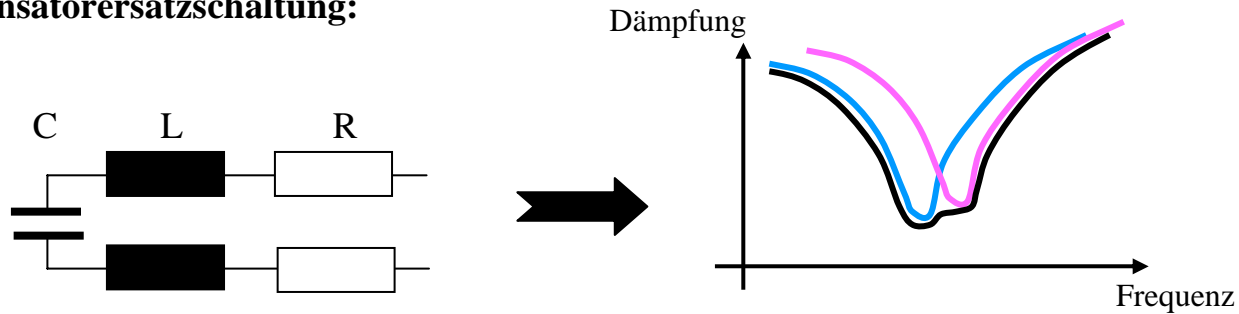
Zwischen Leiterbahnen:



Die Masse ist eine sehr gute Abschirmung gegenüber Crosstalk und elektromagnetischen Wellen.

4.5 Pufferkondensatoren

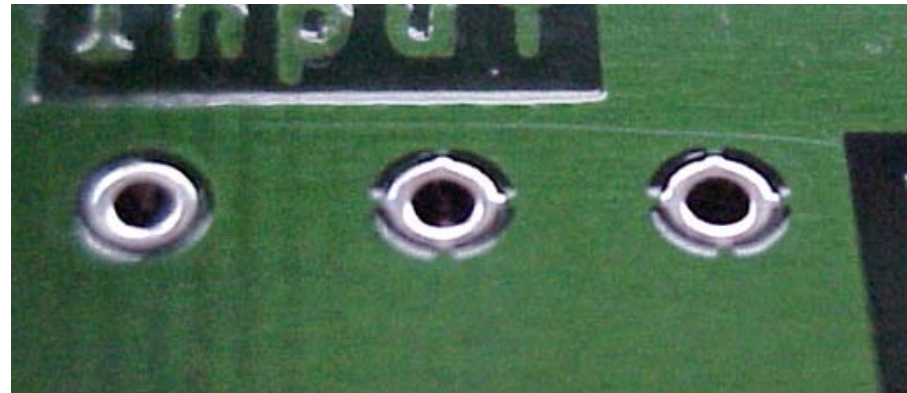
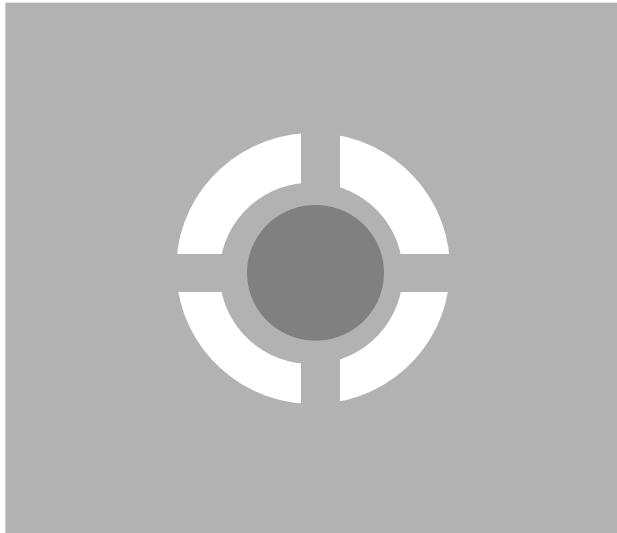
Kondensatorersatzschaltung:



Pufferkondensatoren werden verwendet, um um Spannungsspeaks auf der Versorgungsspannung abzubauen. Ab einer bestimmten Frequenz überwiegt jedoch die Induktivität der Leitung, und der Kondensator wirkt wie eine Spule.

=> Verwenden mehrerer unterschiedliche Kondensatoren mit möglichst kurzer Distanz zu den Versorgungspins.

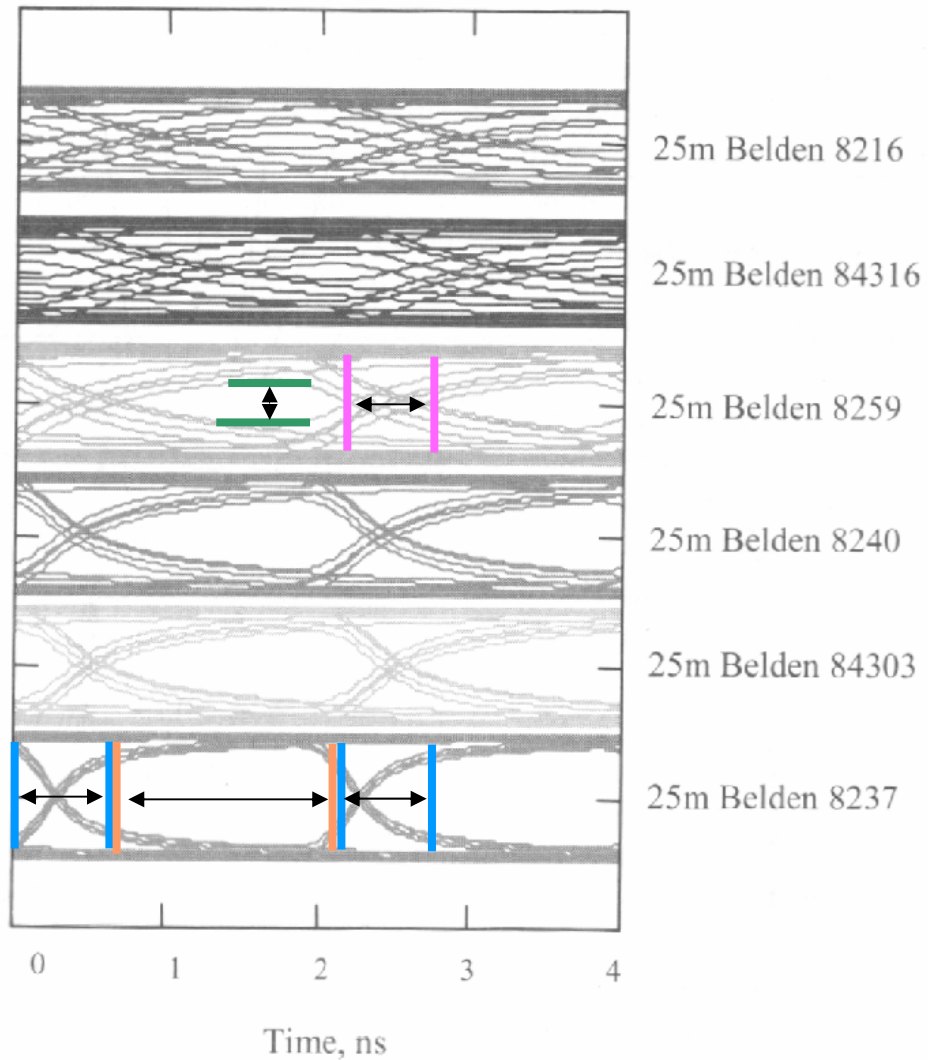
4.6 Hitzefallen



Wird ein Pad mit einer großen Leiterfläche verbunden, die das Pad umgibt, fließt die Wärme beim Verlöten zu schnell in die Umgebung ab. Es entstehen kalte Lötstellen.

Um dies zu vermeiden, wird das Pad über dünne Leitungen mit der großen Leiterfläche verbunden.
=> Impedanzsprung

5 Augendiagramme



Aus Augendiagrammen ist ersichtlich:

- Signallevel
- Skew
- Jitter
- ‚Nutzbare Signalzeit‘

6 TDR - Time Domain Reflectometry

6.1 Das TDR-Prinzip

6.2 Die TDR-Messung

6.3 Mathematischer Zusammenhang

6.4 Beispiel

6.5 Synergien

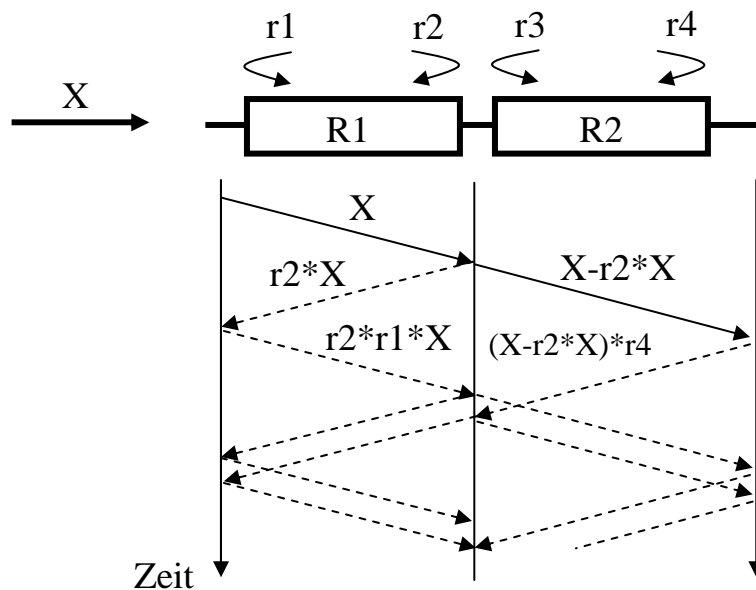
6.1 Das TDR-Prinzip

Messung von Reflektionen über die Zeit

Ursprünglich verwendet, um Kabelbruchstellen bei vergrabenen Kabeln zu ermitteln.

