

Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

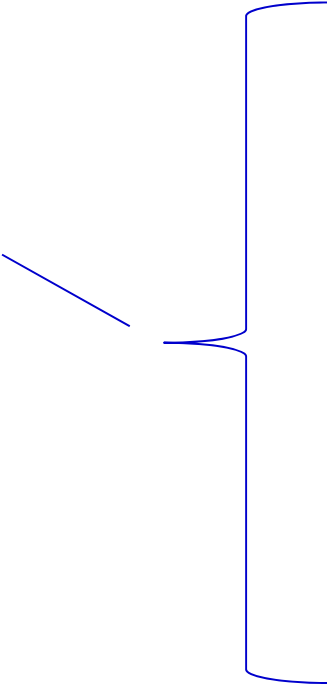
- Begriffe & Grundprobleme
 - Begriff „Leitung“
 - Konzept Trägerfrequenz
 - Materialparameter
 - Skineffekt
 - Leistungsfluss
 - Streuparameter
 - PIM
- Leitungen
 - Leitungsersatzschaltbild
 - charakteristische Impedanz
 - Reflexion und Transmission
 - Leitungstransformatoren
- Koaxialleitung
- Mikrostreifenleitung
- Resonatoren
 - Baugröße und Verluste
 - Temperaturverhalten
 - Messung von Materialparametern
- Filter
 - some basics
 - Leitungsübergänge
- Hochfrequenzsimulationen
 - Schaltungssimulation
 - Feldsimulation



Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

- Kurzvorstellung IHF
- **Begriffe & Grundprobleme**
- Leitungen
- Resonatoren
- Filter
- Hochfrequenzsimulationen
- Q&A



Begriff „Leitung“
Konzept Trägerfrequenz
Materialparameter
Skineffekt
Leistungsfluss
Streuparameter
PIM



Begriffe & Grundprobleme — Begriff „Leitung“ (1/2)

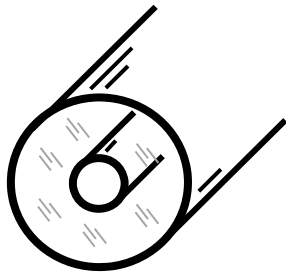
- Ziel ist der Transport von Energie von A nach B
- Energietransport wird durch Leitungen räumlich geführt
- bei Freiraumausbreitung gilt immer: Leistungsdichte $\sim$ Abstand⁻²
- die Leitung – „Wellenleiter“ – führt die elektromagnetische Welle
- die Leitung ist durch (nach Maxwell verknüpfte) E, H, J beschrieben
- die Leitung umfasst „Draht“ und „Feld“, wobei das „Feld“ i.d.R. ausgedehnt ist
- viele Leitungen haben (transversal) unendlich (d.h., bis zur „Abschirmung“) ausgedehnte Felder. Ohne Abschirmung entsteht Kopplung zweier Leitungen.



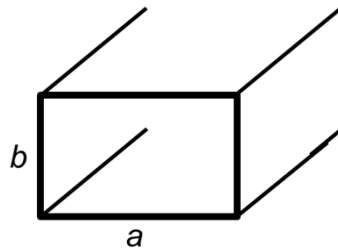
Begriffe & Grundprobleme — Begriff „Leitung“ (2/2)

- Leitungen mit transversal begrenzter Feldausdehnung (d.h. mit Abschirmung):

Koaxialleitung

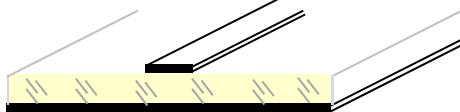


Rechteckhohlleiter

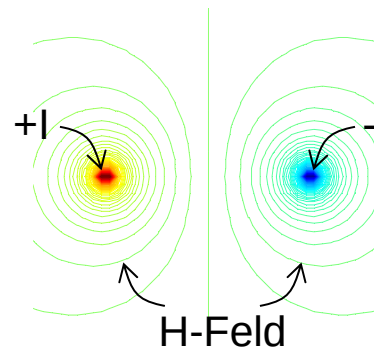


- Leitungen mit unendlicher transversaler Feldausdehnung:

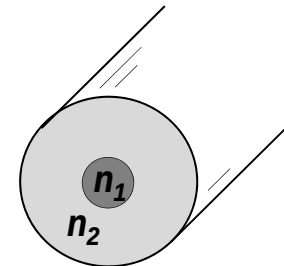
Mikrostreifenleitung



Zweidrahtleitung



Lichtwellenleiter



Begriffe & Grundprobleme — Konzept „Trägerfrequenz“

- Informationsübertragung von A nach B erfolgt durch zeitliche Änderung (→ Modulation) der transportierten Energie
- Bsp.: keine Informationsübertragung im DC / 50 Hz Stromnetz
- Bsp.: Informationsübertragung im Audibereich (→ Basisband)
- die allermeiste Informationsübertragung erfolgt nach Frequenzumsetzung in Frequenzbändern oder –kanälen bei Trägerfrequenzen
- Bsp.: UKW-Radio: Frequenzkanäle im Raster von 100 kHz im Frequenzbereich 87.5-108 MHz: in jedem Kanal wird Information übertragen, die zwei (Stereo!) Audio-Basisbandsignalen im Bereich 30 Hz – 15 kHz entsprechen
- Konsequenz 1 : die Leitungsübertragung ist sowohl bei sehr hohen Frequenzen als auch bei sehr niedrigen Frequenzen von Interesse → im Folgenden werden die niedrigen Frequenzen („Basisband“) nicht weiter betrachtet
- Konsequenz 2 : für viele Untersuchungen ist es ausreichend, die Leitungsübertragung bei einer einzigen hohen Frequenz zu untersuchen und dann auf andere Frequenzen mittels angepasster Materialparameter zu schließen
→ aber nicht für digitale / breitbandige Problemstellungen, z.B. „signal integrity“



Begriffe & Grundprobleme — Materialparameter (1/2)

- die Materialparameter (i.d.R. linear, isotrop, frequenzunabhängig) sind:

ϵ ... Dielektrizitätszahl (Permittivität) (Quadrat des optischen Brechungsindexes):

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \qquad \epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$$

μ ... Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r \qquad \mu_0 = 1.256 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$

- großes μ_r mit geringen Dämpfungen/Verlusten gibt es bei hohen Frequenzen nicht

σ ... Leitfähigkeit

- außerdem: Suszeptibilität als Maß der Polarisierbarkeit des Materials:

$$\epsilon_r = 1 + \chi_e \qquad \mu_r = 1 + \chi_m$$



Begriffe & Grundprobleme — Materialparameter (2/2)

- Verluste von Materialien werden oft durch die komplexe Permittivität dargestellt:

$$\varepsilon_{ges} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r,ges} = \varepsilon_0 \left[\underbrace{\varepsilon_r'}_{\text{Polarisationseffekt}} - j \underbrace{\left(\varepsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right)}_{\text{Verluste durch Pol.}} \right]$$

