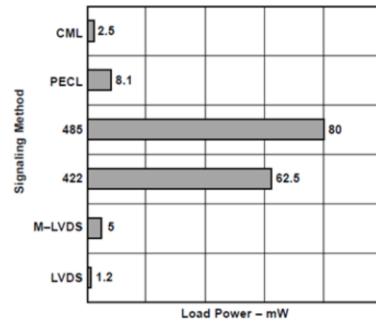
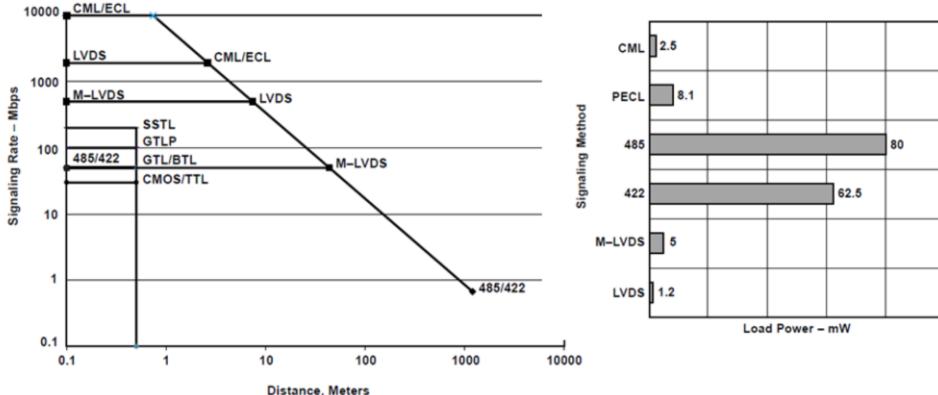


5. Übertragungsmedium Leitung

Literatur:

Erich Pehl, Digitale und
analoge Nachrichtentechnik;
Graham/Johnson, High-Speed
Signal Propagation;

Entfernung vs Data Rate vs Logik



Quelle: <http://focus.ti.com/lit/ug/sl1d009/sl1d009.pdf>

Mbps...Megabits per second;

MBps...MegaBytes per second;

GTL...Gunning Transceiver Logic, Spannungspegel zw. 0,4V und 1.2V,
<http://www.ti.com/lit/an/scea003a/scea003a.pdf>

BTL... Backplane Transceiver Logic;

<http://www.ti.com/lit/an/scea003a/scea003a.pdf>

LVDS...Low Voltage Differential Signaling

CML...Common Mode Logic;

ECL...Emitter Coupled Logic;

PECL... Positive Emitter Coupled Logic

CML...Current Mode Logic ;

<http://www.ti.com/lit/an/slla120/slla120.pdf>

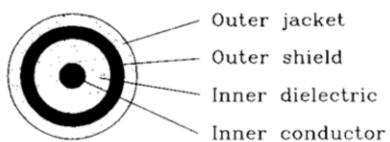
SSTL... Stub Series Terminated Logic;

http://www.jedex.org/images/pdf/samsung%20-%20jaci_chang.pdf

CMOS...Complementary Metal Oxide Semiconductor;

Leitungstypen

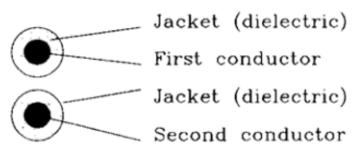
Coaxial cable



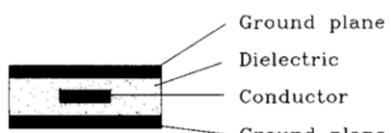
Microstrip



Ribbon cable



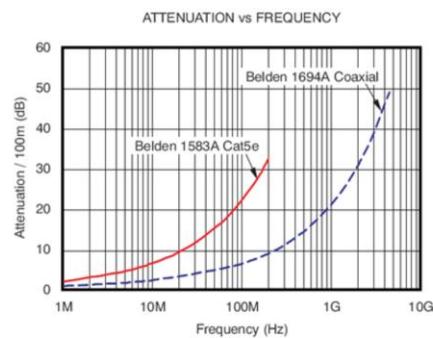
Stripline



Quelle: Graham and Johnson, High Speed Digital Design, Prentice Hall

Leitungsparameter

- Wellenwiderstand;
- Signalverzögerung;
- HF-Verluste;
- Übersprechen (Crosstalk);

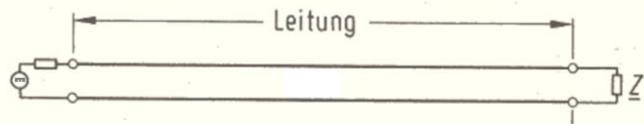


Attenuation vs Frequency for Cat5e and 75Ω Coax Cables

<http://www.belden.com/resourcecenter/tools/cable-basics.cfm>

Quelle: Ramus, X., Wireline Data Transmission and Reception, Application Report sboa123, Texas Instruments, 2010;
Belden: [http://www.belden.com/resourcecenter/documents/index.cfm?
... Hersteller von Kabeln;](http://www.belden.com/resourcecenter/documents/index.cfm?...)

Leitungseigenschaften, elektrisch



- 1.) spezifischer Widerstand R

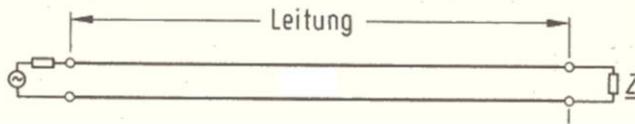
$$R = \rho \frac{l}{A} \quad \text{in } \Omega\text{m}$$

- 2.) Isolations-Leitwert G

$$G = \kappa \frac{A}{l} \quad \text{in } \text{S}/\text{m}$$

- Spezifischer Widerstand Kupfer $\rho = 0.0178 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m}$ oder $0.0178 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$;
(griechischer Buchstabe ρ ...rho)
- ideal: 0Ohm;
- Spezifischer Leitwert Isolation $\kappa = \sigma$; (griechischer Buchstabe κ ...kappa;
 σ ...sigma) des verwendeten Isolators
- ideal: 0S/m

Leitungseigenschaften, elektrisch



- 3.) Kapazität C
– E-Feld (Ursache Potenzialdifferenz)

$$C = \epsilon \frac{A}{l} \quad \text{in F}$$

- 4.) Induktivität L
– H-Feld (Ursache
Elektronenbewegung)

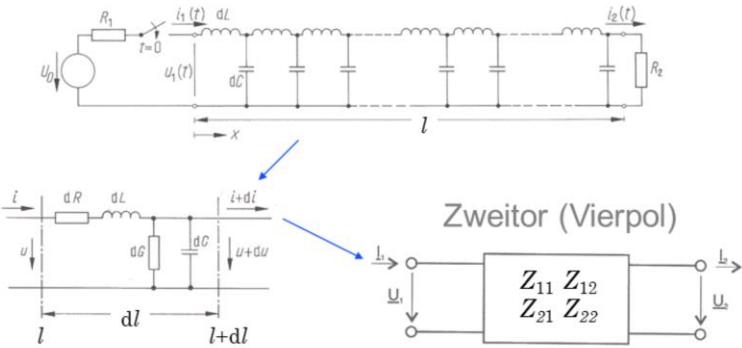
$$L = \mu \frac{A}{l} \quad \text{in H}$$

$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$... Permittivität, mit ϵ_r ... relative Permittivität des Materials im Vergleich zu Vakuum; $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$... Permeabilität, mit μ_r ... Permeabilität des Materials im Vergleich zu Vakuum freien Raumes; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$;

leider können C' und L' nicht direkt mit den angegebenen Gleichungen berechnet werden, da die Fläche A im Vergleich zum Abstand l nicht hinreichend groß ist, Zur Berechnung siehe weitere Folie;

Ersatzschaltung einer Leitung



→ Jede Leitung besitzt Tiefpassverhalten!

- Z_L hier Leitungswiderstand, auch Z_0 oder Z_W genannt;
- R ... Ohmscher Leitungswiderstand der Leitung $R = \rho * l / A$;
- G ... Isolationsleitwert in $\mu\text{Siemens}$; γ ... Ausbreitungskoeffizient, beinhaltet Dämpfung und Winkel der Übertragung;
- L : Längsinduktivität;
- C : Koppelkapazität zw. Hin- und Rückleiter;
- Ordnung des Tiefpassverhaltens (zwei Speicherglieder= 2. Ordnung, d.h. Spannungsabfall(=Dämpfung) mit $-40\text{dB}/\text{Dekade}$ ab der Grenzfrequenz)
- es könnte auch bei f_g eine Resonanzüberhöhung auftreten, da es unbekannt ist, wie die Dämpfungsglieder, hier R und G auf die Schaltung wirken);

Ersatzschaltung einer Leitung

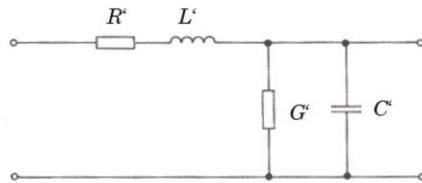
- Beschreibung der Leitungsbeläge
(Voraussetzung: Homogenität der Leitung!)

$$R' = \frac{R}{l} \dots \text{Widerstandsbelag}$$

$$L' = \frac{L}{l} \dots \text{Induktivitätsbelag}$$

$$G' = \frac{G}{l} \dots \text{Leitwertsbelag}$$

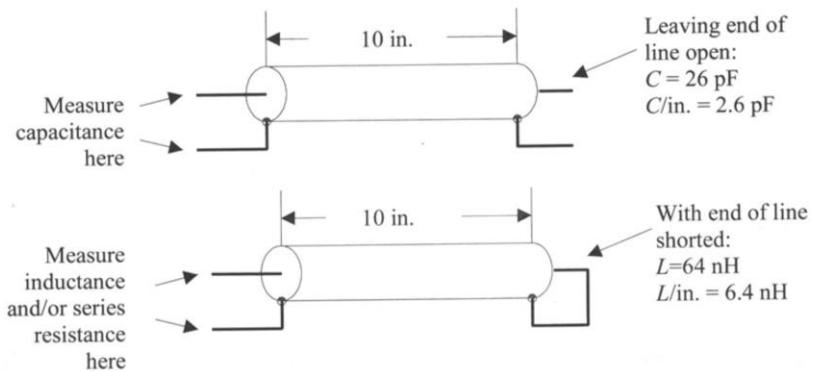
$$C' = \frac{C}{l} \dots \text{Kapazitätsbelag}$$



mit $l \dots$ Länge der Leitung

- Forderung: Homogenität: R, L, C, G sind für jeden Leitungsabschnitt gleich!
- Starkstromkabel: $R' = 0,2 \Omega/km; L' = 1,5 mH/km; G' = 0,5 \mu S/km; C' = 5 nF/km;$
- Fernsprechkabel ($\omega = 5000 \text{ rad/s}$): $R' = 5 \Omega/km; L' = 2 mH/km; G' = 0,8 \mu S/km; C' = 6 nF/km;$
- bei Flachkabel: $a >> r$ ($a \dots$ Abstand der zwei Leiter, $r \dots$ Durchmesser der Leiter), wobei $L' = (\mu_r * \mu_0 / \pi) \ln(a/r)$, $C' = (\epsilon_r * \epsilon_0 * \pi) / \ln(a/r)$
- bei Koaxialkabel: $L' = (\mu_r * \mu_0 / 2\pi) \ln(D/d)$, $C' = (\epsilon_r * \epsilon_0 * 2\pi) / \ln(D/d)$
- Beläge nennen sich engl.: quantities per unit length;