Durch feinere Geräte wurde später die Impedanzmessung ermöglicht.

Heute werden TDR-Messungen in vielen Lebensbereichen durchgeführt.



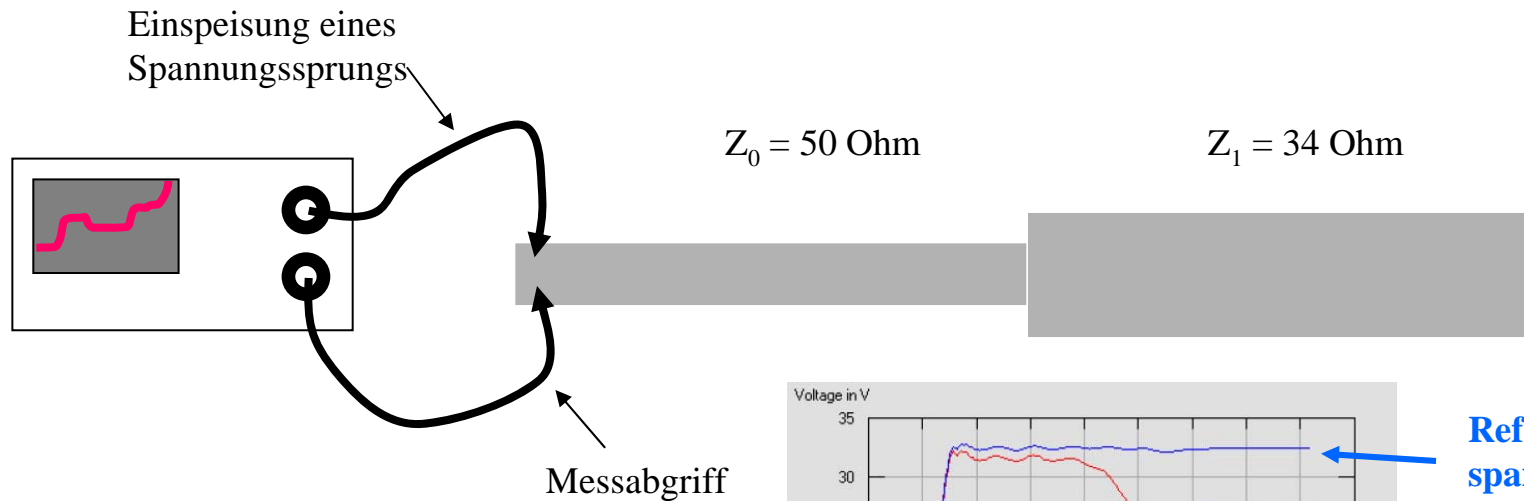
Reflektionsfaktor:

$$r = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$V_{\text{reflekt}} = r * V$$

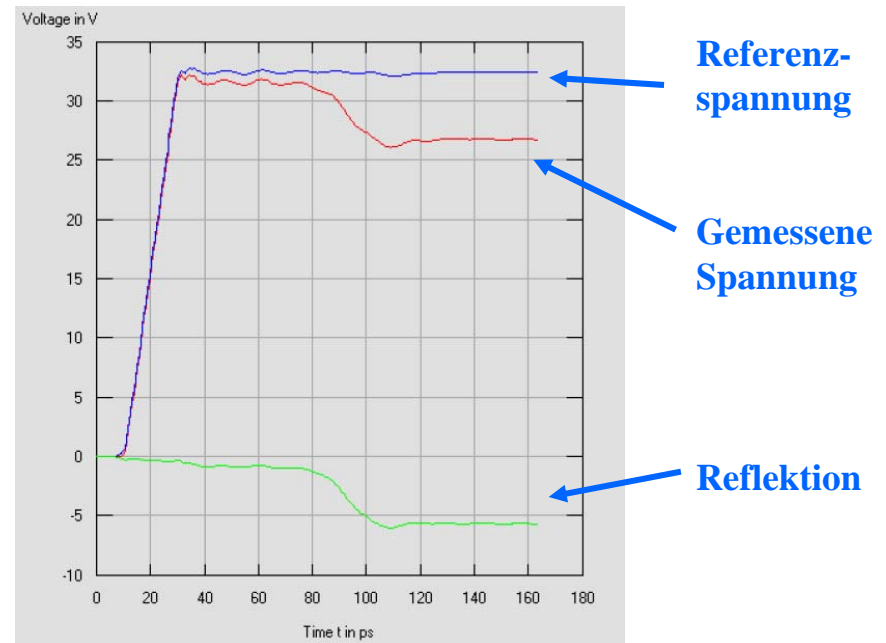
$$I_{\text{reflekt}} = r * I$$

6.2 Die TDR-Messung



An die zu vermessende Leitung wird eine Sprungfolge angelegt. Gleichzeitig wird die Spannung am Einspeisepunkt über die Zeit gemessen.

Die angelegte Spannung wird durch Reflektionen überlagert. Durch die Spannungsänderungen zu bestimmten Zeiten können auf Impedanzveränderungen in bestimmten Entfernungen geschlossen werden.



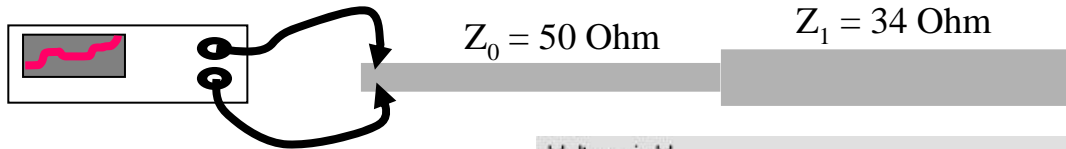
6.3 Mathematischer Zusammenhang

Umrechnung von Spannung auf Impedanz:

$$\begin{aligned} r &= \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \\ V_{\text{reflekt}} &= r * V \\ I_{\text{reflekt}} &= r * I \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad r = \frac{U_{\text{reflekt}}}{U_{\text{in}}} = \frac{U_{\text{in}} - U_{\text{Messung}}}{U_{\text{in}}} \quad \Rightarrow \quad Z_1 = Z_0 \frac{1+r}{1-r}$$

Impedanz der Einspeiseleitung muss dem Messgerät bekannt sein! => Initialisierung

6.4 Beispiel



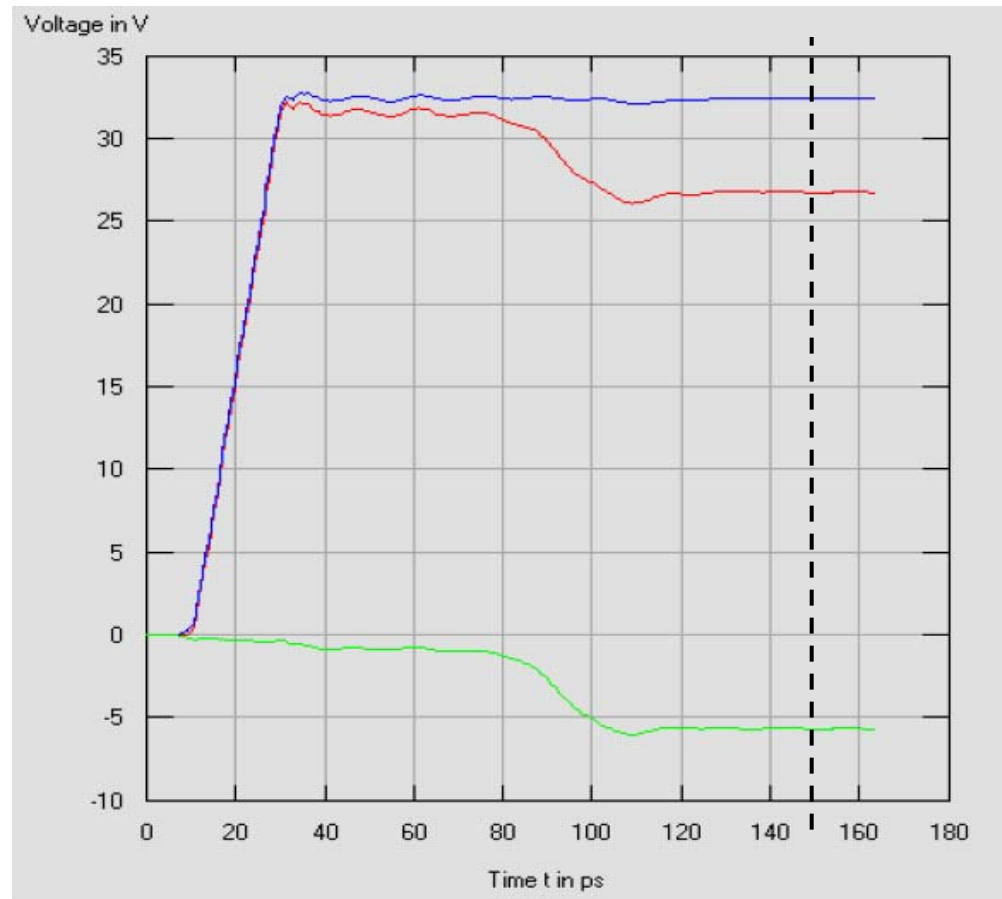
Nach $t = 150 \text{ ps}$:

$$U_{\text{reflect}} = -5,75 \text{ V}$$

$$U_{\text{in}} = 32,3 \text{ V}$$

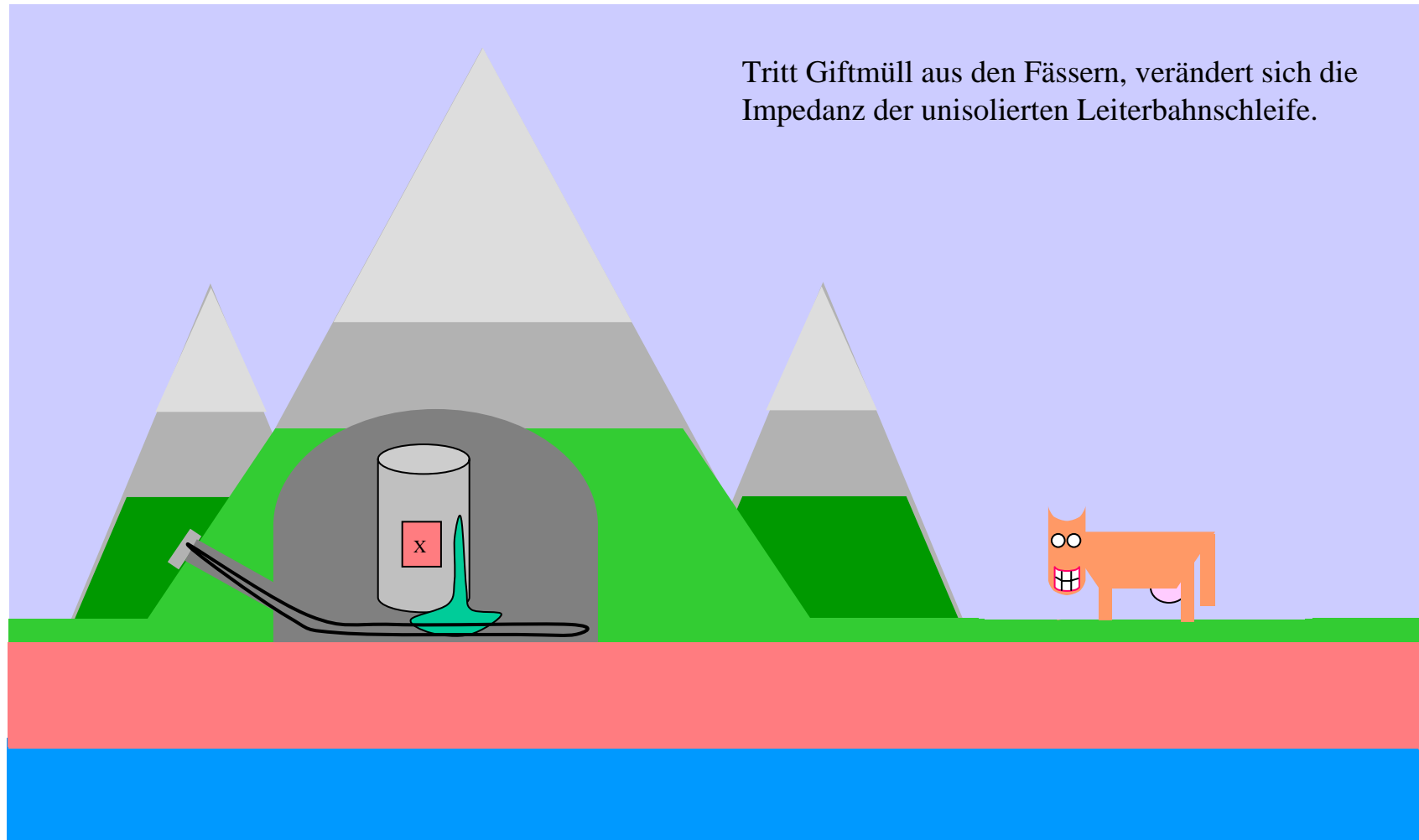
$$r = \frac{U_{\text{reflekt}}}{U_{\text{in}}} = -0,18$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{1+r}{1-r} = 34,7 \Omega$$

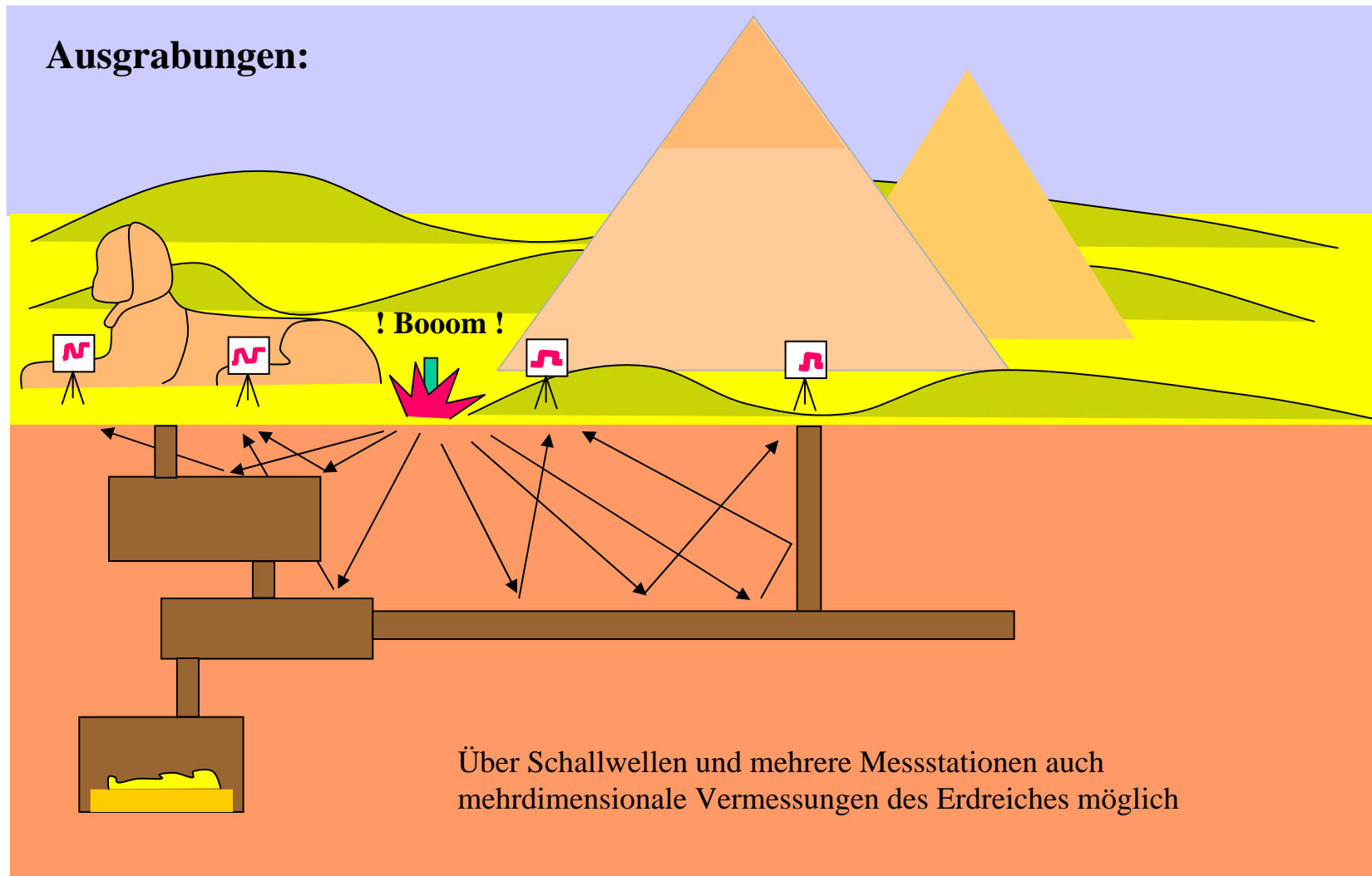


6.5 Synergien

Giftmüldeponien:



6.5 Synergien



6.5 Synergien

Weitere Einsatzgebiete:

- **Flüssigkeitsstandanzeige**
- **Suche von Kohle-, Öl-Vorkommen usw.**
- **Ultraschallaufnahmen**
- **Radar**
- **Echolot**