Verluste durch Stromfluß

- für ein „gutes“ Dielektrikum gilt $\sigma \ll \omega \varepsilon$ und man definiert :

$$\varepsilon_{r,ges} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad \rightarrow \quad \tan \Theta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}$$

in der Physik auch „+“ anstelle „-“

... den Verlustwinkel $\Theta \approx \tan \Theta$ als Maß für die (kleinen) dielektrischen Verluste

- im Mikrowellenbereich gilt oft (z.B. für Oxidkeramik und für viele Kunststoffe):

Frequenz $\sim \tan \Theta$

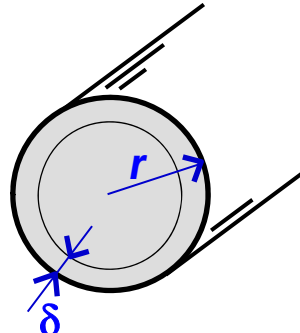


Begriffe & Grundprobleme — Skineffekt (1/2)

- die Eindringtiefe / Skintiefe als Maß für die Feldverteilung in „guten“ Leitern

$$\delta \approx \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}}$$

- eine senkrecht zur Oberfläche in den „guten“ Leiter eindringende Welle wird mit $e^{-\alpha z}$ gedämpft, d.h., nach $z = \delta$ ist die Amplitude auf $1/e$ abgefallen.
- der Skineffekt führt zu Dämpfung und einer betragsgleichen Serieninduktanz
- äquivalente Betrachtungsweise: für den AC-Widerstand eines „guten“ Leiters entspricht die äquivalente Querschnittsfläche dem Produkt aus Umfang und Skintiefe:

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{\text{Länge}}{\text{Querschnitt}} \left\{ \begin{array}{l} R_{DC} = \frac{l}{\sigma \pi r^2} \\ R_{AC} = \frac{l}{2\pi r \sigma \delta} \end{array} \right.$$


Begriffe & Grundprobleme — Skineffekt (2/2)

- nach 5δ ist die Stromdichte auf 0.7% ihres Oberflächenmaximalwertes reduziert

- für Kupfer ($\sigma_{\text{Cu}} = 58 \times 10^6 \text{ S/m}$) gilt beispielsweise:

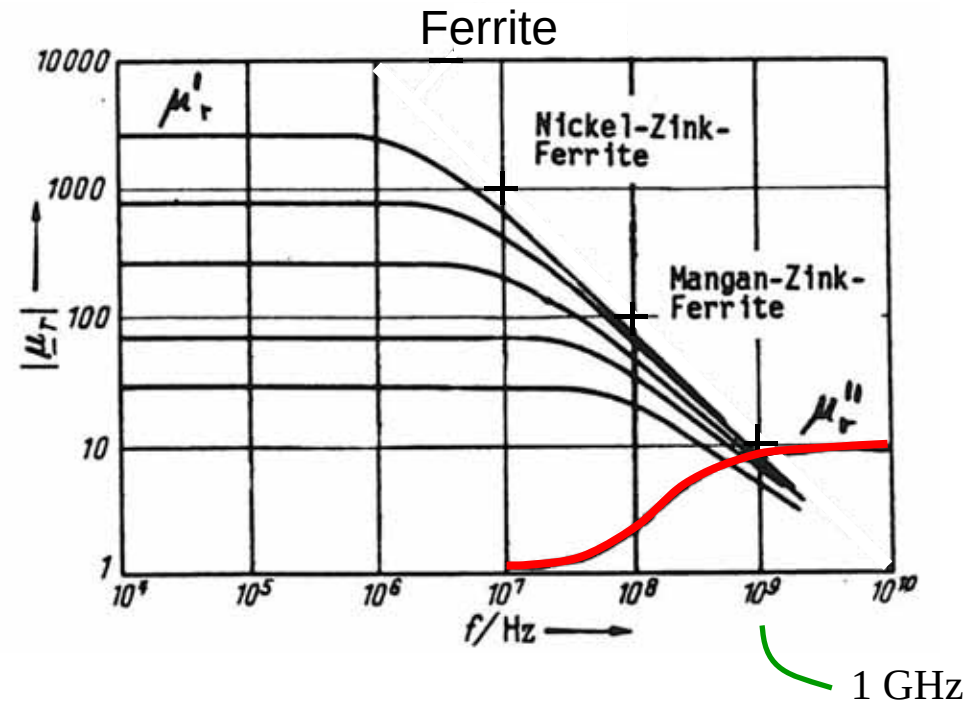
bei 50 Hz : $\delta = 9.35 \text{ mm}$

bei 1 MHz : $\delta = 0.066 \text{ mm}$

bei 2.5 GHz : $\delta = 1.32 \mu\text{m}$

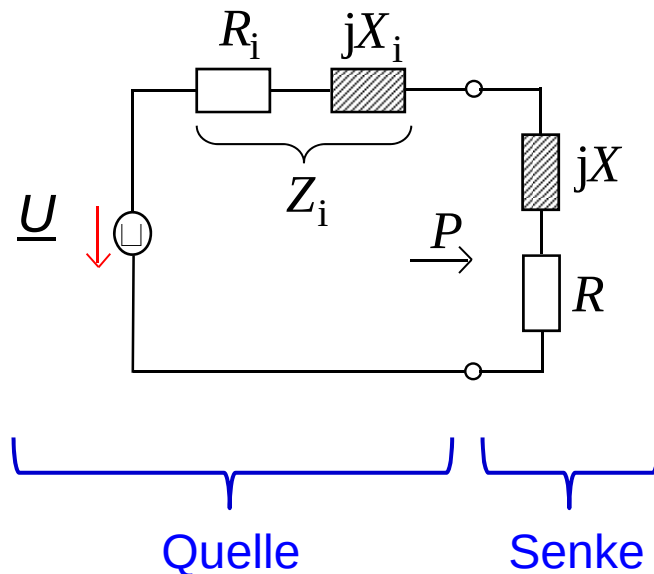
- für Abschirmungen (insbesondere für quasistatische magnetische Felder) bei niedrigen Frequenzen verwendet man vorteilhaft Materialien mit großem μ_r (Mü-Metall, Ferrite)

$$\delta \approx \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}}$$



Begriffe & Grundprobleme — Leistungsfluss

- Schaltungen lassen sich meist in Quelle und Senke teilen. Oft ist dann das Ziel, aus einer Quelle die maximale Leistung in die Senke fließen zu lassen. Das lässt sich durch sog. konjugiert komplexe Anpassung von Quelle und Senke erreichen:



Wirkleistung P ist maximal für

$$\left. \begin{array}{l} X = -X_i \\ \text{und} \\ R = R_i \end{array} \right\} Z_i = Z^*$$

„*“ steht für „konjugiert komplex“, d.h. gleicher Realteil und Imaginärteil mit entgegengesetztem Vorzeichen

- praktisch sinnvoll ist es, flexibel einsetzbare Quellen und Senken (z.B. Verstärker) mit standardisierter, rein reeller Impedanz (z.B. $50\ \Omega$ oder $75\ \Omega$) herzustellen. Dann lassen sich solche Quellen und Senken einfach zusammenschalten.