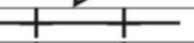
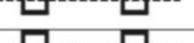
Empirische Ermittlung von L,C



z.B. RG-58/U-Koaxialkabel

- Quelle: HSSD-Adv-Black Magic;
- $l=25,4\text{cm}$;
- $Z=\sqrt{L/C}=\sqrt{6.4\text{nH}/2.6\text{pF}}=50\text{Ohm}$;
- $v=\sqrt{C'*L'}=\sqrt{6.4\text{nH}/\text{in}^2*2.6\text{pF}/\text{in}}=129\text{ps/inch}$;

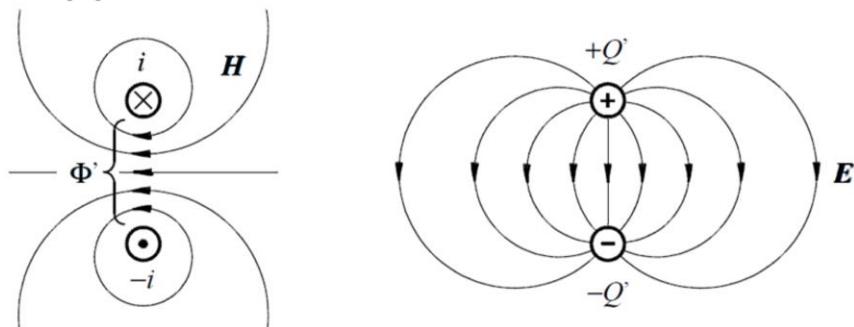
Kabelbeläge

Wire Type	Part Number	Line Type for Fig. 1	pF/m	μH/m
Twisted shielded quadruple	M27500-22SC4S23		106.5	0.517
Twisted shielded triple	M27500-24SC3S23		100.5	0.55
Twisted pair shielded	M27500-2408T23		102.4	0.544
Twisted pair shielded	M27500-24SE2S23		84.7	0.614
Thick twisted triple	M81381-11-12		90.29	0.467
twisted pair	C4932-26L2		49.61	0.659
twisted pair	M27500-24SC2U00		47.28	0.587
parallel pair speaker wire	20 gage		49.27	0.785
thick single pair in a bundle	M81381-11-12 (C4932-12N3)		49.34	0.651
single pair in a bundle	M81381/7-20-2 (C4928-20)		31.76	0.976
single pair in a bundle	M22759/16-22-90		35.15	0.924
single pair in a big bundle	M22759-43-22-9		23.36	1.08

Quelle: You Chung Chung, Senior Member, IEEE, Nirmal N. Amarnath, and Cynthia M. Furse, Fellow, IEEECapacitance and Inductance Sensor Circuits for Detecting the Lengths of Open- and Short-Circuited Wires, IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 58, NO. 8, AUGUST 2009

E- und H-Feldverteilung

- Doppelleiter Potentiallinien



→ größte Dichte zwischen den Leitern

$$C \cdot L' = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_0 \cdot \mu_r$$

Sofern homogene Anordnung vorhanden: C' kann sehr genau empirisch bestimmt werden, daraus lässt sich dann L' berechnen;

Beziehung zwischen den Naturkonstanten: $\epsilon_0 \cdot \mu_0 = 1/c^2$;
(c ...Lichtgeschwindigkeit in m/s)

ein E-Feld bzw. ein H-Feld bindet elektrische Energie:

$$W_{\text{el}} = 0.5 \cdot C \cdot U^2$$

$$W_{\text{magn}} = 0.5 \cdot L \cdot I^2$$

Parameter einer Leitung

- Wellenimpedanz Z_0 der Leitung
(Homogenität der Leitung!)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad \rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad \text{in } \Omega$$

(→da Blindanteile wirksamer als Wirkanteile)

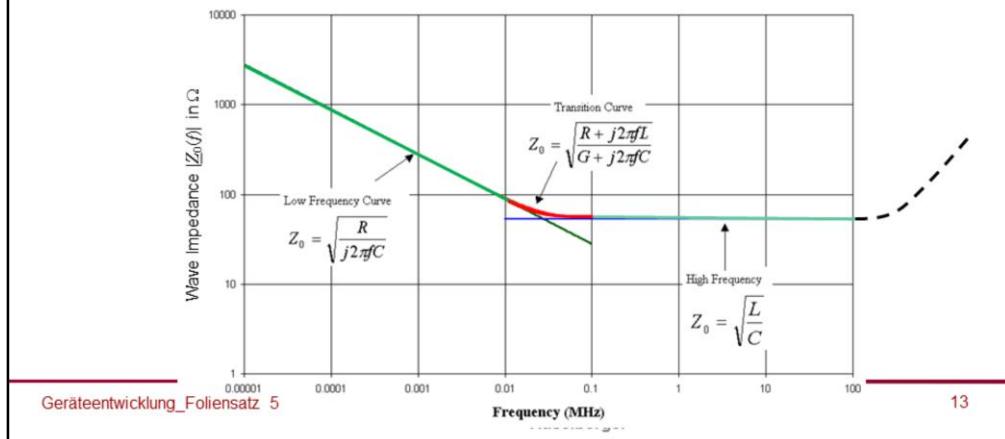
→ $Z_0 \neq f(l)$, es fällt die Leitungslänge l weg!

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{vgl. Leitung.pdf})$$

- Wellenimpedanz Z_0 oder auch Z_L genannt: von Frequenz und Länge der Leitung unabhängig! Oft wird die Wellenimpedanz als Wellenwiderstand bezeichnet da Einheit rein reell in Ohm;
- Leitungswiderstand und Leitwert wird hier vernachlässigt (nur bei Leistungsenergieübertragung (=hohe Ströme) oder sehr hoher Frequenz (GHz-Bereich) notwendig!)

Wellenimpedanz Z_0

- Z_0 ist das Maß der TEM-Energie, welche eine Leitung tragen kann



- Quelle: www.belden.com; als Beispiel wird ein 75Ω Koaxialkabel angegeben;
- im niederfrequenten Bereich (0-10kHz) überwiegt das kapazitive Verhalten der Leitung
- im Übergangsbereich (10kHz bis 100kHz) wächst die Induktivität rasch auf die Größe der Kapazität an;
- im mittleren Bereich (100kHz bis 1GHz) beherrscht die TEM Ausbreitung;
- im hochfrequenten Bereich (>1GHz) überwiegen Polarisierungsverluste (Dipole) im Isolator und erhöhen den Wellenwiderstand drastisch; spezielle HF-Materialien (Rogers), Keramiken reduzieren diese HF-Verluste, sind aber mechanisch spröde und in Leitungen nicht einsetzbar; Teflon als Kunststoff hat wenig Polarisierungsverluste und ist als Kabelisolation einsetzbar, jedoch teuer im Vergleich zu Standard-Kunststoff-Kabelisolation;
- Characteristic Impedance

Parameter einer Leitung

- Eigenschaften
 - Ausbreitungskoeffizient γ
(Übertragungsmaß einer Leitung)

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

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$$

- mit α ...Übertragungsdämpfung (Verluste)
- mit β ...Übertragungswinkel (Verzögerung)

$$-\text{Verlustlos} \quad \underline{\gamma} \cdot l = j\omega \sqrt{LC}$$

- Realteil von γ : Dämpfungskonstante oder Übertragungsdämpfung α in dB/km;
- Imaginärteil von γ : Phasenkonstante oder Übertragungswinkel β in °/km;
- R' Längswiderstand des Materials (Cu) pro Längeneinheit, z.B. km;
- G' Querleitwert pro Längeneinheit, z.B. km;

Leitungseigenschaften

- Eigenschaften

- Dämpfungsmaß a , $a = \alpha \cdot l$

- Dämpfungskonstante α

$$\alpha \approx \frac{R'}{2 \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}}} + \frac{G'}{2} \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

- Phasenmaß b

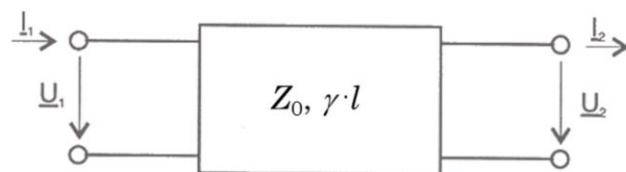
- Phasenkonstante β $b = \beta \cdot l$

$$\beta \approx \omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'}$$

- Dämpfungsmaß a gibt an, wie stark das Signal pro Längeneinheit gedämpft wird; Angabe meist in dB pro Längeneinheit;
- Phasenmaß b gibt an, wieviel Grad pro Längeneinheit das Signal bezogen auf den Anfang der Leitung nacheilt, also wie lange es in der Leitung verbleibt;
- Welche Dämpfung a weist eine 1km lange Leitung auf, wenn $\alpha=0,3\text{dB}/100\text{m}$?; Lösung: 3dB, dies bedeutet, dass am Ausgang der Leitung noch 70.7% dan;

Parameter einer Leitung

- Die Leitung als TEM-Leiter



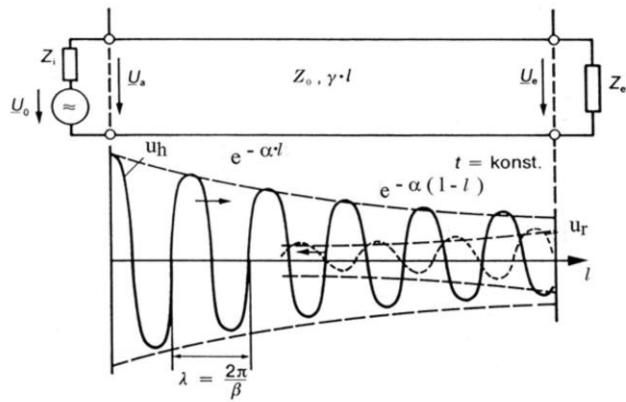
$$U_1 = U_2 \cdot \cosh \gamma l + I_2 Z_0 \cdot \sinh \gamma l$$

$$I_1 = I_2 \cdot \cosh \gamma l + \frac{U_2}{Z_0} \cdot \sinh \gamma l$$

- ... Länge der Leitung, γ ist der Ausbreitungskoeffizient und beschreibt die Dämpfung der Leitung (Realanteil) als auch die Phasenverschiebung (Imaginäranteil) des Eingangssignals zum Ausgangssignal;