7 Praktische Umsetzung

7.1 Signalmessung auf der ATOLL-Übertragungsstrecke

7.2 Impedanzmessung auf der ATOLL-Übertragungsstrecke

7.3 X-Talk zwischen einem Differential Pair

7.4 Messung der Auswirkungen von Vias, Pads & Bauelementen auf die Impedanz

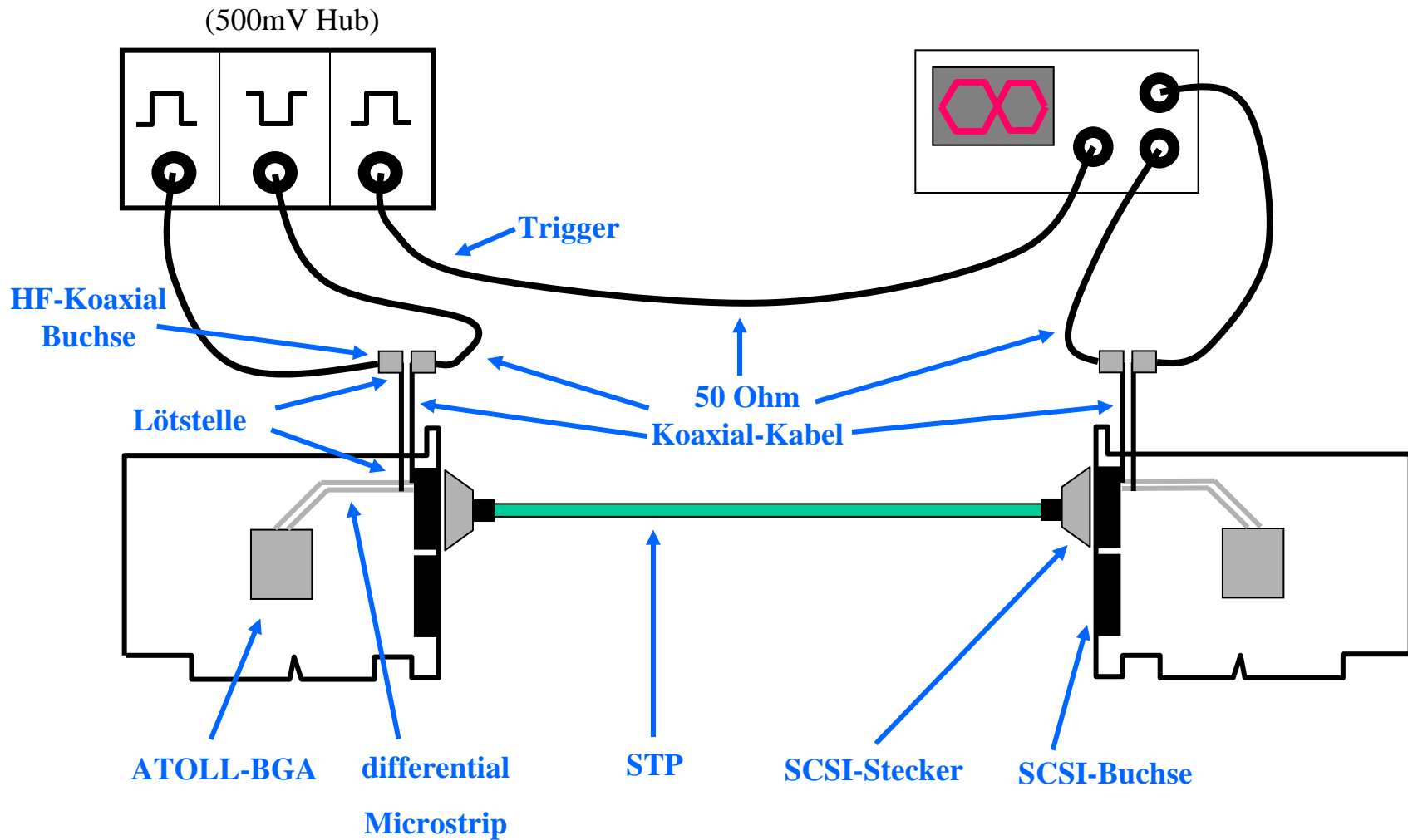
7.1 Signalmessung

Frage:

Ist das ATOLL-Kabel gut genug, um eine Strecke von 10m zu überbrücken?

Antwort gibt die Messung eines Augendiagramms.

7.1.1 Messaufbau



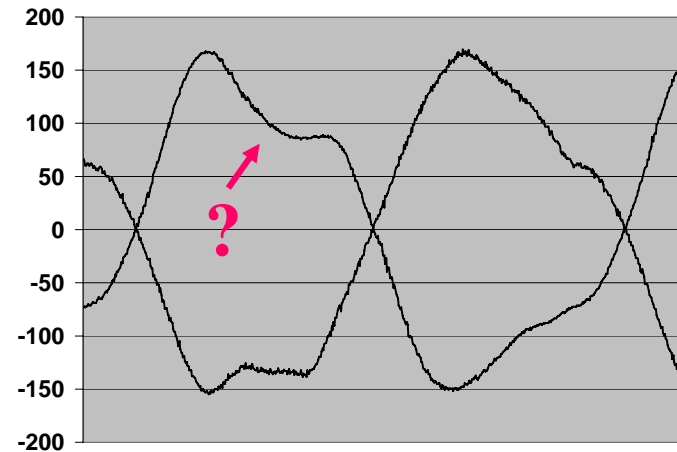
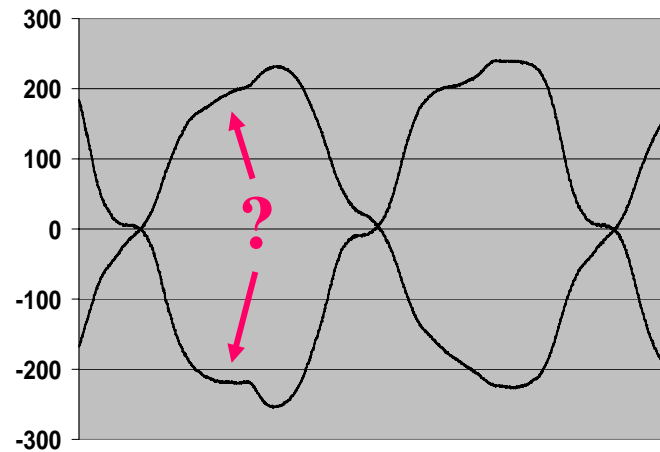
7.1.2 Ergebnisse

(Alle Tabellen in mV)

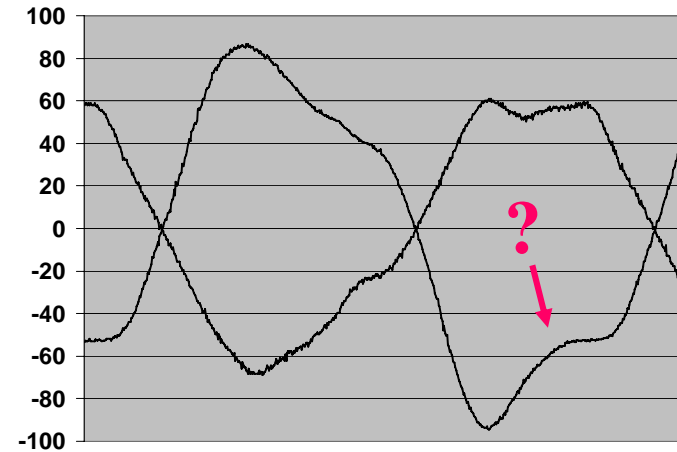
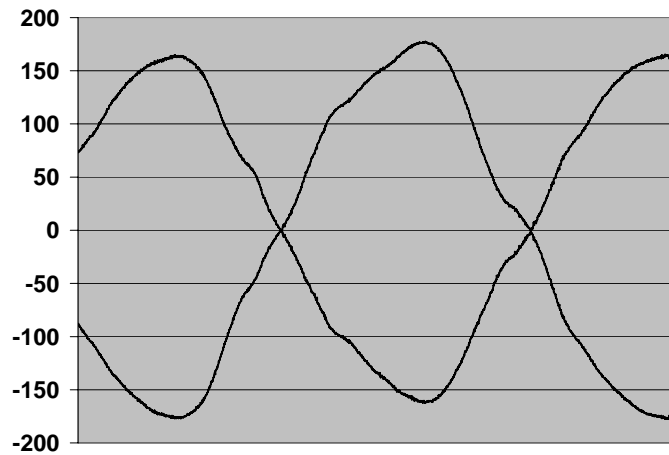
125 MHz