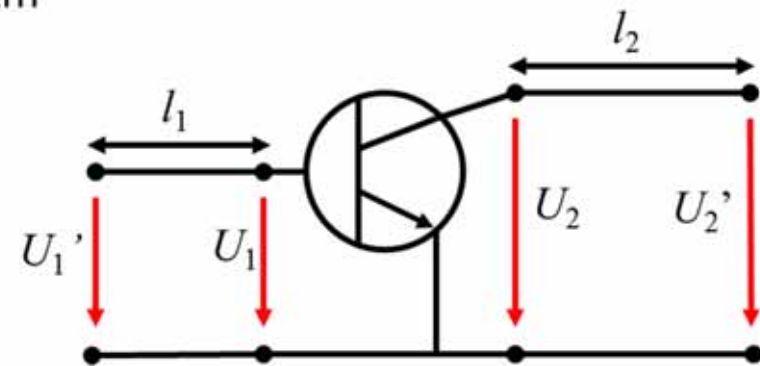
Begriffe & Grundprobleme — Streuparameter (1/4)

- die Beschreibung von Schaltungen mittels I , U , Z , Y ist vor allem für „kleine“ Schaltungen geeignet

niedrige Frequenz / große Wellenlänge / phys. kleine Schaltung,
z.B.: $c = \lambda f$, $f = 50 \text{ Hz}$, $\lambda = 6'000 \text{ km}$
 $f = 1 \text{ GHz}$, $\lambda = 30 \text{ cm}$

- diverse Probleme bei hohen Frequenzen:

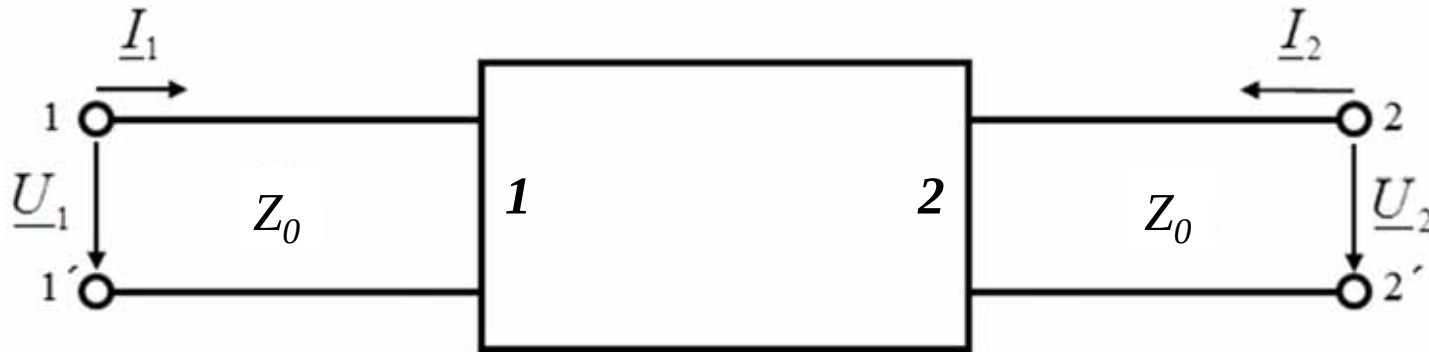
- Tastköpfe und Zuleitungen haben Eigeninduktivitäten
- Anpassungen und Stehwellen in der Schaltung werden durch Tastköpfe gestört
- Impedanztransformation (Phasenverschiebung & Stehwellen) auf Zuleitungen
- Zustände „offen“ und „kurzgeschlossen“ sind nicht erlaubt (Schwingen!)
- Impedanz ist nicht (eindeutig) definiert (z.B. Hohlleiter, Glasfaser)



lange Zuleitung mit Stehwelle führt zu ortsabhängigem U, I

Begriffe & Grundprobleme — Streuparameter (2/4)

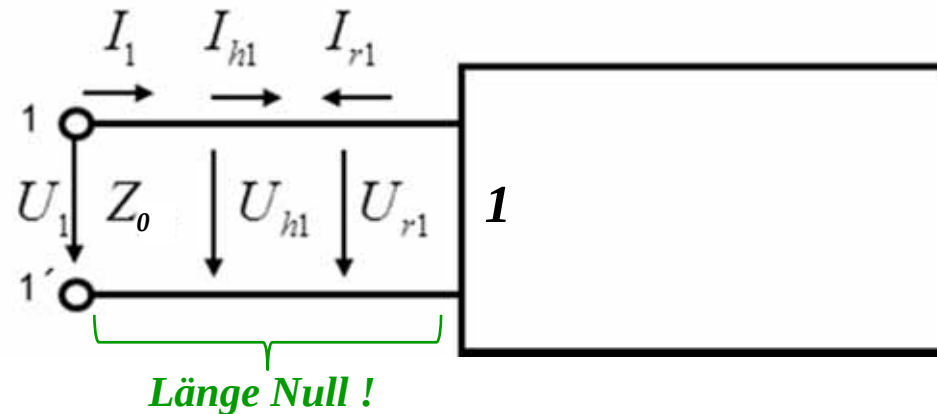
- bei der Beschreibung von Schaltungen mit Wellenmatrizen (S-Parameter, Streuparameter, *scattering parameters*) werden die Tore der Schaltung mit definierten, passenden Impedanzen abgeschlossen
- Vorteil: oft nahe am Betriebsfall der zu charakterisierenden Schaltung
- Vorteil: es fließt (Wirk-) Leistung, was bei Kurzschluss und „offen“ nicht der Fall ist – gut für die Messtechnik bei (sehr) hohen Frequenzen



- Prinzip der S-Parameter: Strom und Spannung am Tor werden
 1. als Wellen aufgefasst – hin- und rücklaufend
 2. auf eine (willkürlich festzulegende) Impedanz normiert

Begriffe & Grundprobleme — Streuparameter (3/4)

- Beispiel Eintor (Zweipol):