Energieausbreitung

- $Z_0, \gamma \cdot l$

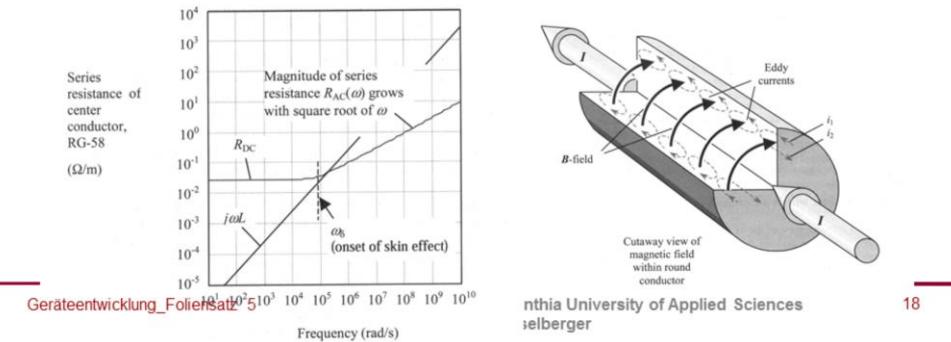


Quelle: Unger,H.G. Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, Hüthig, 1991;

Skineffekt 1

- Skineffekt bei höheren Frequenzen:

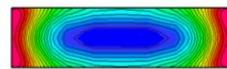
- Widerstandsbelag R' wächst infolge Stromverdrängung, bei hohen Frequenzen proportional \sqrt{f}



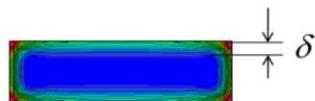
- Skineffekt verdrängt Strom in die Außenhülle des Leiters und erhöht somit den ohmschen Widerstand R der Leitung, da das Kupfer in der Mitte des Leiters wirkungslos ist (um Cu zu sparen kann man Hohlleiter einsetzen, oder statt eines Einzel-Cu-Blocks viele Einzellitzen);
- Effekt wird $>10\text{MHz}$ signifikant;
- $f=(\text{rad/s})/2\pi$;
- onset-frequency ist die Grenzfrequenz ab der der Skineffekt dominiert;
- RG58 ist ein Koaxialkabel;

Stromdichte bei Skineffekt

- 100MHz



- 1GHz

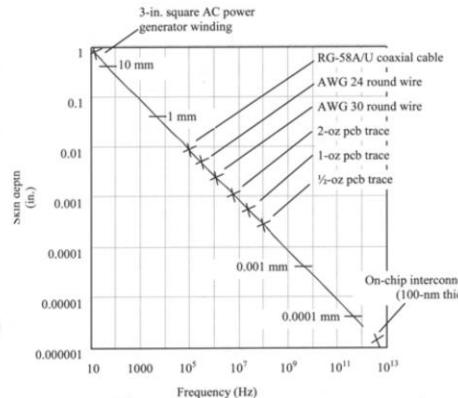
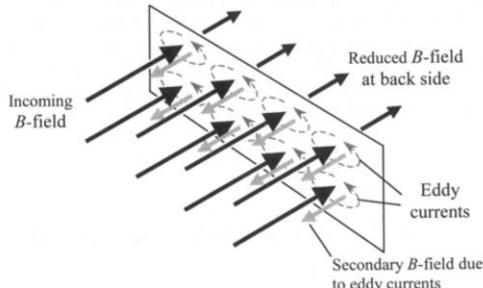


→ Verdrängung $\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \pi \mu_0 \mu_r f}}$ in m

- Geometrie: Leiterbahnbreite: 0.07mm, 17µm-Cu-Dicke;
- Quelle: Sterner Hermann, Elefant-2D
- δ gibt an, dass 99% der Elektronen sich im Verdrängungsbereich aufhalten;
- σ ...Leitfähigkeit in S/m, bei Cu: $\sigma=5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ oder $\sigma=1/\rho$;
- μ_0 ..Permeabilität des freien Raumes: $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$;
- μ_r ...relative Permittivität des Materials, bei Cu: $\mu_r \approx 1$;
- f ...sinusförmige Frequenz in Hz;
- Der Strom bekommt bei höheren Frequenzen ein negatives Vorzeichen, da durch den Wirbelstrom (Eddy Current) sich der Strom im Innenleiter umdreht;

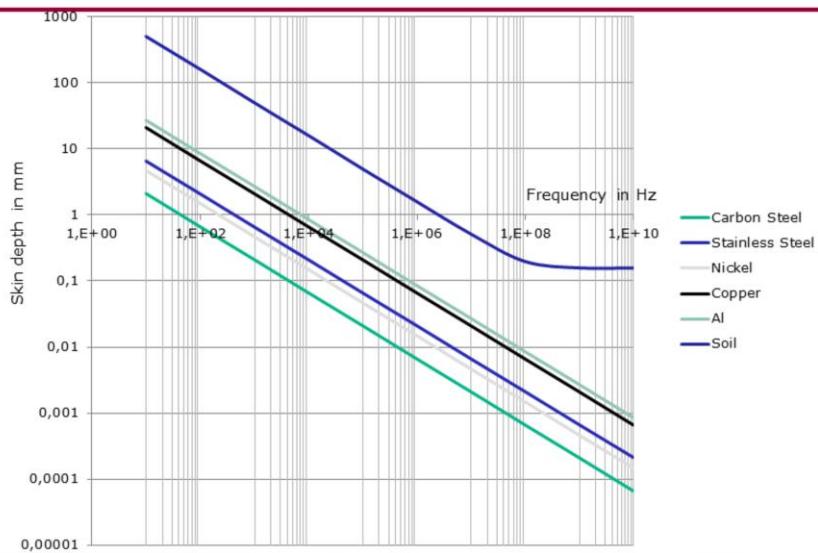
Skineffekt 2 (Schirmung)

- Skineffekt bei höheren Frequenzen
 - Eindringtiefe reduziert sich



- Quelle: HSSD-2.13;
- X...kennzeichnet die Grenzfrequenz (onset frequency) des jeweiligen Materials;
- Magnetische Feldlinien können nur abgeschwächt werden; mittels Gegeninduktion über Wirbelströme (Eddy currents) wird ein Gegenvektor erzeugt und somit die eintretenden Feldlinien geschwächt;
- Bei einer guten el. leitenden Oberfläche werden magn. Feldlinien abgeschwächt, nicht unterdrückt
- AWG...American Wire Gauge, beschreibt den Durchmesser der Leitung:
 $AWG24=0.324mm^2$, $AWG30=0.0503mm^2$

Eindringtiefe vs. Materialien

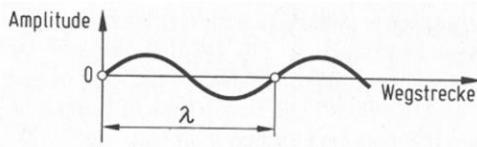


Quelle: Johnson/Graham, High Speed Signal Propagation, S61
Soil...Erdreich, ist oberer Graph;

Wellenleiter, sinusf. Erregung

- Wellenleiter: geführte Ausbreitung elektromagn. Wellen (TEM-Leitung)
- Wellenlänge λ

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad \text{in m} \quad v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad \text{in } \frac{\text{m}}{\text{s}}$$



mit
 c ...Lichtgeschw. $300 \cdot 10^6$ m/s;
 f ... Frequenz in Hz;
 ϵ_r ...Permittivität des Materials
 μ_r ...Permeabilität des Materials

- Bsp: $f=50\text{Hz} \rightarrow \lambda=6000\text{km}$; $f=100\text{MHz} \rightarrow \lambda=3\text{m}$, dies entspricht einen kompletten sinusförmigen Durchlauf von Strom und Spannung;
- bei 1MHz : $\lambda=300\text{m}$, bei 100MHz : $\lambda=3\text{m}$, bei 10GHz : $\lambda=3\text{cm}$;
- TEM... transversalelektrromagnetische Welle, Ausbreitung entlang der Leitung (Medium ist unbeweglich);
- (Longitudinalwellen wäre das Gegenteil, Ausbreitung wie Spiralfeder oder Schallwelle (Medium ist beweglich));

Wellenleiter , sinusf. Erregung

- Beispiel der Ausbreitung:

– $f = 100 \text{ MHz}$

– Wellenlänge im freien Raum $\epsilon_r \approx 1, \mu_r = 1$:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad \text{in m} \quad \text{mit} \quad v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad \text{in } \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

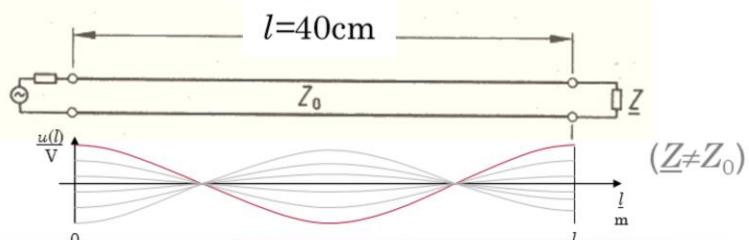
$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \text{ m/s}}{100 \text{ MHz}} = 3 \text{ m}$$

- λ bzw. $\lambda/2$ als auch $\lambda/4$ sind geeignete Antennenlängen die eine geometrische Resonanz mit der Frequenz aufbauen, Bsp: Autoantenne, Radioantenne bei UKW-Funk (100MHz) muss bei $\lambda/4$ ca. 75cm lang sein (Antennenlänge am Auto von 3m wäre etwas ungeeignet); Ist die Antenne kleiner, zB. 10cm, dann muss die Antenne elektrisch verlängert werden mittels Spulen und auch mit einer elektronischen Verstärkerschaltung versehen werden;