250 MHz

1 m



10 m



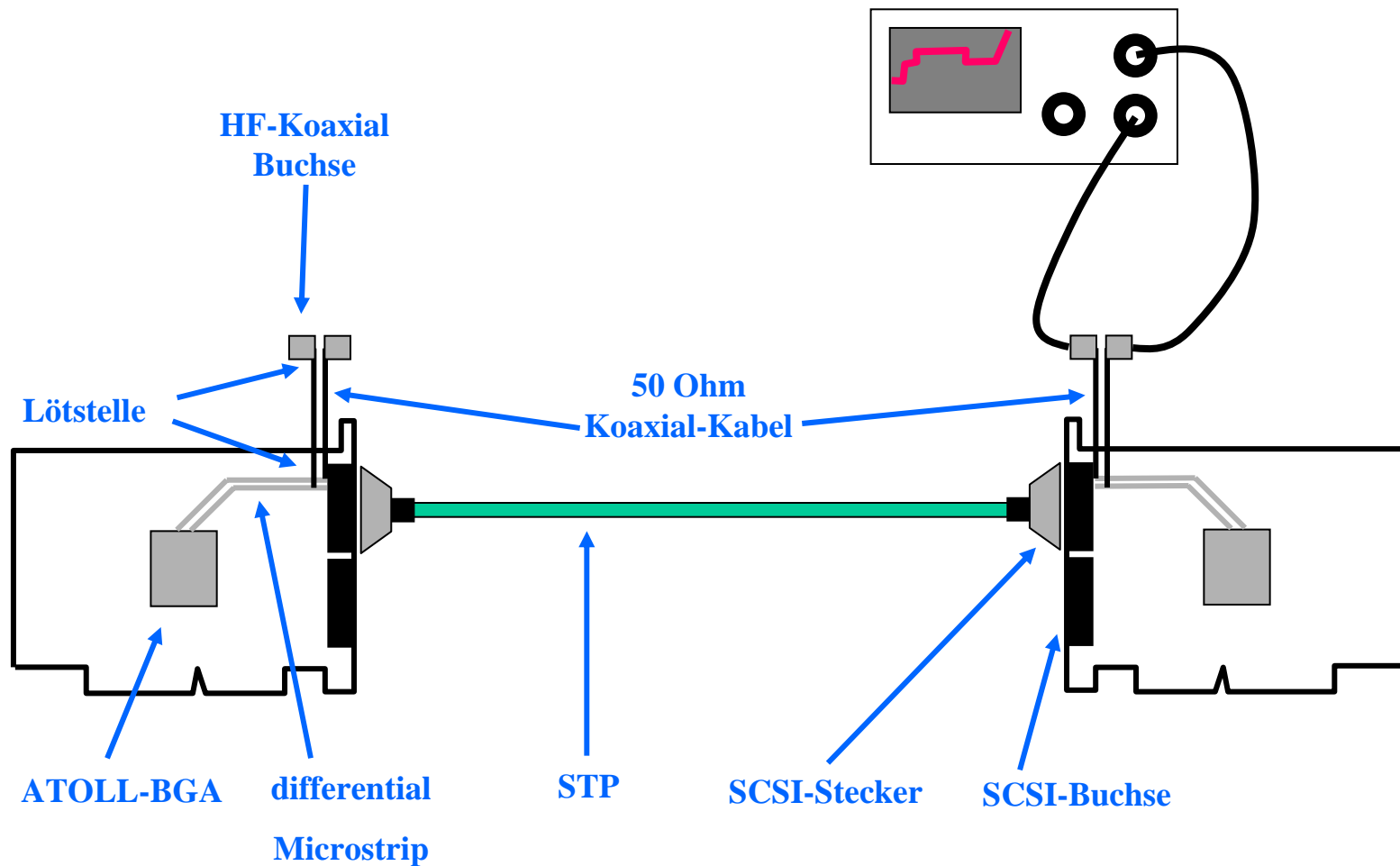
7.2 Impedanzmessung

Frage:

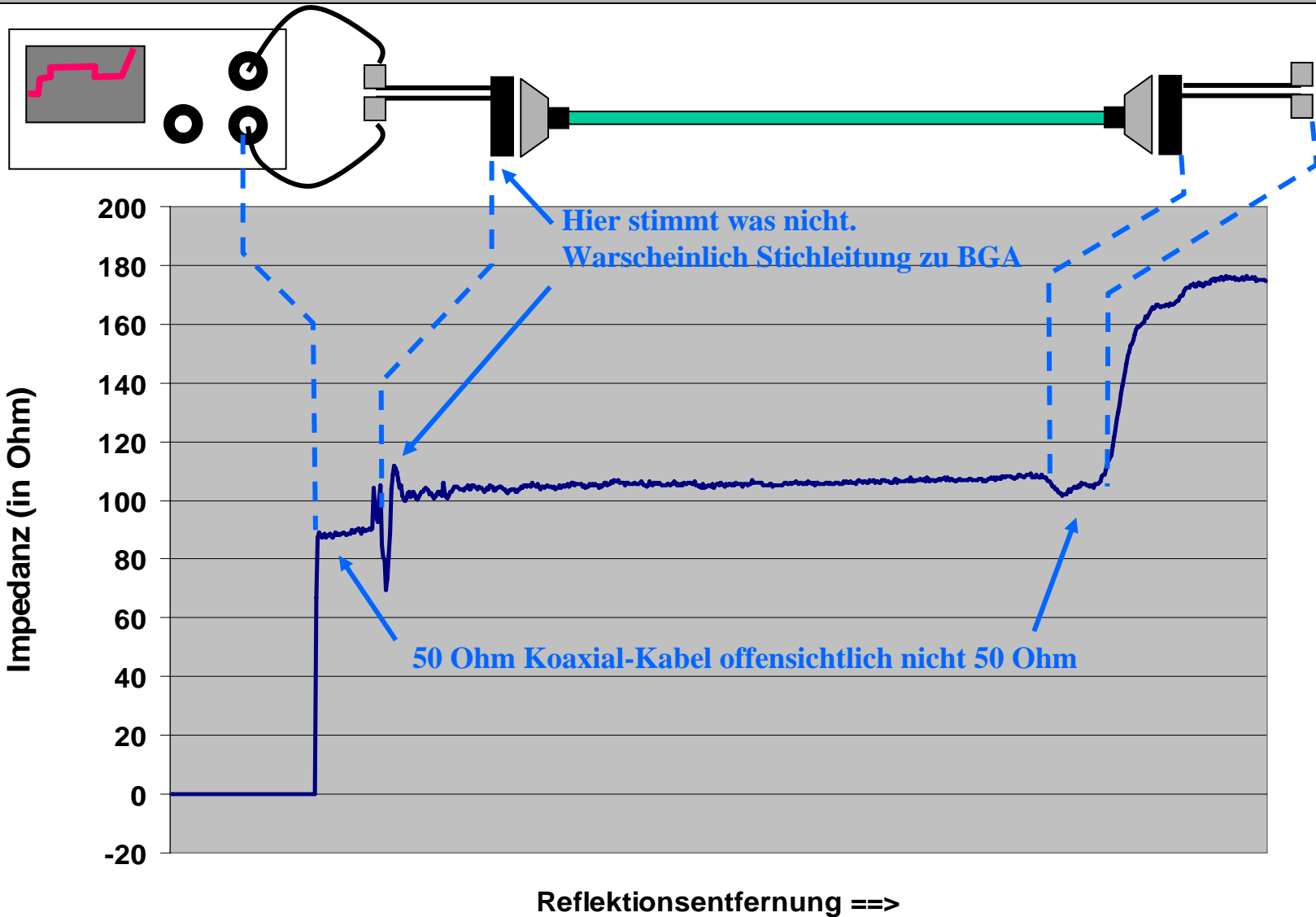
Wo sind die Schwachstellen der ATOLL-Übertragungsstrecke? Was verursacht die Verzerrungen im Augendiagramm?