Normierung:

$$\frac{U_{h1}}{I_{h1}} = Z_0 \quad \frac{U_{r1}}{I_{r1}} = Z_0$$

$$U_1 = U_{h1} + U_{r1}$$

Überlagerung:

$$I_1 = I_{h1} - I_{r1} = \frac{1}{Z_0} (U_{h1} - U_{r1})$$

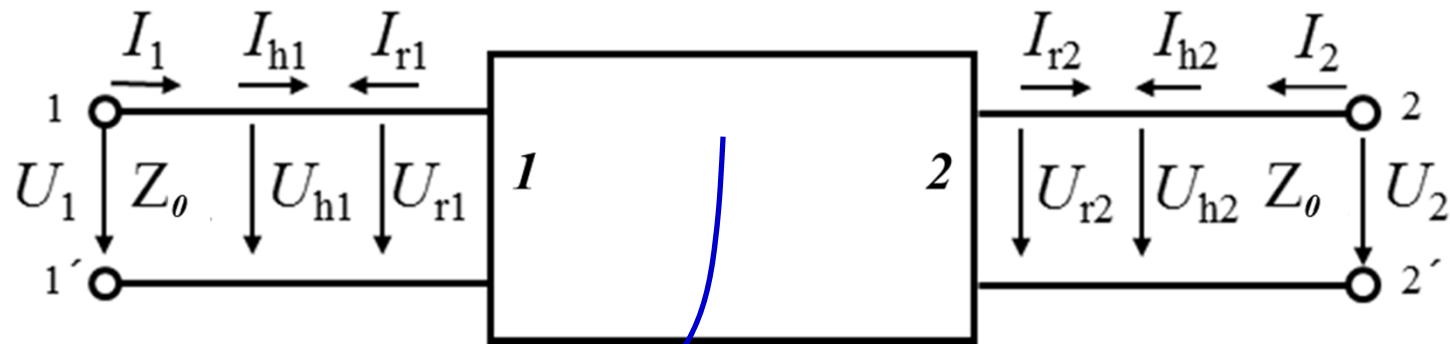
... das Eintor (d.h., sein S-Parameter) liefert
einen Zusammenhang zwischen U_{h1} und U_{r1}



Begriffe & Grundprobleme — Streuparameter (4/4)

- Beispiel Zweitor (Vierpol):

... den Zusammenhang zwischen den hinlaufenden und rücklaufenden Spannungswellen beschreibt die S-Matrix:



$$U_{r1} = S_{11} U_{h1} + S_{12} U_{h2}$$

$$U_{r2} = S_{21} U_{h1} + S_{22} U_{h2}$$

$$\begin{pmatrix} U_{r1} \\ U_{r2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_{h1} \\ U_{h2} \end{pmatrix} = [S] \begin{pmatrix} U_{h1} \\ U_{h2} \end{pmatrix}$$

- anstelle von Spannungswellen lassen sich auch (passend normierte Leistungs-)wellen zur Definition der S-Parameter verwenden, was praktisch i.d.R. auf dasselbe hinausläuft



Begriffe & Grundprobleme — PIM (passive Intermodulation) (1/2)

- Wie entsteht eine „neue“ Frequenz? Prinzip der Frequenzumsetzung – Mischung:

I $\Rightarrow$ - Nichtlinearität (z.B. Diode): $I = I_0 \left(\exp\left(\frac{U}{U_{th}}\right) - 1 \right)$

- Reihenentwicklung der e-Funktion: $i = c_0 + c_1 u + c_2 u^2 + c_3 u^3 + \dots$

II $\Rightarrow$ - Spannung mit Frequenz ω : $u(t) = u_0 \cos(\omega t)$

- Einsetzen: $i(t) = c_0 + c_1 u_0 \cos(\omega t) + c_2 u_0^2 \cos^2(\omega t) + c_3 u_0^3 \cos^3(\omega t) + \dots$

- Additionstheoreme: $\cos^2 x = \frac{1}{2}(1 + \cos(2x))$, $\cos^3 x = \frac{1}{4}(3 \cos x + \cos(3x))$

$\Rightarrow$ - Ergebnis: $i(t) = i_{DC} + i_1 \cos(\omega t) + i_2 \cos(2\omega t) + i_3 \cos(3\omega t) + \dots$

III $\Rightarrow$ - Signal mit 2 Frequenzen ω_S , ω_{LO} : $u(t) = u_S \cos(\omega_S t) + u_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$

- Additionstheorem: $\cos x \cos y = \frac{1}{2}(\cos(x + y) + \cos(x - y))$

$\Rightarrow$ - Ergebnis: $i(t) = \dots + c_2 u_S u_{LO} [\cos((\omega_S + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_S - \omega_{LO})t)] + \dots$



Begriffe & Grundprobleme — PIM (passive Intermodulation) (2/2)

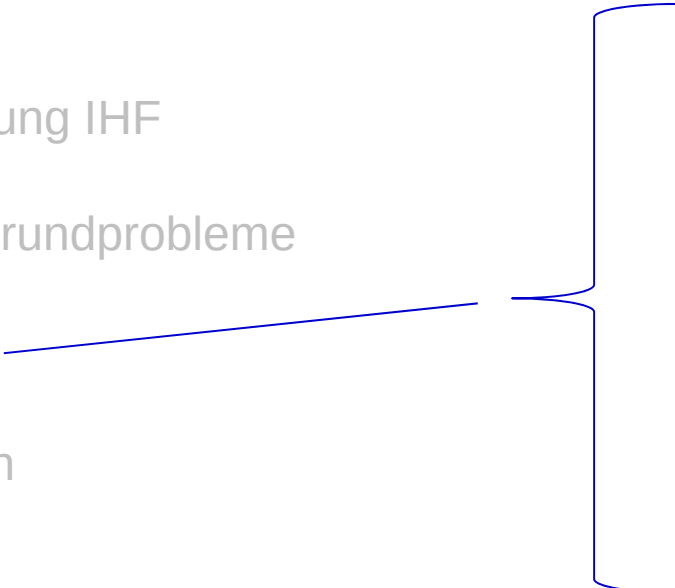
- jede Nichtlinearität erzeugt diverse Mischsignale, Summen und Differenzen von Vielfachen der Ausgangsfrequenzen, mit i.d.R. kleiner Amplitude
- in modernen Kommunikationssystemen erfolgt die Frequenzzuteilung im festen Kanalaraster. Dann kann ein Intermodulationsprodukt zweier Sendesignale bei der Frequenz eines Empfangssignals liegen und dieses maskieren
 - Bsp: GSM 1900 (US): UL @ 1850–1910 & DL @ 1930–1990
$$TX_1 = 1940 \text{ MHz}, TX_2 = 1980 \text{ MHz} \rightarrow IM_{2TX1-TX2} = 1900 \text{ MHz}$$
- kritisch ist jede (!) Nichtlinearität für ein starkes Sendesignal zwischen Leistungsverstärker und einigem Abstand von der Sendeantenne
- was erzeugt PIM und sollte vermieden werden:
 - Funkenentladungen (z.B. kalte/gebrochene Lötstellen, lockere Schrauben)
 - einige Metalloxide (z.B. CuO – alle Metalle sollten komplett mit Lack oder mit Sn oder Au bedeckt sein)
 - Ferroelektrika (z.B. Ni oder Staub/Späne von Fe-Metallwerkzeugen)
 - manche Kunststoffe (PTFE, PE und „low-PIM PCB“ sind ok)



Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

- Kurzvorstellung IHF
- Begriffe & Grundprobleme
- Leitungen
- Resonatoren
- Filter
- Hochfrequenzsimulationen
- Q&A



Leitungersatzschaltbild
charakteristische Impedanz
Reflexion und Transmission
Leitungstransformatoren
Koaxialleitung
Mikrostreifenleitung

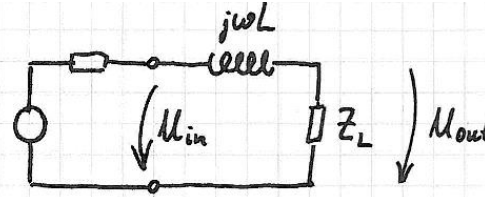


Leitungen — Leitungersatzschaltbild (1/3)