Wellenleiter , sinusf. Erregung

- Beispiel: 37. Harmonische bei Rechteckfunktion 10MHz
 - $f = 370 \text{ MHz}$
 - Wellenlänge auf einer PCB mit $\epsilon_r \approx 4$:

$$\lambda = \frac{150 \cdot 10^6 \text{ m/s}}{370 \text{ MHz}} = 40 \text{ cm}$$



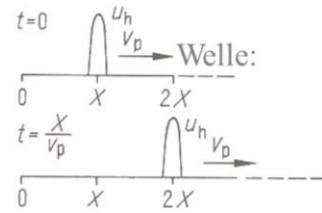
- Periodendauer bei 375MHz: $T=3\text{ns}$;
- Effekt der stehenden Welle mit Wellenbergen und -tälern ab $\lambda/10 = 4\text{cm}$, ist die „Kritische Leitungslänge“)
- Kritische Länge: ab hier werden HF-Effekte bemerkbar: Reflexionen, Ringing, Abstrahlung --> EMV;
- Energietechnik: $f=50\text{Hz}$: $\lambda=6800\text{km}$; Effekte aber schon bei $\lambda/10$ bemerkbar (Spannung bricht ein);

Wellenleiter , Pulserregung

- Wellenausbreitung auf Leitungen

– Phasenlaufzeit t_{pd}

$$t_{pd} = \frac{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} = \sqrt{L' \cdot C'} \text{ in } \frac{s}{m}$$



– Phasengeschwindigkeit v_p

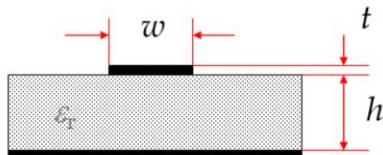
$$v_p = \frac{1}{t_{pd}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}} \text{ in } \frac{m}{s}$$

- t_{pd} in Umgebungsluft bei $\epsilon_r \approx 1$: 33ps/cm oder 3,3ns/m; t_{pd} einer Leiterbahn bei $\epsilon_r \approx 4$: 57ps/cm, t_{pd} eines Bandkabel bei $\epsilon_r \approx 5$: 58,4ps/cm oder 5,8ns/m,

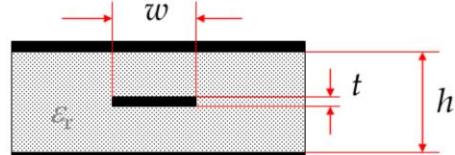
- v_p die Geschwindigkeit, mit der sich ein bestimmter Phasenzustand (z.B. Maximum) von Spannung oder Strom entlang einer Leitung ausbreitet;

Berechnung Wellenwiderstand

Microstrip:



Stripline:



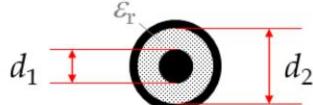
$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98 h}{0.8 w + t} \right) \Omega \quad Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{1.9 h}{0.8 w + t} \right) \Omega$$

$$t_{pd} = 23.1 \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1.41} \text{ in ps/cm} \quad t_{pd} = 33.5 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \text{ in ps/cm}$$

- Vgl. IPC-2221A; Berechnung der Wellenimpedanz wird für impedanzkontrollierte Leiterbahnhührung benötigt, die dafür notwendigen Geometrien werden ins CAD-System eingepflegt, wie Breite der Leiterbahn w , Höhe zur Referenz-Plane h , Kupferdicke t und Material ϵ_r ;
- t_{pd} bei einem Leiterplattenmaterial FR4 mit einem $\epsilon_r = 4$: 53,7ps/cm;
- CITS25 berechnet o.g. Werte;
- verschiedene Laufzeiten t_{pd} : Microstrip hat schnellere Signalausbreitung als Stripline, da im oberen Bereich Luft mit $\epsilon_r=1$;

Berechnung Wellenwiderstand

Koaxialkabel:



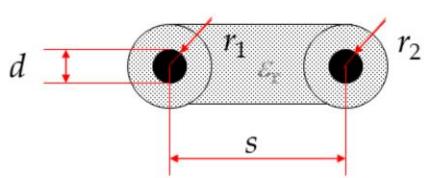
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{d_2}{d_1} \right) \Omega$$

$$t_{pd} = 33,4 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \text{ in ps/cm}$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \text{ H / m}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)} \text{ F / m}$$

Bandkabel :



$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{2s}{d} \right) \Omega$$

$$t_{pd} = 33,4 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \text{ in ps/cm}$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{s^2 - r_1^2 - r_2^2}{2r_1 r_2} \right) \text{ H / m}$$

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1} \left(\frac{s^2 - r_1^2 - r_2^2}{2r_1 r_2} \right)} \text{ F / m}$$

- Summary: der Wellenwiderstand wird ausschließlich durch die Geometrie der Leitung bestimmt!;
- t_{pd} ...Phasenlaufzeit;
- Bei Koaxialkabel: $r_1=d_1/2$, $r_2=d_2/2$;

Kritische Leitungslänge

- Rechteckerregung mit Flankenzeit t_r auf einer Leiterbahn mit Phasenlaufzeit t_{pd}

$$l_{\text{krit}} \geq \frac{t_r}{2 \cdot t_{pd}} \quad (\text{entspricht } \frac{\lambda}{10})$$

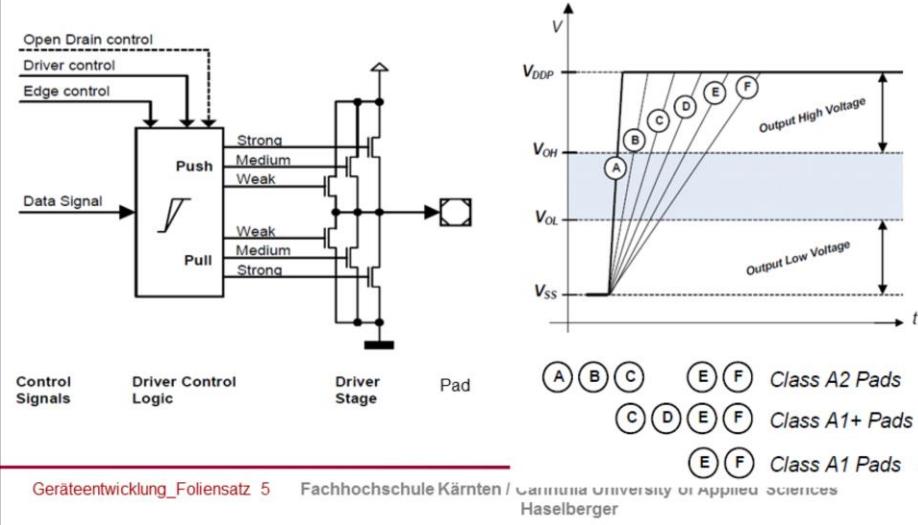
- Beispiel Microstrip bei FR-4 Material:
 - $t_r = 1\text{ns}$ ergibt $l_{\text{krit}} \approx 9\text{cm}$;
 - $t_r = 100\text{ps}$ ergibt $l_{\text{krit}} \approx 9\text{mm}$;

(ACHTUNG: Risetime ≠ Taktfrequenz)

- t_{pd} ...Verzögerungszeit (propagation delay) oder Phasenlaufzeit t_D ;
 t_r ...Anstiegszeit (rise time)
- FR-4 Material: $t_{pd} = 56\text{ps/cm}$ bei Leiterplattenmaterial FR-4;
- ergibt bei $t_r = 1\text{ns}$ ca. 9 cm Leitungslänge; ab der krit. Leitungslänge sind Strukturresonanzen zu erwarten, es muss ab hier in jedem Fall terminiert werden;
- Strukturresonanzen sind die Störstrahler in der EMV, da Energie in den Raum abgestrahlt wird!
- die kritische Leitungslänge korreliert mit einer sinusförmigen Wellenlänge von $\lambda/10$ (über $f_{k2} = 1/(\pi t_r)$);

Flankensteilheit

- Durch Software einstellbar



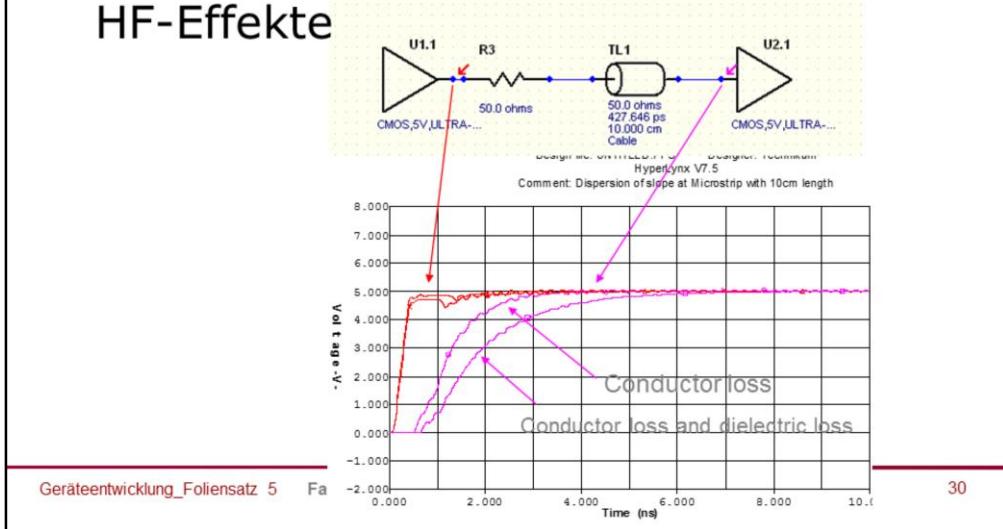
29

Quelle: Infineon

- Strong – sharp drive strength
- Strong – medium drive strength
- Strong – soft drive strength
- Strong – slow drive strength
- Medium drive strength
- Weak drive strength

Sprungantwort einer Leitung

- Degradation des Sprungs durch HF-Effekte



- Conductor loss: Skin Effekt;
- Dielectric loss: Isolationsverluste (Dipol);
- Quelle: Bogatin, Signal Integrity, S394;
- Simulationstool: Hyperlynx/Mentor Graphics

Effekte versus Risetime

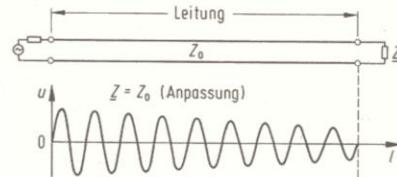
- Grenzen für t_r
 - **3ns:** Wellenleiter kann verlustlos betrachtet werden (kein R, G); IC-Packages müssen nicht modelliert werden; ($\rightarrow l_{krit}$ immer berechnen)
 - **1ns:** Effekte (z.B: Resonanz durch IC-Package) erkennbar; IC-Modelle sollten inkludiert werden;
 - **300ps:** Genaues Modell des IC-Package, Vias, Kontaktierungen, Skin Effekt, dielektrische Verluste sind signifikant;

- Johnson/Graham,HSSD, Seite 676;
- IC-Modelle: IBIS-Modell, CMOS-Transistormodelle (R,L,C),

Anpassung

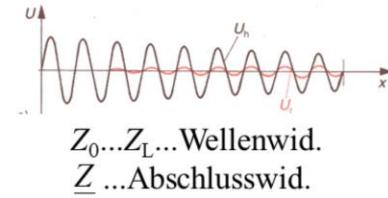
- Wellenausbreitung auf einer Leitung

– Anpassung $Z = Z_0$



– Fehlanpassung $Z_0 \neq Z$

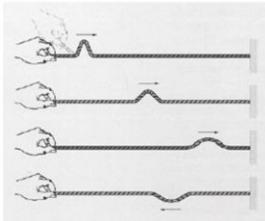
- Überlagerung der hin- und rückeilen- den Spannung



- Reflexionsfaktor: ist das Maß der bei Fehlanpassung auftretenden Spannungsschwankungen;
- hier zeigt Grafik ein offenes Ende;

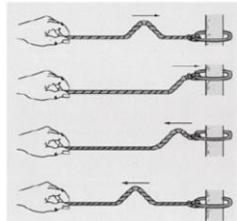
TEM-Wellenausbreitung

- Fehlanpassung einer Leitung
 - Dualität zu Seil



Reflexion einer Transversalwelle:

Am festen Ende (Abbildung links) wird ein Wellenberg als Wellental reflektiert, am losen Ende (Abbildung rechts) kommt der Wellenberg als Wellenberg zurück.