Antwort gibt eine TDR-Messung

7.2.1 Messaufbau



7.2.2 Ergebnis



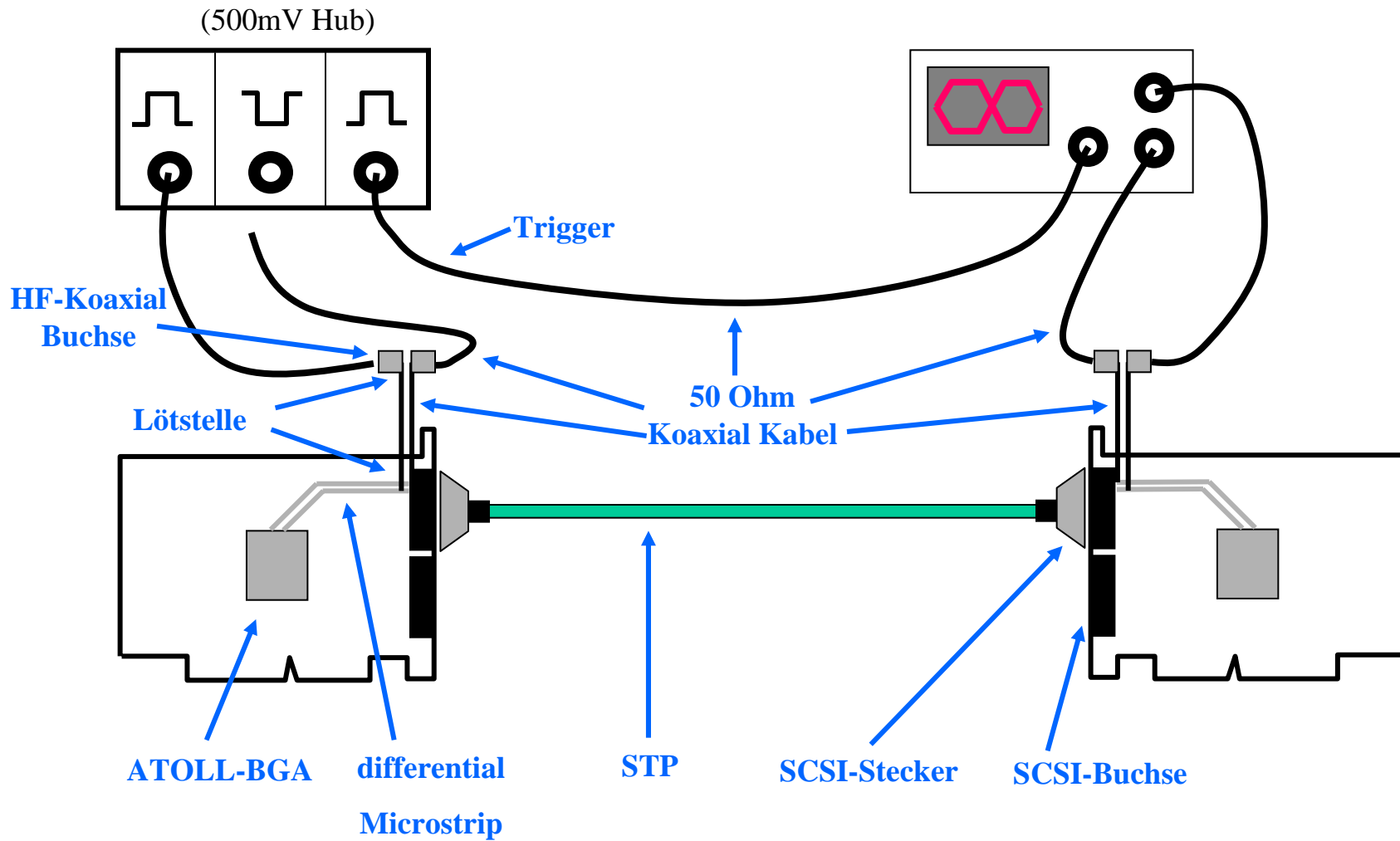
7.3 X-Talk

Frage:

Wie groß ist das Übersprechen zwischen einem differentiellen Paar auf 1 m ATOLL-Kabel?

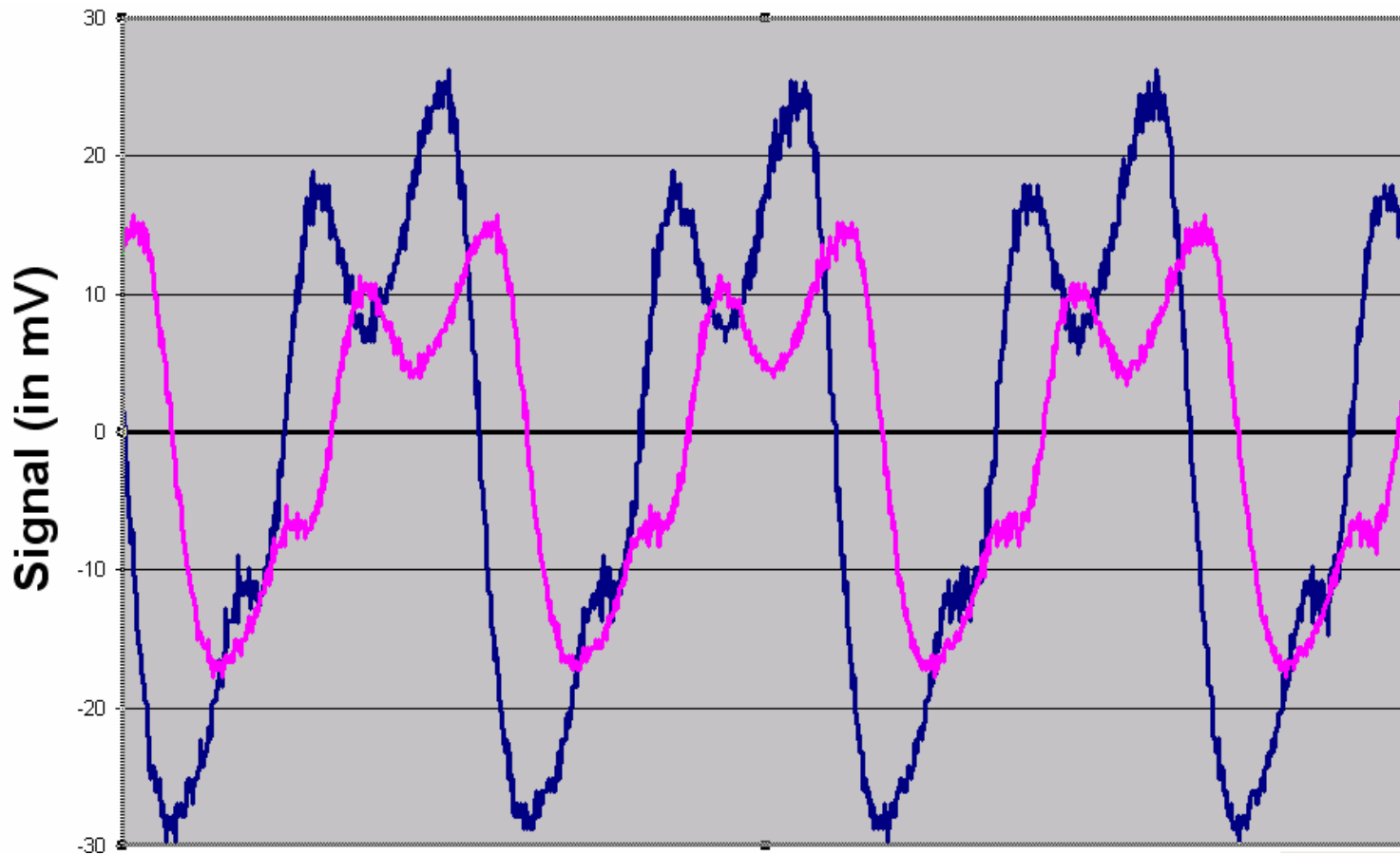
Antwort gibt die Messung eines Augendiagramms.

7.3.1 Messaufbau



7.3.2 Ergebnis

X-Talk - 1m ATOLL-Kabel bei 375 Mhz



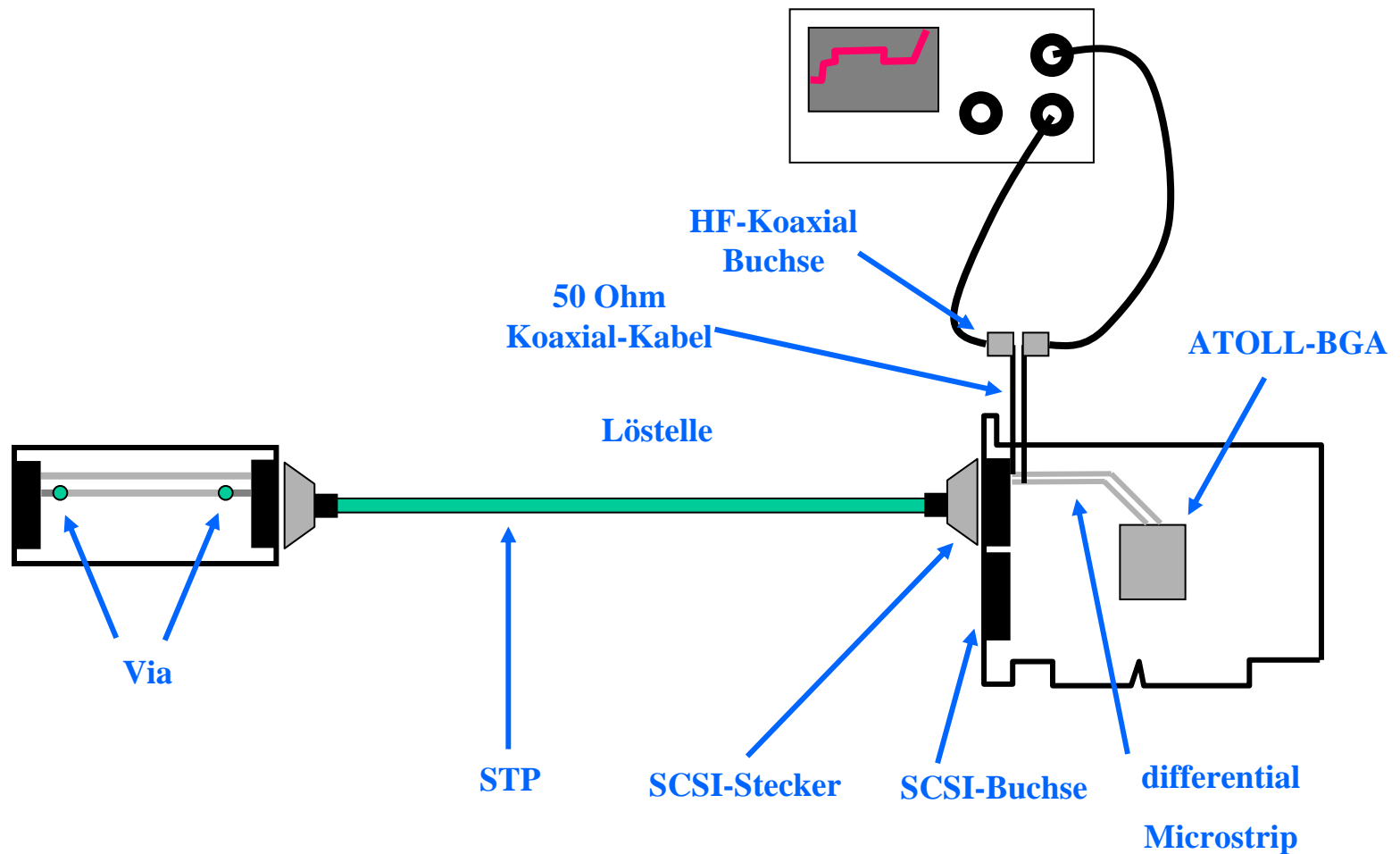
7.4 Auswirkungen von Vias, Pads & Bauelementen