- Serien- und Parallelreaktanz:

$$X_L = j\omega L$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

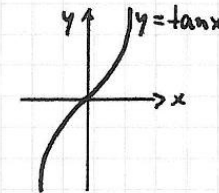


$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_L}{Z_L + j\omega L} = \frac{Z_L^2 - j\omega Z_L L}{Z_L^2 + \omega^2 L^2} = \frac{Z_L^2}{Z_L^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega Z_L L}{Z_L^2 + \omega^2 L^2}$$

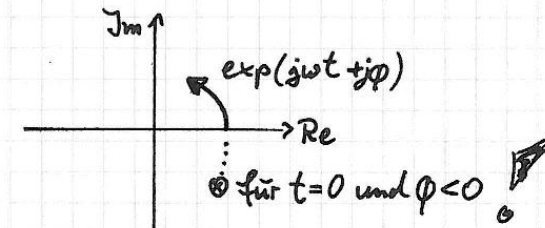
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \sqrt{\left(\frac{Z_L^2}{Z_L^2 + \omega^2 L^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega Z_L L}{Z_L^2 + \omega^2 L^2}\right)^2} \cdot \exp(j\varphi)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}\{\dots\}}{\text{Re}\{\dots\}}\right) = \arctan\left(-\frac{\omega Z_L L}{Z_L^2}\right)$$

$$\varphi < 0$$



Darstellung als Phasor:



das heisst, "die Ausgangsspannung
eilt der Eingangsspannung hinterher"



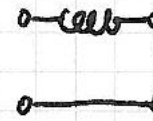
Leitungen — Leitungersatzschaltbild (2/3)

- Serien- und Parallelreaktanz:

$$X_L = j\omega L$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

"series-L" :



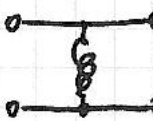
Uout eilt hinterher

"series-C" :



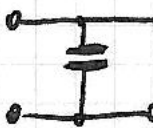
Uout eilt voraus

"shunt-L" :



Iout eilt voraus

"shunt-C" :

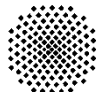


Iout eilt hinterher

Hochpass

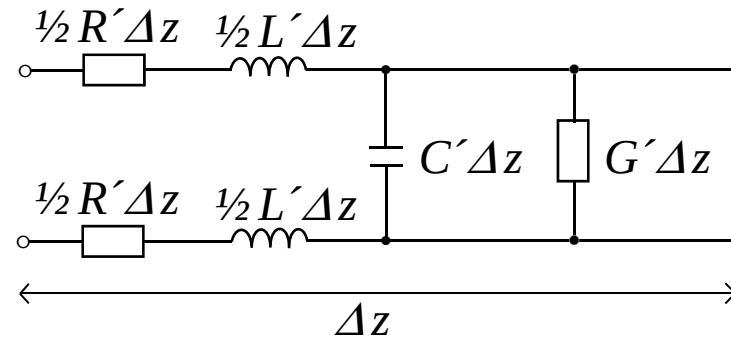


... Tiefpass / "Leitung"



Leitungen — Leitungersatzschaltbild (3/3)

- das Leitungersatzschaltbild beschreibt ein „sehr kurzes“ Leitungsstück :

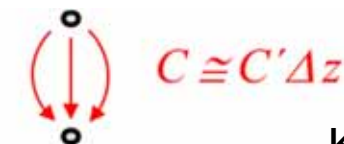
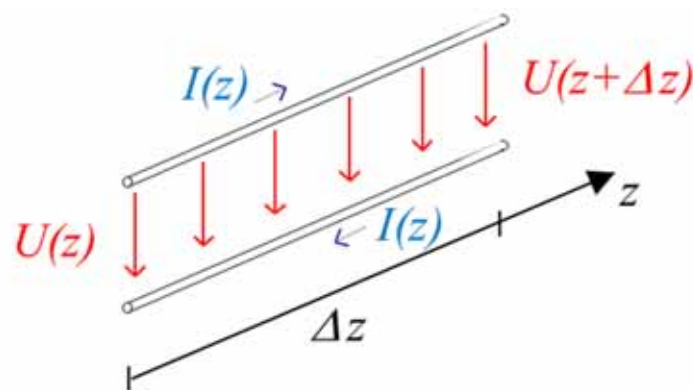


verlustlos:

$$R' = 0$$

$$G' = 0$$

- die „lange“ Leitung ist eine Kettenschaltung „sehr kurzer“ Leitungsstücke
- phänomenologische Betrachtung einer Zweidrahtleitung:



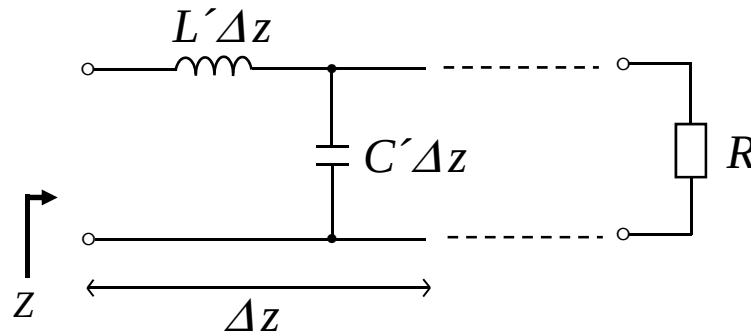
... „Kapazitätsbelag“ C'



... „Induktivitätsbelag“ L'

Leitungen — charakteristische Impedanz

- in der Kettenschaltung „Quelle – Leitung – Last“ wäre es praktisch, wenn die Anpassung von Quelle und Last unabhängig von der Leitungslänge wäre. Geht das? Man betrachtet die Last mit einem kurzen Stück Leitung:



$$Z = j\omega L' \Delta z + \frac{1}{j\omega C' \Delta z + \frac{1}{R}}$$

$$\frac{1}{1+a} \approx 1 - a$$

$$Z \approx R + j\omega \Delta z (L' - R^2 C')$$

- keine Transformation entlang der Leitung ($Z \approx R$) wenn gilt: $0 = L' - R^2 C'$

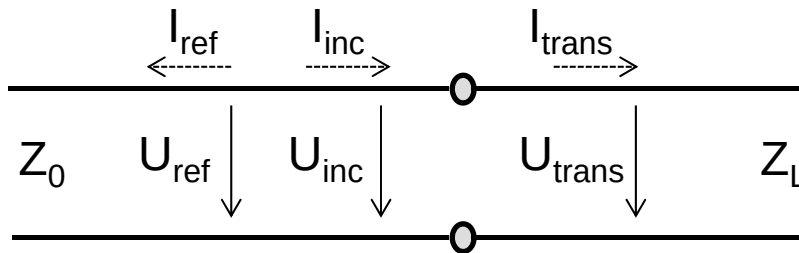
$$(R =) \underline{Z}_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \left(= \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \right)$$