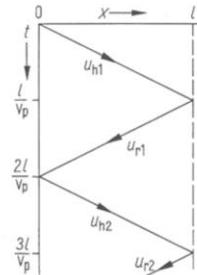
kurzgeschlossenes versus offenes Ende

- festes Ende entspricht Kurzschluß, Spannung wird invertiert reflektiert;
- loses Ende entspricht Leerlauf, Spannung wird reflektiert;

Wellenausbreitung

- Fehlanpassung bei $Z_0 \neq Z_a$
 - Spannung pendelt hin- und her, wird reflektiert
 - U_h ...hineilende Spg.
 - U_r ...rückeilende Spg.

(vgl. TUG-Spirale)

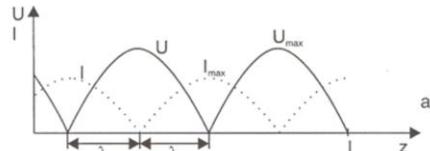


- reflektierte Welle ist unerwünscht → Spannungsspitzen auf Leitung durch Überlagerung, oder Ausbildung von stehenden Wellen=Abstrahlung;
- hier wird ein Impuls hin- und hergeschickt;
- mittels des Bergeron-Lattice-Diagramm kann man grafisch die hin- und herpendelnde Energie ermitteln (vgl. dazu Texas Instruments Application Note);

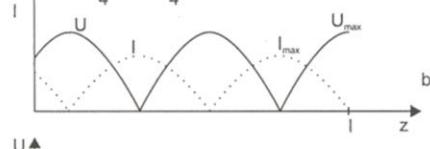
Anpassung

- Fehlanpassung

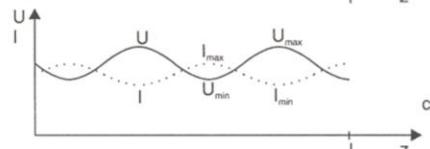
- a.) Kurzschluss am Ausgang



- b.) Leerlauf am Ausgang



- c.) Fehlanpassung am Ausgang



- die nicht absorbierte Energie am Ende der Leitung (Last) wirkt auf den Eingang (die Quelle) zurück und belastet dadurch die Quelle in verschiedener Art;
- bei periodischer Erregung (und Verhältnis l/λ ist ein Bruch oder ein Vielfaches) entstehen Wellenmaxima und -minima, eine Glühbirne an der Leitung hin- und hergeschoben würde nur dann leuchten, wenn die Spannung am jeweiligen Ort nicht Null sind;

Anpassung

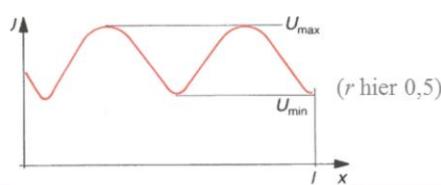
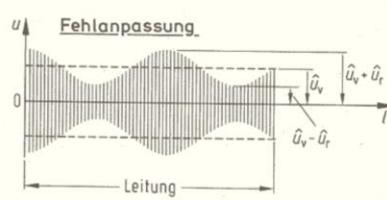
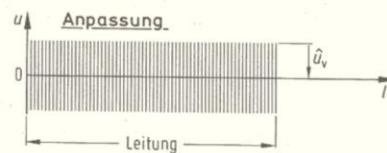
- Fehlanpassung

 - Anpassungsfaktor m

$$m = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{Z_0}{Z_a}$$

 - Reflexionsfaktor r

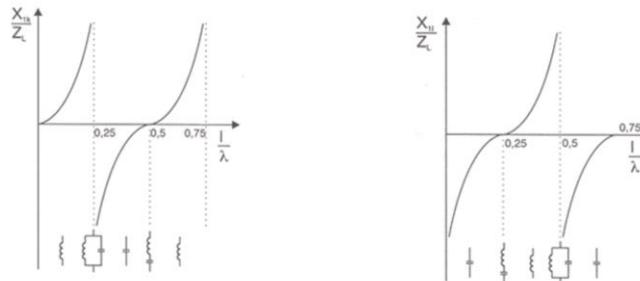
$$r = \frac{1-m}{1+m}$$



- $U_{\max} = U_v$;
- Z_a ... Belastungsimpedanz;

Wie sieht die Quelle die Leitung?

- Leitungsimpedanz bei Fehlanpassung
Wellenlänge vs. Leitungslänge
- a.) Kurzschluss am Ende der Leitung b) Leerlauf am Ende der Leitung



- auf was arbeitet die Quelle, welche Energie in diese Leitung liefert:
- zu a.)
- Fall: $1/\lambda = 0$ (Gleichspannung): Ohmsches Verhalten der Leitung;
- Fall: $0 < 1/\lambda < 0,25$: Leitung induktiv, wird sukzessive kapazitiv, bis $1/\lambda = 0,25$: Leitung bildet Parallelschwingkreis aus;;
- Fall: $0,25 < 1/\lambda < 0,5$: Leitung wird rein kapazitiv und bildet bei $1/\lambda = 0,5$ Serienschwingkreis aus;
- Fall: $0,5 < 1/\lambda < 0,75$: Leitung wird rein induktiv;
- Fall: $0,75 < 1/\lambda < 1$: Leitung wird resistiv bis $1/\lambda = 1 = 0$ ist rein resistiv;
- Achtung: Induktiv heißt: Strom eilt Spannung nach;

Wellenleiter: Leiterbahnlänge

- kurzgeschlossene Leitung:

$$Z_{1_{R_2=0}} = Z_{1K} = j Z_0 \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

- kurzgeschlossene Leitung für $l = \lambda/8$:

$$Z_{1K} = Z_0 \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} = Z_0 \tan \frac{\pi}{4} = Z_0$$

- kurzgeschlossene Leitung für $l = \lambda/4$:

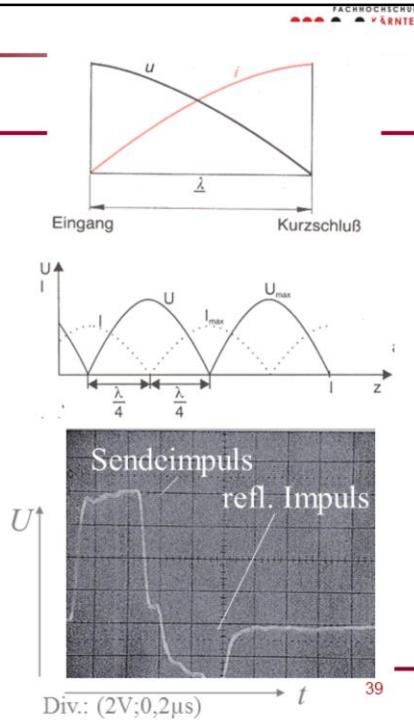
$$Z_{1K} = Z_0 \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} = Z_0 \tan \frac{\pi}{2} = \infty$$

Fehlanpassung

- Spezialfall Kurzschluss

- periodische Erregung:

- Impuls-Erregung:
Impuls wird an die Quelle negativ zurückreflektiert

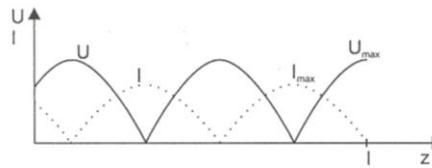


- Erregung hier mit gleichgerichteten Sinusschwingung der besseren Darstellung wegen;
- Kurzschluß: der Impuls wird negativ zurückgespiegelt;
- Wo ist der Kurzschluß: da Impuls reflektiert wird: $t_p \approx 58\text{ps/cm}$ (oder $5,8\text{ns/m}$) → Zeit, bis Impuls zurückkommt: $0,6\mu\text{s}$ (aus Diagramm entnommen) jedoch halbieren da hin und retour → $300\text{ns}/5,8\text{ns/m} = 51\text{m}$;

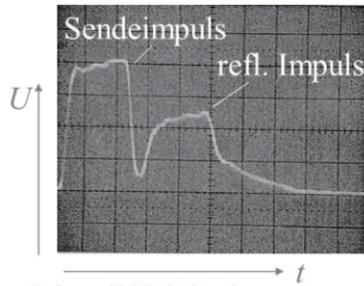
Fehlanpassung

- Spezialfall Leerlauf

– periodische Erregung:



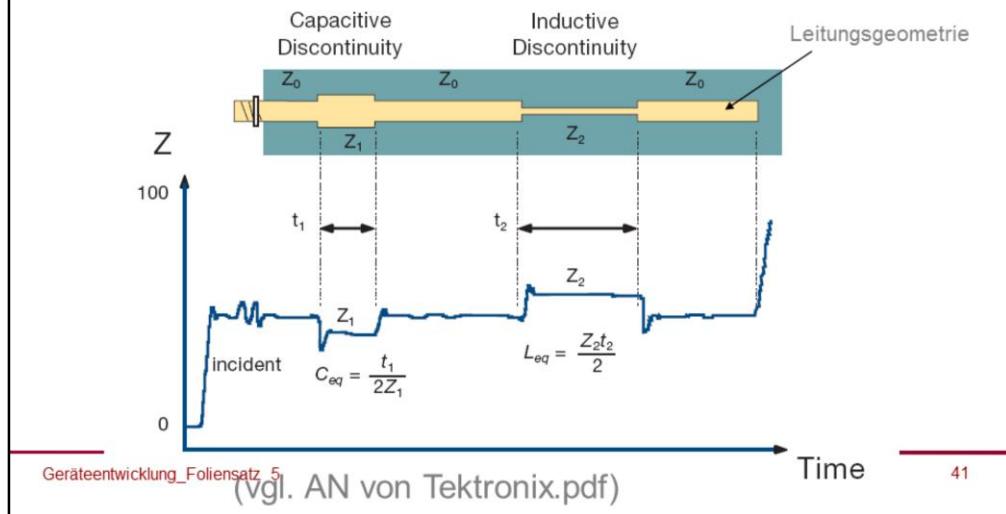
– Impuls-Erregung:
Impuls wird an der Quelle positiv reflektiert