Frage:

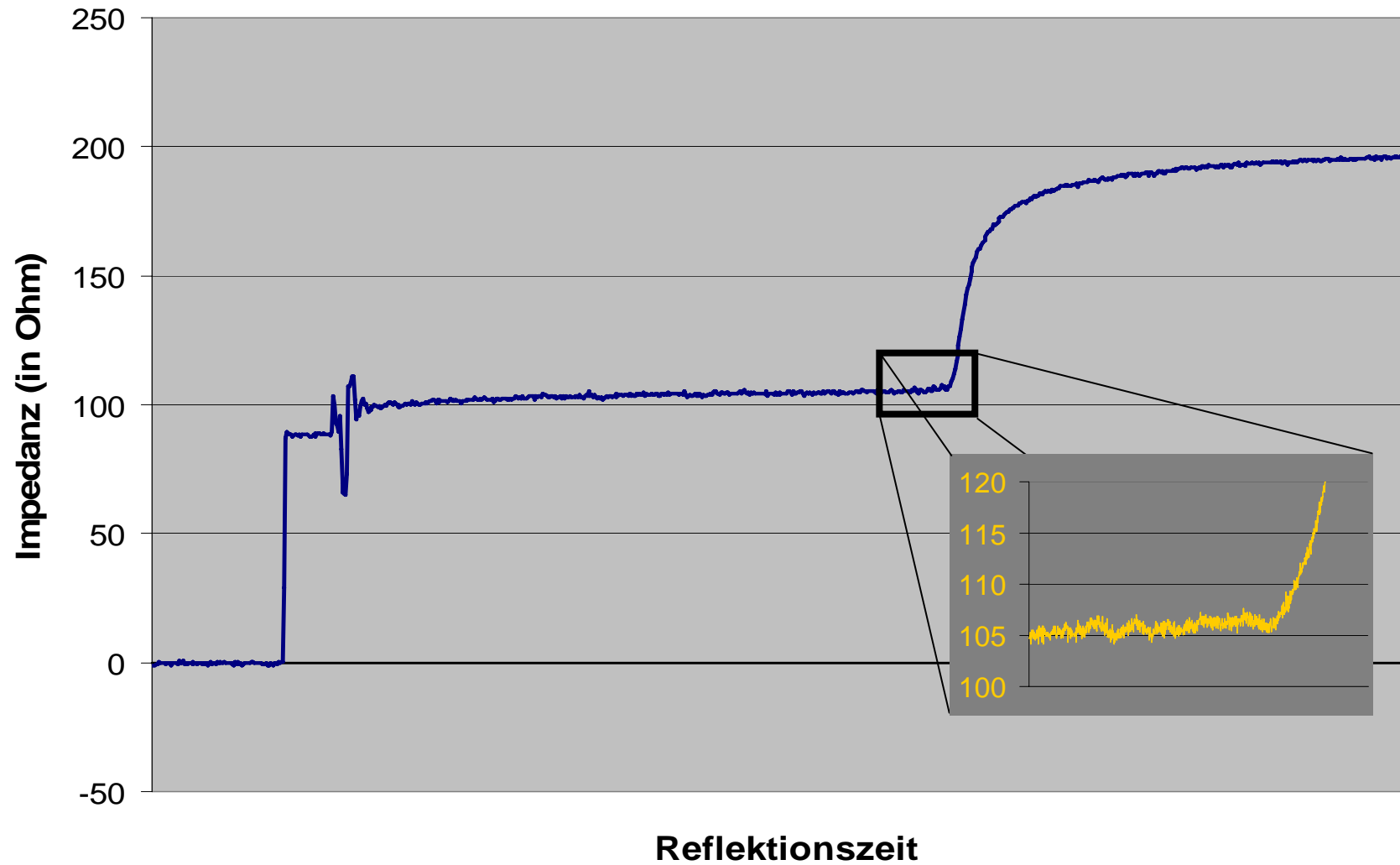
Wie groß sind die Reflektionen, die von Vias, Pads und Bauelementen hervorgerufen werden?

Antwort gibt eine TDR-Messung.

7.4.1 Messaufbau



7.4.2 Ergebnis



8. Persönliche Bemerkung

In der Literatur wird ausführlichst diskutiert, wie man eine Leiterbahn an ein Via leitet, und was man um ein Via herum bauen kann, um möglichst wenige Reflektionen zu erhalten.

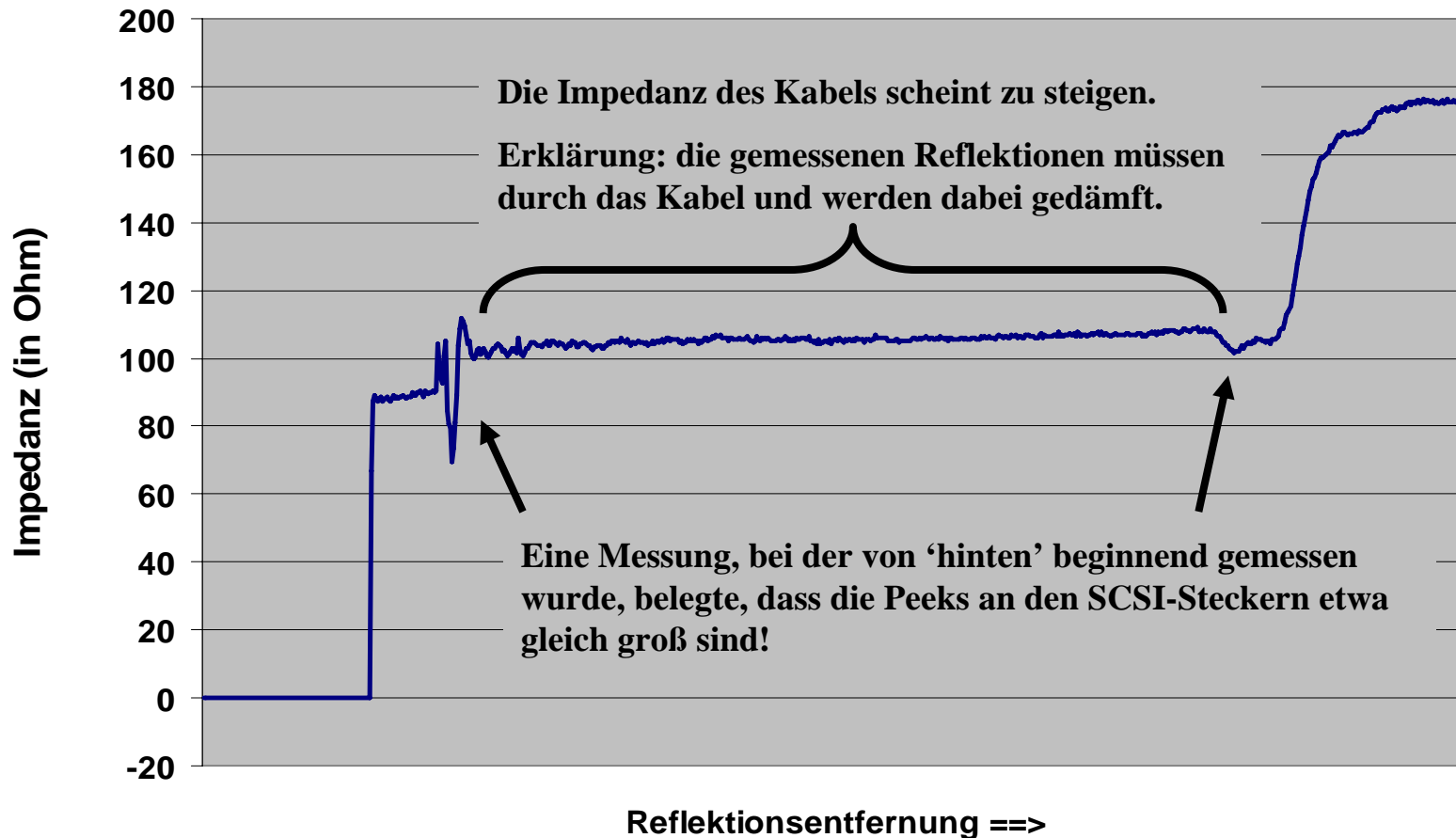
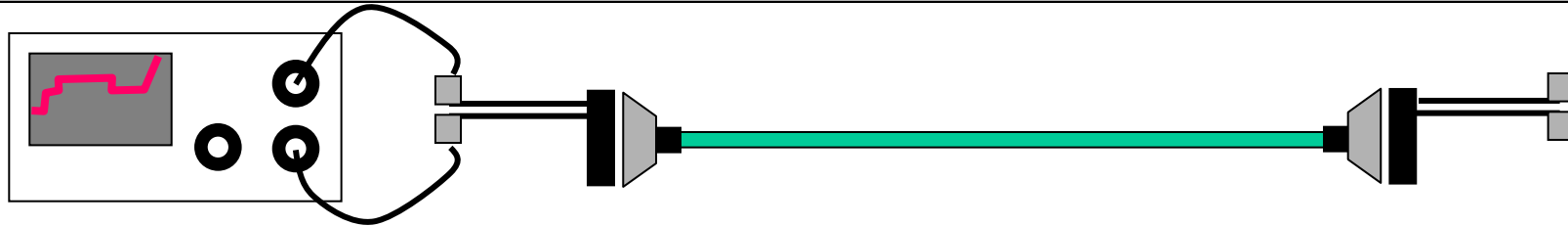
Wenn ich mir jedoch meine Messergebnisse ansehe, drängt sich mir der Verdacht auf, dass hier ‚Viel Lärm um Nichts‘ gemacht wird.