→ Leitungswellenwiderstand bzw. charakteristische Impedanz der Leitung



Leitungen — Reflexion und Transmission

- die Impedanz der Leitung bestimmt das Verhältnis von Spannungsamplitude zu Stromamplitude der auf der Leitung ausbreitungsfähigen Wellen
- wenn also eine Welle auf die Stoßstelle zwischen zwei Leitungen unterschiedlicher Impedanz trifft, dann ändert sich bei Transmission (d.h., bei „Weiterlaufen“ der Welle) das Verhältnis von Spannung zu Strom. Das ist nach Energieerhaltung bzw. Knoten- und Maschenregel nicht so einfach möglich und es kommt zu teilweiser Reflexion:



$$U_{inc} + U_{ref} = U_{trans}$$

$$I_{inc} = I_{ref} + I_{trans}$$

$$\frac{U_{inc}}{Z_0} = \frac{U_{ref}}{Z_0} + \frac{U_{trans}}{Z_L}$$

- (Spannungs-) Reflexionskoeffizient Γ und Transmissionskoeffizient T :

$$U_{ref} = U_{inc} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma U_{inc} \quad ; \quad U_{trans} = U_{inc} \frac{2 Z_L}{Z_L + Z_0} = T U_{inc}$$

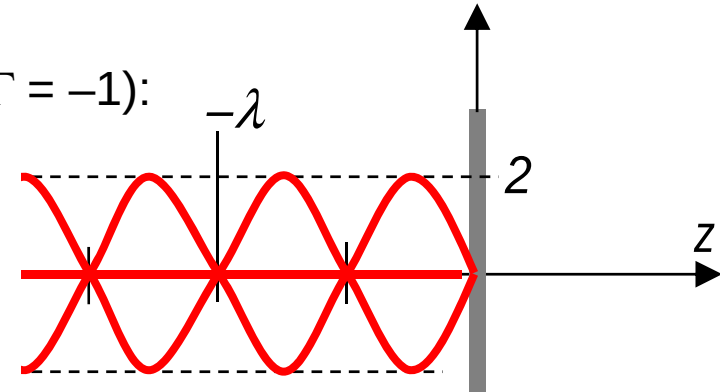


Leitungen — Leitungstransformatoren (1/2)

- die Überlagerung von hinlaufender und rücklaufender (= reflektierter) Welle vor einer Störstelle einer Leitung führt zu einer → Stehwelle:

- Beispiel: Reflexion am Kurzschluss ($Z_L = 0 \rightarrow \Gamma = -1$):

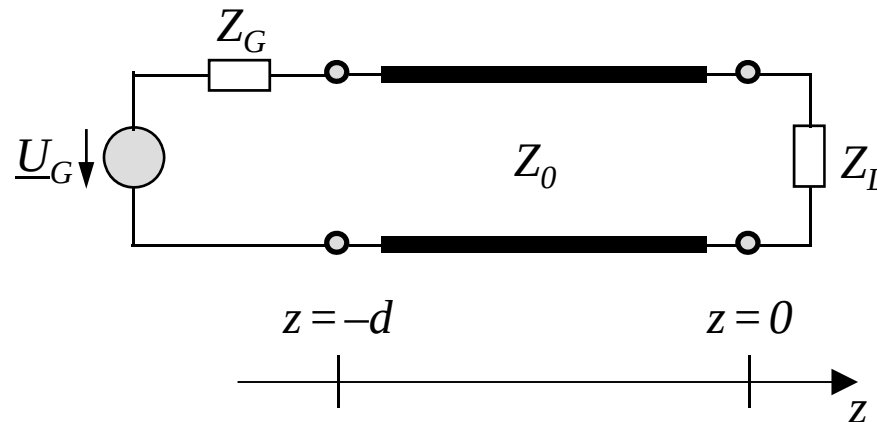
... es gibt Spannungsknoten
mit Amplitude Null !
(und Maxima mit Amplitude 2)



- in der Stehwelle ist das Verhältnis von Spannungsamplitude zu Stromamplitude ortsabhängig – d.h., die Impedanz der Welle ist ortsabhängig!
- Beispiel: am Kurzschluss ist die Spannungsamplitude (Summe der Amplituden der hin- und rücklaufenden Welle) Null, d.h., Impedanz Null. Im Abstand einer Viertel Wellenlänge vor dem Kurzschluss ist hingegen die Stromamplitude Null, d.h., die Impedanz ist unendlich → eine Leitung der Länge $\lambda/4$ transformiert einen Kurzschluss in einen Leerlauf (und umgekehrt)

Leitungen — Leitungstransformatoren (2/2)

- der Leistungsfluss von Quelle zur Last verläuft reflexionsfrei („angepasst“, „*matched*“) für $Z_G = Z_L$ und $Z_0 \neq Z_L$ wenn $d = \lambda/2$ (oder Vielfache davon)



- der Leistungsfluss von Quelle zur Last verläuft reflexionsfrei („angepasst“, „*matched*“) für (reelle) $Z_G \neq Z_L$ wenn $d = \lambda/4$ und $Z_0 = \sqrt{Z_G Z_L}$
- bekannt z.B. als Anti-Reflexionsschicht auf Kameralinsen

Leitungen — Koaxialleitung (1/2)

- Impedanz: $Z_{\text{coax}} = \frac{60 \, \Omega}{\sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}} \ln D/d$

- Verluste: dielektrische Verluste + Stromverluste

$$\alpha = \alpha_G + \alpha_R = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_r}}{c} \tan \delta + \frac{\sqrt{\mu f}}{2 Z_L \sqrt{\sigma \pi}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right)$$

- Koax minimaler Dämpfung (nur Stromverluste betrachtet):

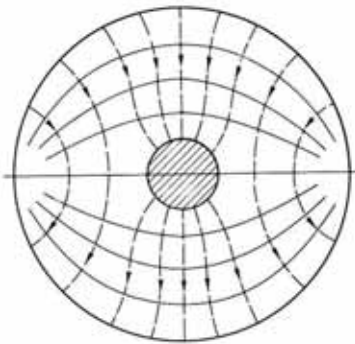
→ $D/d = 3.6$, $Z_L = 77 \, \Omega / \sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}$

→ HF-Standardimpedanz $Z = 50 \, \Omega$

- je grösser der Querschnitt (D, d) und je kleiner ϵ_{rel} umso geringer die Verluste!