- auch hier Leitungslänge bis zur offenen Stelle berechenbar;

Messmethode einer Leitung

- Time Domain Reflectometer (TDR)



Quelle: Tektronix

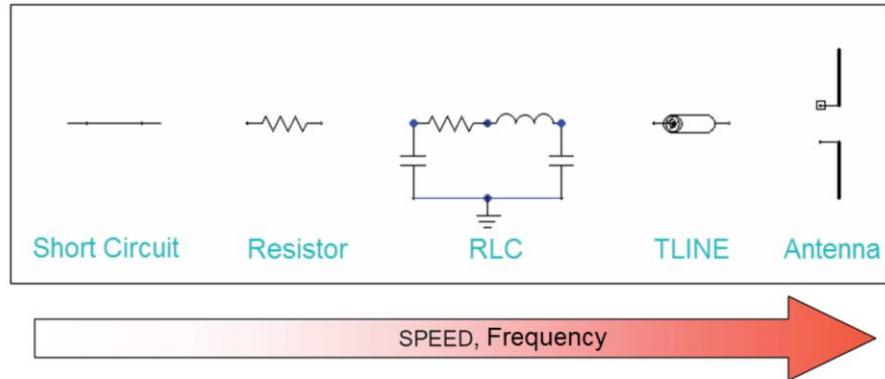
Impedanzkontrollierte Leiterplatte, Terminierung

Literatur:

Ch. Dirks; www.emv.biz
Howard/Johnson; www.sigcon.com
Brooks, Doug; www.Ultracad.com;
Bogatin, Eric; www.bethesignal.com

Verhalten bei HF

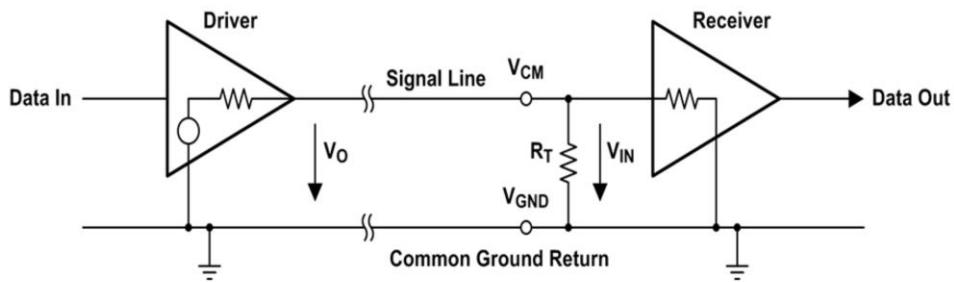
- Leiter bei höheren Frequenzen



- Quelle: DesignCon
- Leiter bei DC: ein Leiterstück in einem Schaltplan wird als ideal 0Ohm, wie Kurzschluss betrachtet;
- höherfrequent DC bis 1MHz kann die Leitung noch mit dem spezifischen Widerstand betrachtet werden, danach kommen Skineffekt und HF-Verluste hinzu;
- 1MHz bis 100MHz: RLC-Modell (Leitungsbeläge) genügt zur Beschreibung;
- 100MHz bis 1GHz: TL-Modell erster bis 3.Ordnung (Spice-Netlist)
- >1GHz Strukturresonanz, Abstrahlung, (Verteiltes System)

Single Ended Topologie

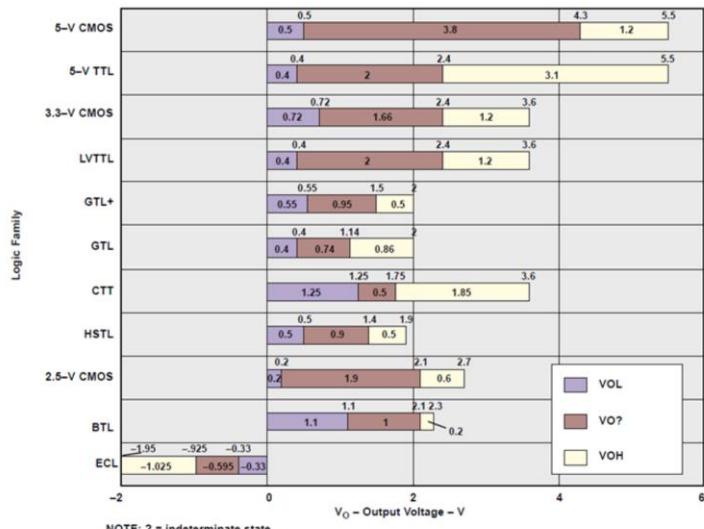
- Signalpfad für Informationsübertragung



Quelle:

<http://www.eetimes.com/design/analog-design/4028134/SIGNAL-CHAIN-BASICS-Part-29--Digital-interfaces--Single-ended-versus-differential-interfaces>

Single Ended Logic Levels



NOTE: ? = indeterminate state

Single Ended Logic Levels

Quelle: <http://focus.ti.com/lit/ug/sl1d009/sl1d009.pdf>

TTL...Transistor Transistor Logic;

CMOS...Complementary Metal Oxide Semiconductor Logic;

GTL...Gunning Transceiver Logic (nach dem Erfinder William Gunning genannt);

BTL...backplane Transceiver Logic;

CTT...Center tap terminated;

HSTL...High Speed Transceiver Logic;

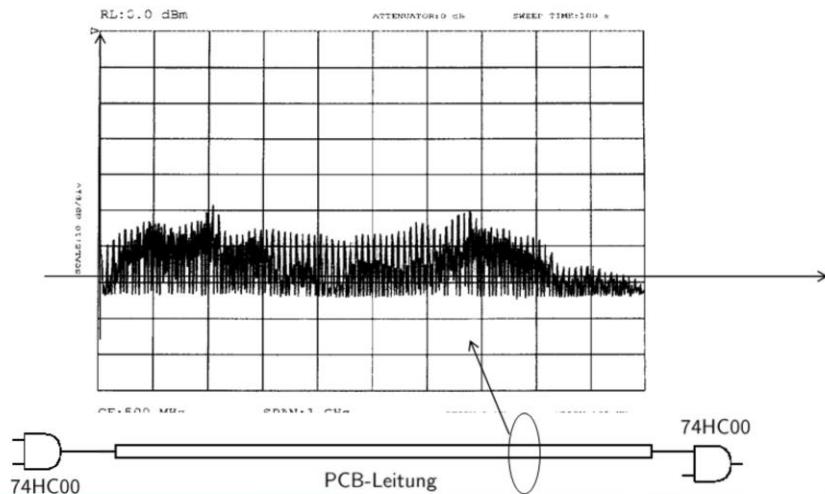
ECL...Emitter Coupled Logic;

Abstrahlungen aus Leitungen

- Führung der elektromagnetischen Energie in definiertem **Raumvolumina**;
- Strukturgröße der Leiterbahnen soll **klein gegenüber der Wellenlänge** sein;
- jede homogene Leitung hat eine „innere“ Wellenimpedanz Z_0

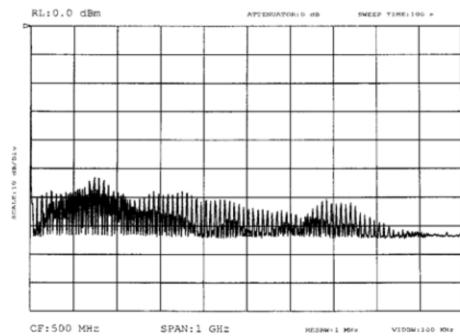
- definiertes Raumvolumina: Hin- und Rückfluss der Energie lokal eng begrenzen durch GND-Plane;
- Strukturgröße ab kritischer Leitungslänge;
- Energie muss absorbiert (in Wärme umgewandelt über einem reellen Widerstand) werden, sonst wird diese reflektiert;

Abstrahl-Leistungsspektrum einer Leitung / Microstrip

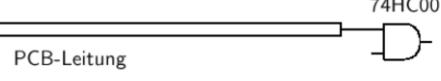
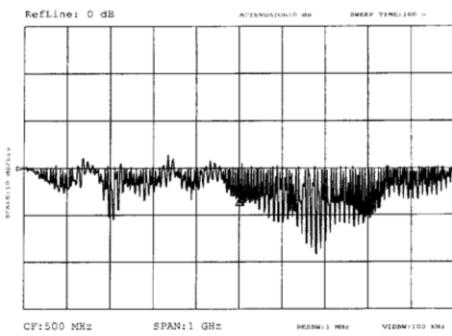