!?! Wirklich !?!

Achtung:

TDR-Messungen sind mit Vorsicht zu genießen. Hier kann man sich sehr leicht selbst aufs Kreuz legen.

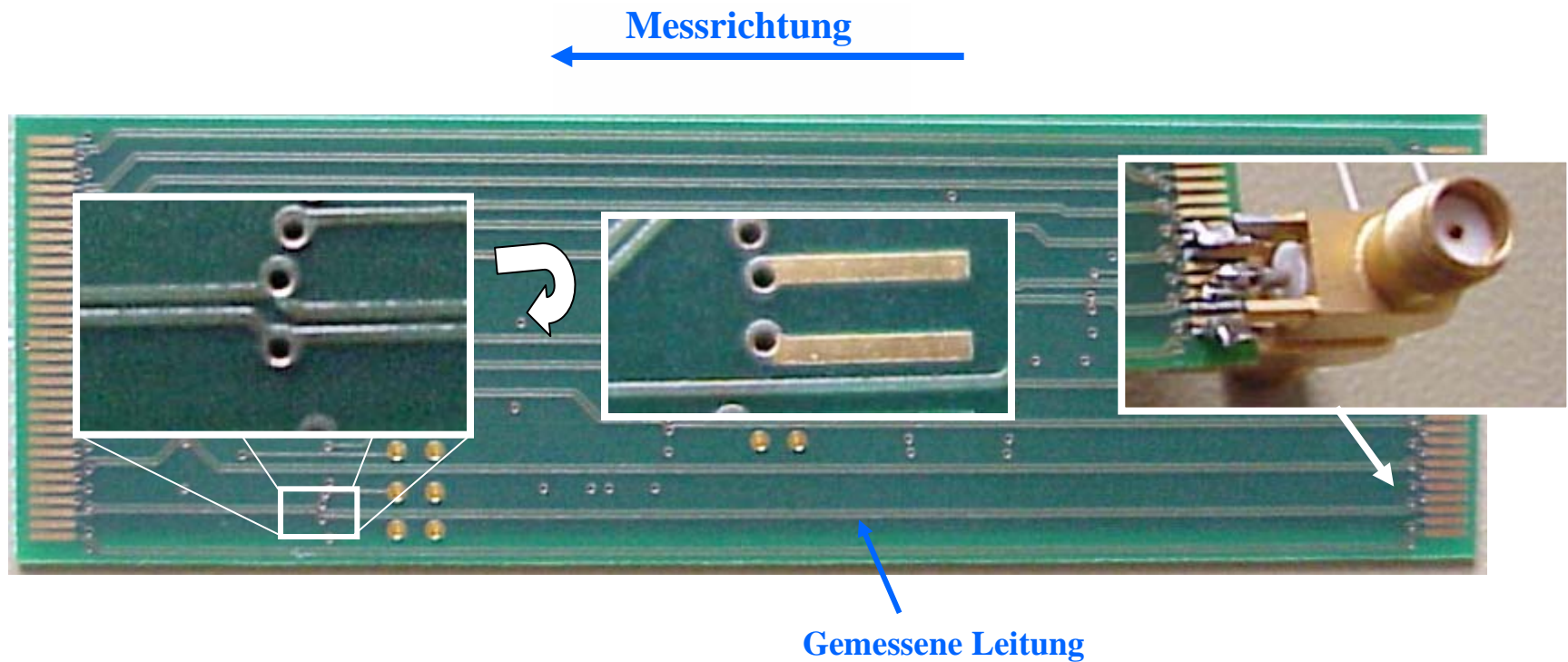
8. Persönliche Bemerkung



8. Persönliche Bemerkung

TDR-Messergebnisse werden mit der Entfernung des Messpunktes immer unbrauchbarer!

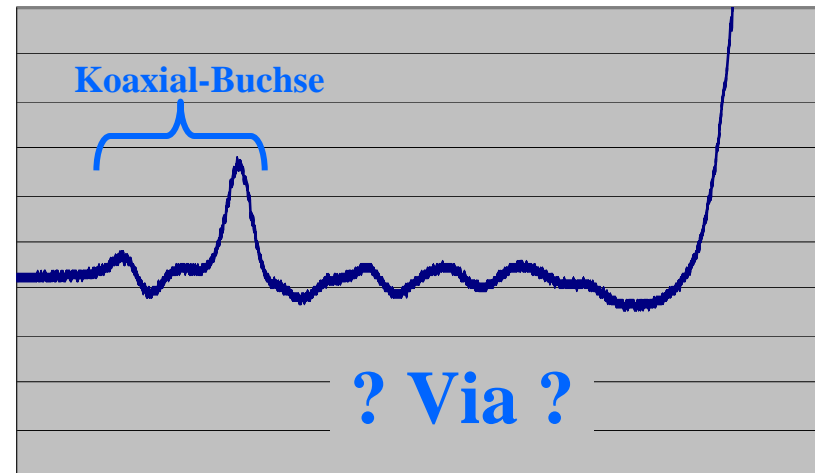
Wiederholung des Versuchs zur Messung der Impedanzbeeinflussung von Vias mit möglichst kurzen Leitungen.



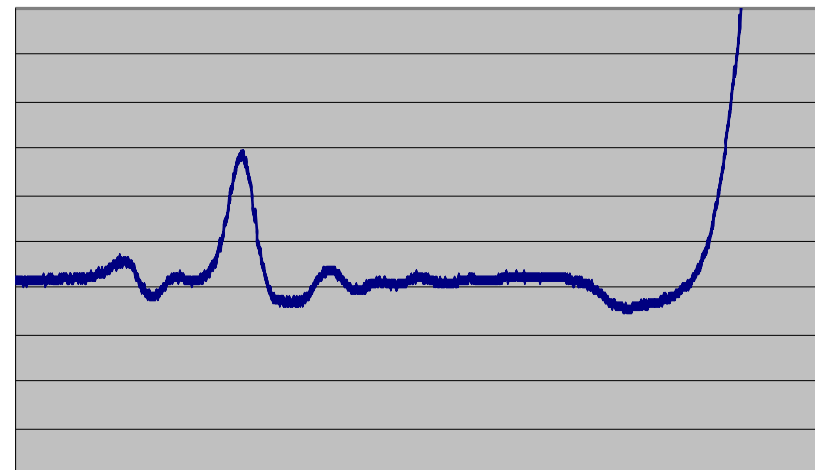
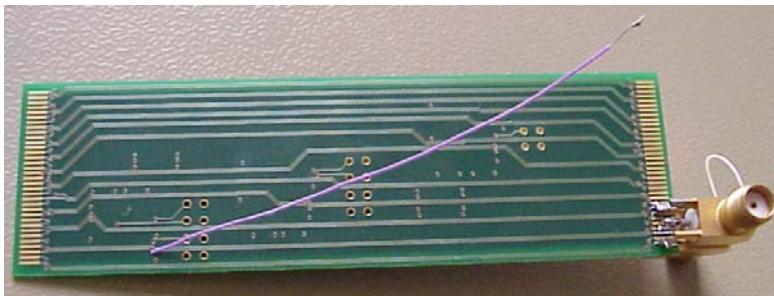
8. Persönliche Bemerkung

Messergebnisse:

Via immer noch nicht sichtbar



Via versehen mit Stichleitung



8. Persönliche Bemerkung

Fazit:

Es gibt interessante, relevante physikalische Effekte, und es gibt interessante, irrelevante physikalische Effekte.

Es mag vielleicht auch sein, das es einen uninteressanten physikalischen Effekt gibt.

In der Literatur werden in der Regel alle Effekte als wichtig dargestellt.

Aber:

Wer betreibt Platinen mit ~6Ghz und höher? (Dielectric Loss)

45°-Ecken im PCB Bereich eine Selbstverständlichkeit, obwohl so gut wie nie nötig (wird relevant ab 2 Ghz)

TDR-Messungen haben mich nicht wirklich überzeugt

Quellen

High-Speed Signal Propagation - Advanced Black Magic

Howard Johnson, Martin Graham; Prentice Hall, ISBN: 0-13-084408-X

Design, Simulation and Implementation of an Interconnect including a Printed Circuit Board and Chip Package for High Speed Signals with improved Signal Integrity

Diplomarbeit Holger Fröning; Lehrstuhl für Rechnerarchitektur, Universität Mannheim

Biomedizintechnik

Vorlesungsskript, Jürgen Hesser; Universität Mannheim

Emulation einer TDR Messung mit Empire

Dr.-Ing. Michael Reppel, Dr Mühlhaus Consulting & Software GmbH

Theoretische und Experimentelle Untersuchungen zur Detektion von Feuchteprofilen mittels TDR-Messleitung

K. Kupfer, E. Trinks, Th. Schäfer, Th Keiner
MFPA an der Bauhaus-Universität Weimar



Elektrische Leitungen

Ende des Beitrags