- aber: bei hoher Frequenz treten höhere Moden auf:

$$\lambda_{\text{c,TE11}} \approx \pi \frac{D + d}{2} \sqrt{\epsilon_r}$$



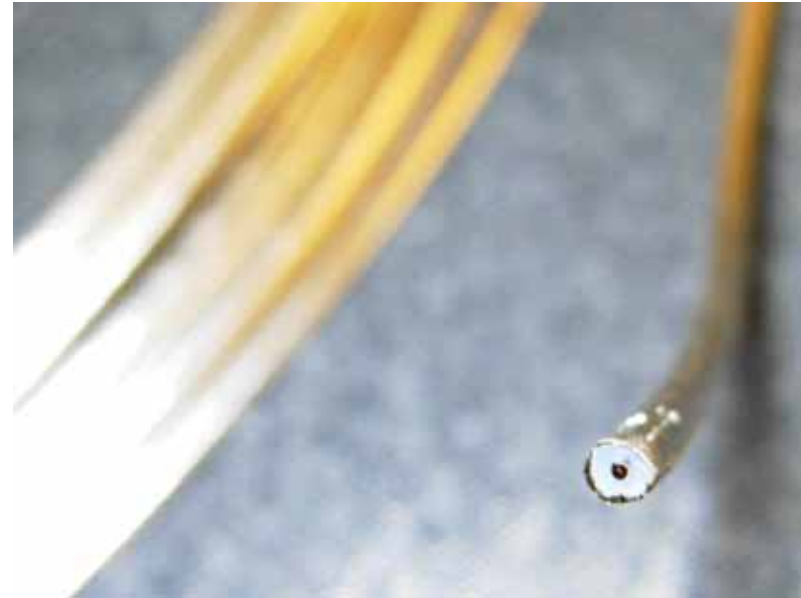
corrugated (2 inch)



semi-rigid, SMA

Leitungen — Koaxialleitung (2/2)

- Bsp: Kabeltyp „86“: $D = 1.65 \text{ mm}$,
 $d = 0.53 \text{ mm}$,
 $\epsilon_r = 1.86$,
 $\lambda_{\text{cTE11}} = 4.67 \text{ mm}$,
 $f_c = 64 \text{ GHz}$,
 $\rightarrow f_{\text{max}} \sim 40 \text{ GHz}$



- Kabeltyp:				$f=1\text{GHz}$:	$f=18\text{GHz}$:	$f=40\text{GHz}$:
„47“	$d=0.31\text{mm}$	$D=0.94\text{mm}$	$\epsilon_{\text{rel}}=1.98$	1.17dB/m	5.52dB/m	8.75dB/m
„86“	$d=0.53\text{mm}$	$D=1.65\text{mm}$	$\epsilon_{\text{rel}}=1.98$	0.67dB/m	3.39dB/m	5.57dB/m
„141“	$d=0.95\text{mm}$	$D=2.95\text{mm}$	$\epsilon_{\text{rel}}=1.98$	0.39dB/m	2.23dB/m	
„250“	$d=1.67\text{mm}$	$D=5.24\text{mm}$	$\epsilon_{\text{rel}}=1.98$	0.24dB/m	1.45dB/m	

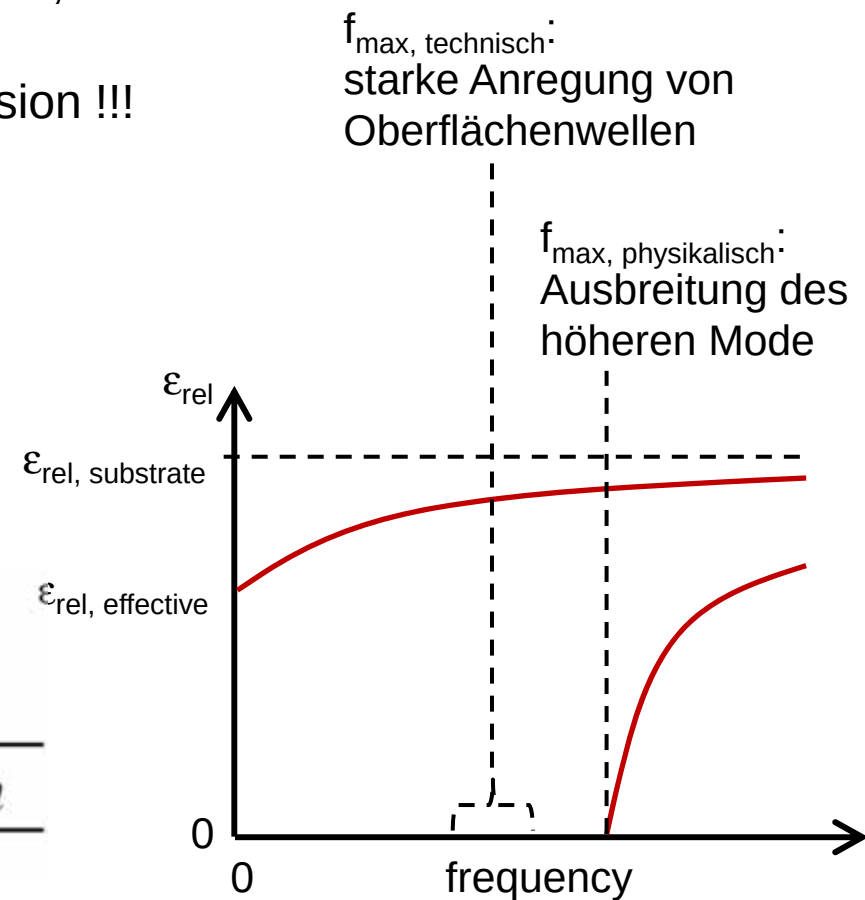
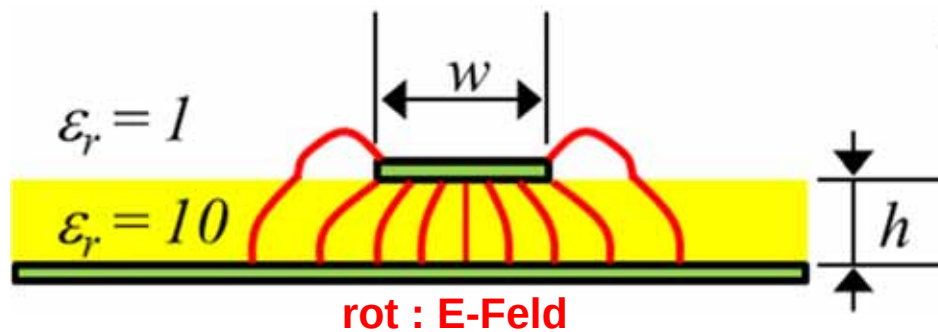


Leitungen — Mikrostreifenleitung (1/4)

- die Feldenergie konzentriert sich zwischen „Streifen“ und Massefläche, und zwar umso stärker

- . je breiter der „Streifen“,
- . je höher die Permittivität des Substrates,
- . je dünner das Substrat,
- . je höher die Frequenz $\Rightarrow$ Dispersion !!!