Treibergatter mit Widerstand

Abstrahlung Leitung mit Serien- R



Differenzabstrahlung ohne/ mit Terminierung

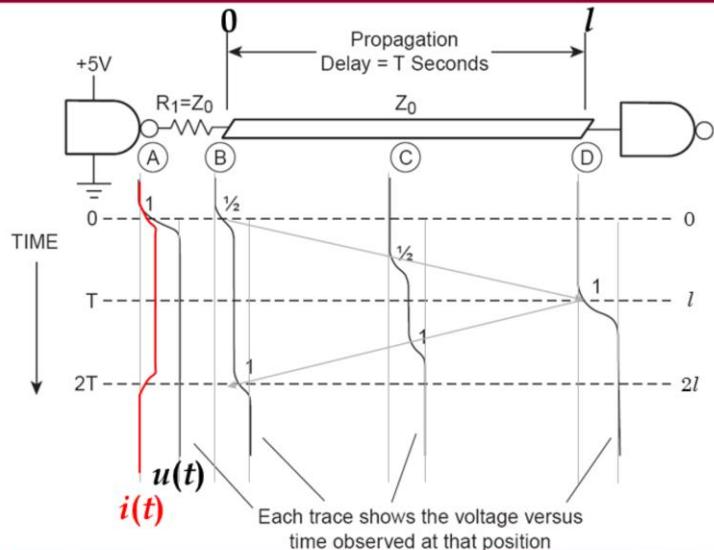


Fachhochschule Kärnten / Carinthia University of Applied Sciences
Haselberger

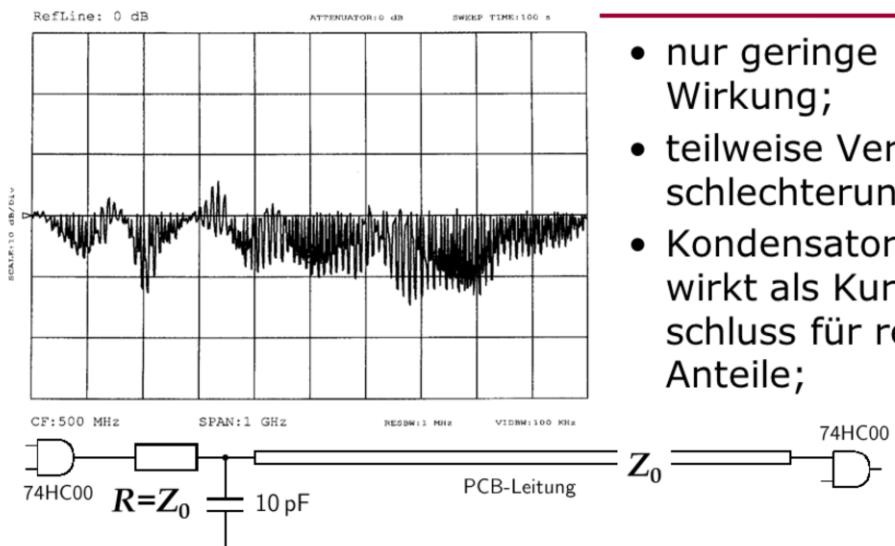
48

- VT: Einfach und billig, es fließt nur im Schaltfall Strom;
- NT: es entsteht eine Rückwärtsreflektion; Widerstandswert je nach Geometrie der PCB-Leitung ein anderer;
- Einsatzgebiet: PCI-Bus im PC;

Treibergatter mit ser. Terminierung

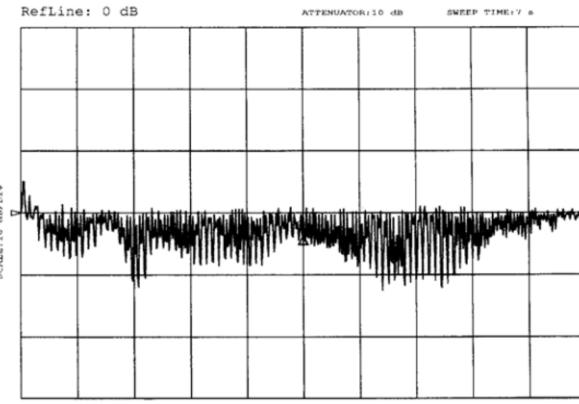


Treibergatter mit R/C-Filter



- nur geringe Wirkung;
- teilweise Verschlechterung;
- Kondensator wirkt als Kurzschluss für refl. Anteile;

Treiberqatter mit R/C/R-Filter



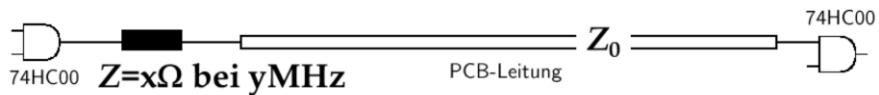
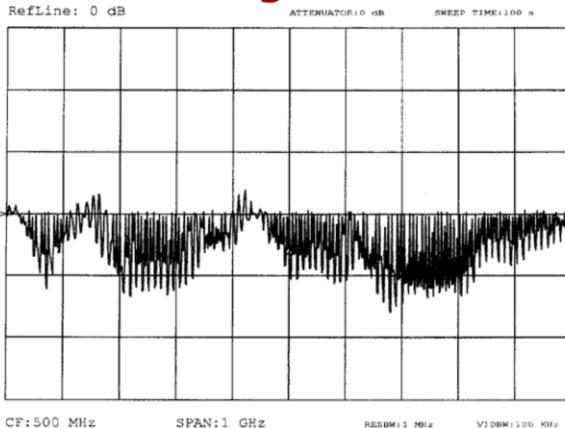
CF: 500 MHz SPAN: 1 GHz RESBW: 1 MHz VDISW: 100 KHz



Fachhochschule Kärnten / Carinthia University of Applied Sciences
Haselberger

51

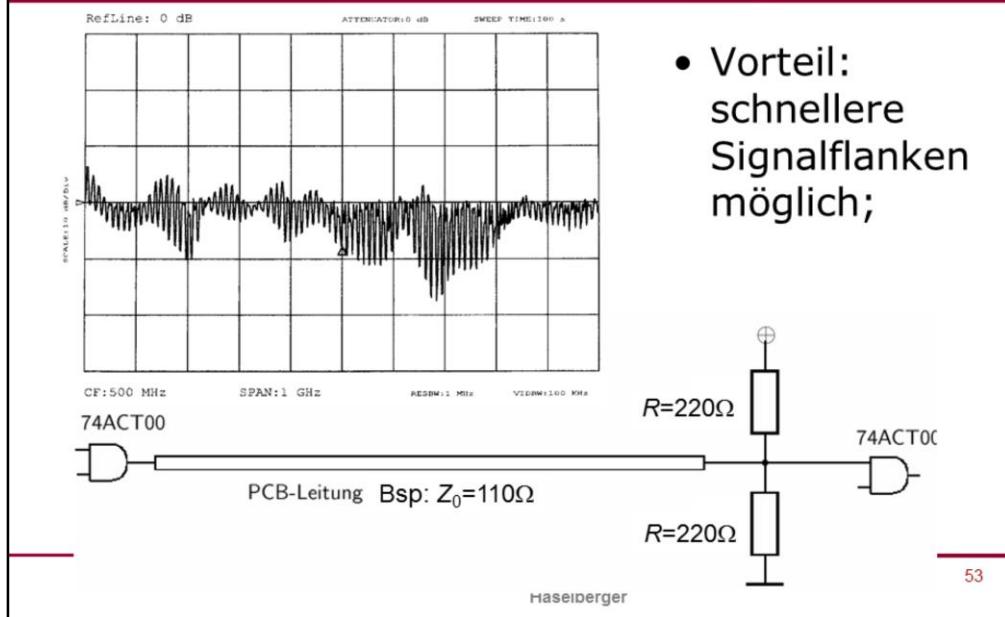
Treibergatter mit SMD-Drossel



- besser als nur Widerstand;
- starke ohmsche Belastung über weite Frequenzbereiche;

- Vgl. Murata -Berechnungsprogramm;
- www.wuerth.de

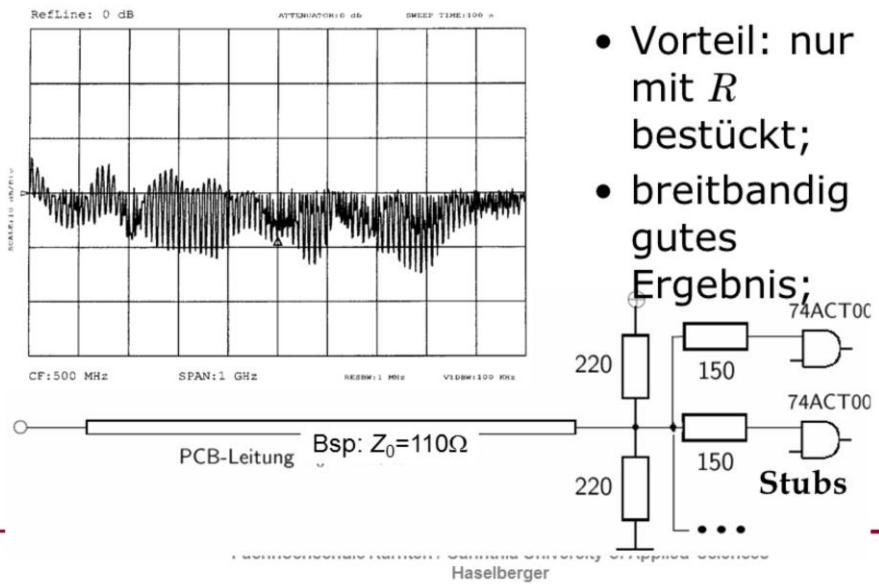
Thevenin-Terminierung



- Vorteil:
schnellere
Signalfanken
möglich;

- VT: symmetrische Belastung, kann Rauschabstand erhöhen;
- NT: es fließt immer ein Querstrom, Source und Sink-Fähigkeit des Output-Gates oft unterschiedlich;
- Einsatzgebiet: bei verteilten Systemen, z.B. Oszillator,...;

Terminierung mit Stubs

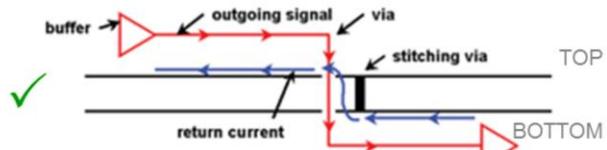


- Vorteil: nur mit R bestückt;
- breitbandig gutes Ergebnis;

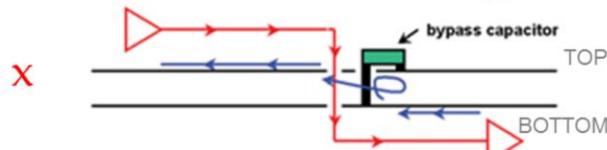
54

Rückstromverhalten

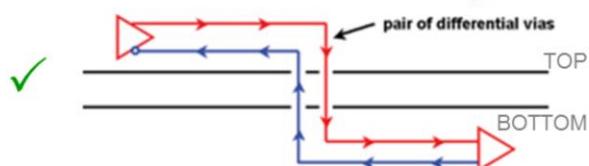
- Via



- Stützko.

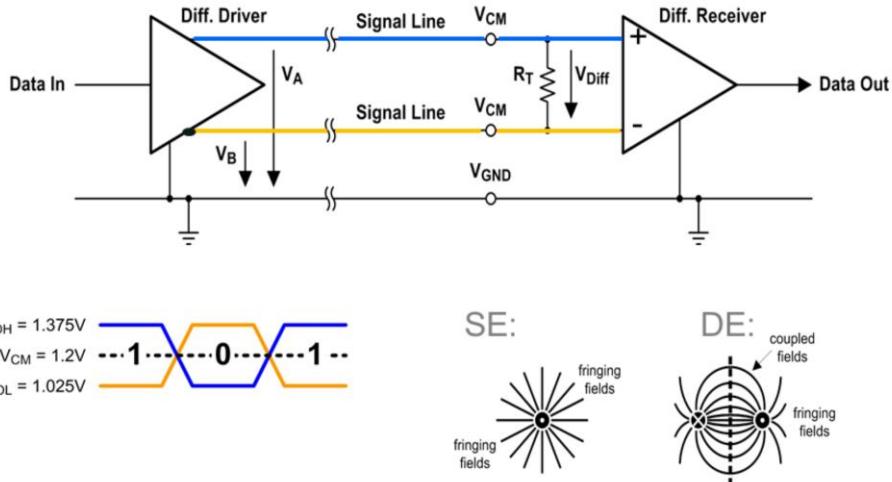


- Differential Signal



- Aber: wer setzt schon bewusst bei „Single Ended Signaling“ ein VIA? Dies macht kein Autorouter! Händisches Setzen ist zu fehleranfällig (redesign -Vergessen,...) vgl. Proximity Effect;
Daher wird „Differenzial-Signaling“ eingeführt: hier ist man gezwungen, die Designrules einzuhalten; auch gute Autorouter können die Designrule-Vorgaben verwalten;

Differential Ended Topology



Quelle:

<http://www.eetimes.com/design/analog-design/4028134/SIGNAL-CHAIN-BASICS-Part-29--Digital-interfaces--Single-ended-versus-differential-interfaces>

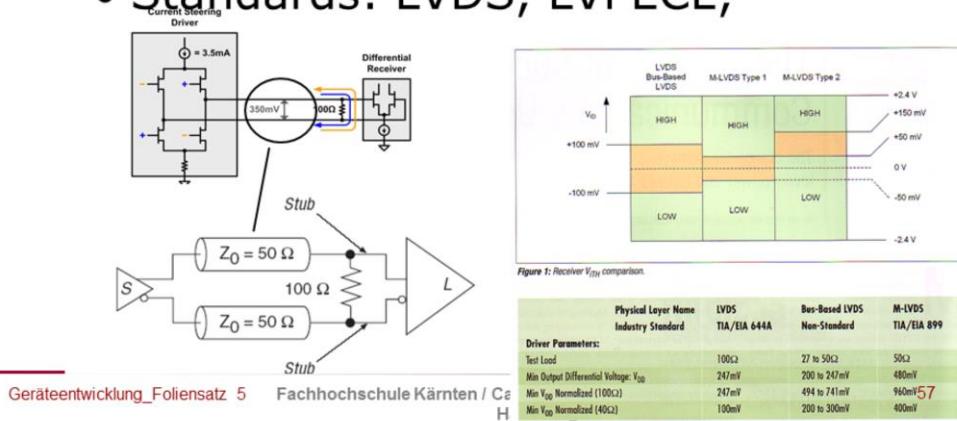
TEM wave radiation from the large fringing fields around a single conductor and the small fringing fields outside the closely coupled conductor loop of a differential-signal pair

When the conductors of a differential pair are close to each other, electrically coupled external noise induced into both conductors equally appears as common-mode noise at the receiver input. Receivers with differential inputs are sensitive to signal differences only, but immune to common-mode signals. The receiver, therefore, rejects common-mode noise and signal integrity is maintained.

Close electric coupling provides another benefit. The currents in the two conductors, being of equal amplitude but opposite polarity, create magnetic fields that cancel each other. The TEM waves of the two conductors, now being robbed of their magnetic fields, cannot radiate into the environment. Only the far smaller fringing fields outside the conductor loop can radiate, thus yielding significantly lower EMI

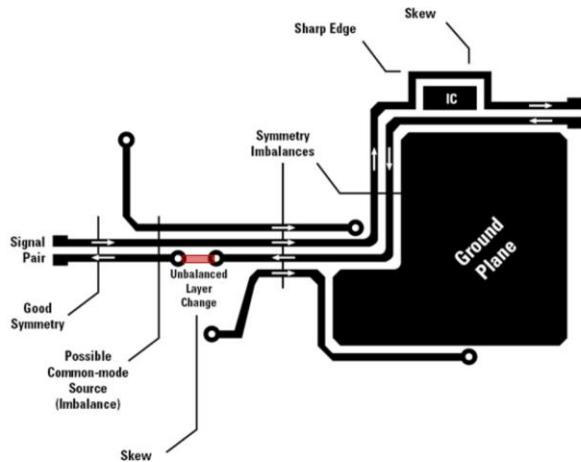
Differential Signalling

- Punkt zu Punkt Konfiguration;
- niedere Spannung, z.B: 0.5V;
- Standards: LVDS, LVPECL;



- Quelle: NSC, LVDS-Owner's Manual, Altera: si52012.pdf; Dietz J., Hubbard R, Texas Instruments
- <http://www.eetimes.com/design/analog-design/4010419/SIGNAL-CHAIN-BASICS-Part-37--LVDS-Low-Voltage-Differential-Signaling>
- Stub: Restlänge zwischen Terminierung und IC sollte so kurz als möglich ausgeführt sein;
- Bekannte Bussysteme: CAN, ser.ATA, ser.SCSI, USB, 1394, xDSL..., RS422, RS485

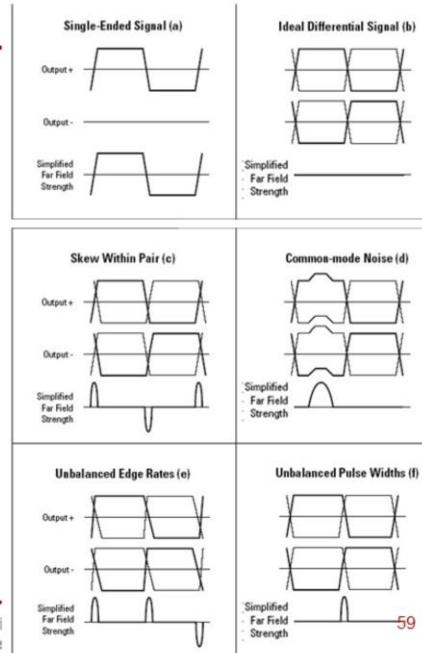
Signal Imbalance threats



Source: NSC, LVDS-Owner's Manual, Chapter 4

Differential Signal

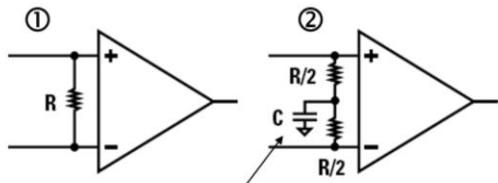
- geringe Spannung;
- Signal ist „common mode noise“ unempfindlich (d);
- EMV:
Achtung auf Far-Field-Effekte (c),(e),(f)



- Quelle: NSC, LVDS-Owner's Manual;

Terminierung Differential Signal

- Empfänger

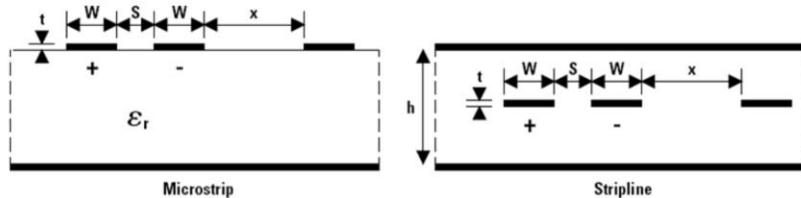


C... Common mode noise filtering

$$R = Z_{\text{diff}} = (100 \dots 120) \Omega; C \approx 50 \text{ pF}$$

- Quelle: NSC, LVDS-Owner's Manual;

Layout bei Diff. Signal



For good coupling, make $S < 2W$, $S < h$, and $x \geq 2W + 2S$.

Achtung: Leiterbahnimpedanz hat
in jedem Fall $(100\ldots120)\Omega$ zu sein!

(vgl. impedance1.xls)

EMV-sichere Leiterplatte

- Störleistung
 - nicht erzeugen;
 - Absorbieren;

Dies sind
die einzigen
Optionen,
die es gibt!

- Dahinter steht der Satz von der Erhaltung der Energie. Man kann Störleistung nicht kurzschießen. Ein Kurzschluss ist lediglich eine Reflexionsstelle. Solche Diskontinuitäten fördern die Abstrahlung. Die Abschirmung ist lediglich eine Sonderform der Absorption.

EMV-sichere Leiterplatte-1

- Wenig Störleistung auf der Platine erzeugen (kleines di/dt)
 - SMPS vermeiden, langsame Bauelemente verwenden;
- Elektromagn. Energie in sauber definierten Volumina führen
 - Signalleitungen als Microstrip auslegen;
 - Energieversorgungen flächig ausführen;

• SMPS...Switched mode power supply (Schaltnetzteile);

EMV-sichere Leiterplatte-2

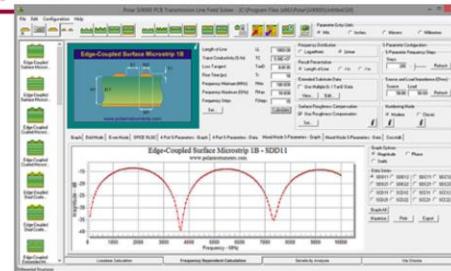
- Verhältnis Strukturgröße zu Wellenlänge klein halten
 - Störspektren nach oben begrenzen;
 - Störungen nicht aus den IC's herauslassen;
 - Gruppenbildung nach Störverhalten;
 - Insel der Schrecklichen / Insel der Mimosen;
 - Störungen in Leiterplatteninseln halten;
 - Eigene Versorgung VCC1, AGND, DGND,...

EMV-sichere Leiterplatte-3

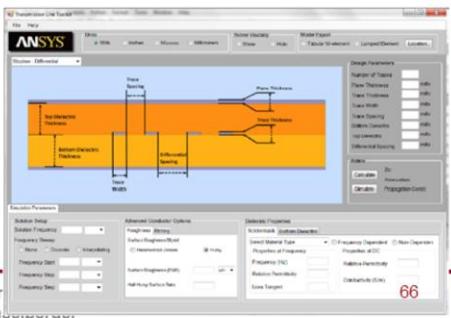
- Resonatoren dämpfen
 - Strukturresonanz und C-Gruppen-Parallelresonanzen vermeiden;
 - ohmsche Anteile bei Spulen ($x\Omega$ bei yMHz);
- Leiterplatte nach außen abschotten
 - Zuleitung filtern;
 - Abschirmung;
 - Massewege dämpfen (Ferritring am Kabel);

Programme zur Impedanzkalk.

- Si9000/Polar-Instruments



- Q2D/Ansys



Als auch EXCEL „impedance.xlsx“