- je nach Feldanteil in Luft und Substrat ergibt sich eine andere „effektive Dielektrizitätszahl“ $\epsilon_{r,eff}$



Leitungen — Mikrostreifenleitung (2/4)

- Impedanz: $Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$

- niedriges ϵ_{rel} , dickes Substrat und schmale Leitung für hohe Impedanz
- hohes ϵ_{rel} , dünnes Substrat und breite Leitung für niedrige Impedanz

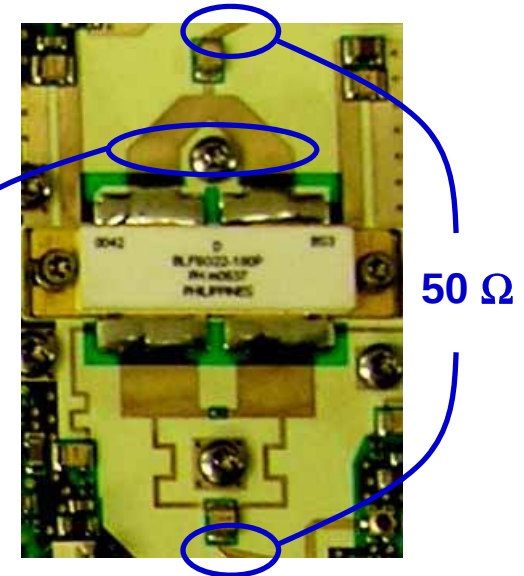
- bei gegebenem Substrat kann die Impedanz nur mittels der Leitungsbreite i.d.R. um maximal ca. 4:1 verändert werden

- Kopplung:

- Kopplung über kurze Distanz durch *fringing fields* der Leitung:
 - geringe Kopplung bei hohem ϵ_{rel} und dünnem Substrat
- Kopplung über Oberflächenwellen:
 - geringe Kopplung bei niedrigem ϵ_{rel} und dünnem Substrat

- Dämpfung:

- geringe Dämpfung für niedriges ϵ_{rel} , dickes Substrat und breite Leitung

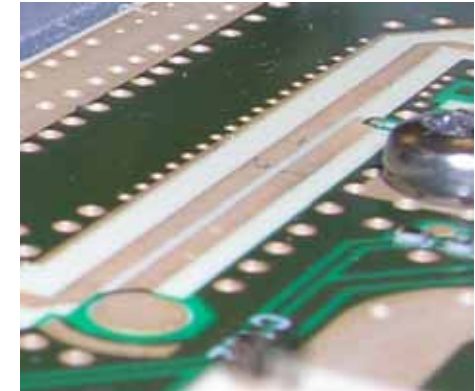
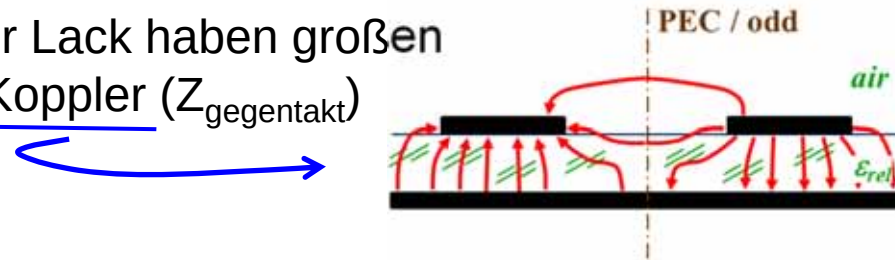


Leitungen — Mikrostreifenleitung (3/4)

- weiteres zur Impedanz:

→ Lötstopp oder Lack haben etwas Einfluss bei niedrigem ϵ_{rel} und dickem Substrat, sonst vernachlässigbar

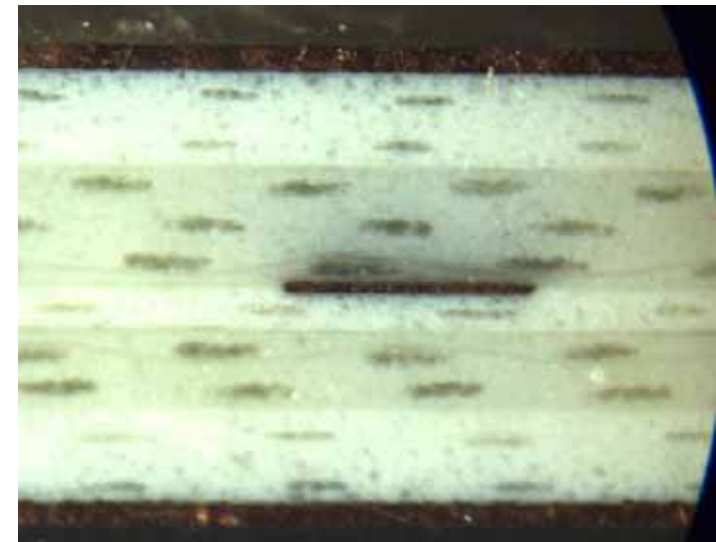
→ Lötstopp oder Lack haben großen Einfluss für Koppler ($Z_{\text{gegentakt}}$)



→ Gewebe / Fasern führen zu lokal unterschiedlicher Impedanz (insbes. FR-4)

→ unterschiedliche Dicke des *prepregs* führt zu lokal unterschiedlicher Impedanz

→ hochgefüllte Materialien (z.B. Duroid 6010) haben lokal stark variierende Impedanz



Leitungen — Mikrostreifenleitung (4/4)

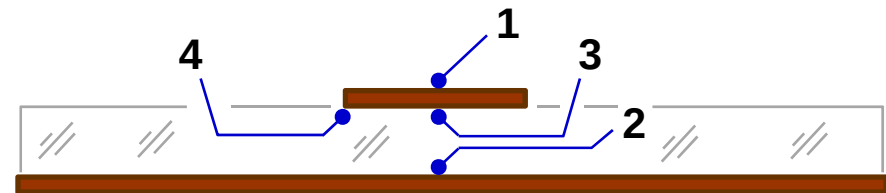
- weiteres zur Dämpfung:

Daumenregel: Verlustleistung proportional zum Quadrat der Stromdichte

1 ... geringe Stromdichte
auf der Oberseite

...

4 ... höchste Stromdichte
an der Kante unten



→ Lötstopp oder Lack vermeiden

→ rauhe Kanten besonders kritisch

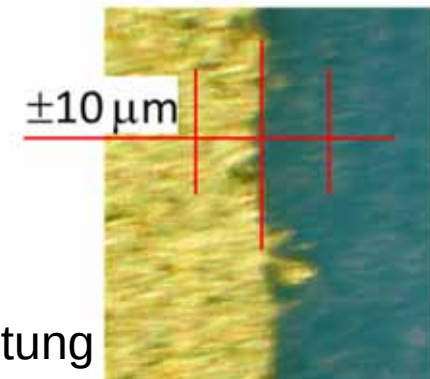
→ Flächenrauigkeit auf Seite Leiterplatte kritisch

→ Cu-Leitfähigkeit reduziert um bis zu 50% je nach Verarbeitung

→ Rauigkeit führt zu Serieninduktivität und so scheinbar zur Erhöhung von $\epsilon_{r,eff}$
(Effekt in der Praxis ca. 3x grösser als Skineffekt-Serieninduktanz)



metal trace edge
(thickfilm on LTCC):



Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

- Kurzvorstellung IHF

- Begriffe & Grundprobleme

- Leitungen

- Resonatoren

- Filter

- Hochfrequenzsimulationen

- Q&A

Baugröße und Verluste

Temperaturverhalten

Messung von Materialparametern

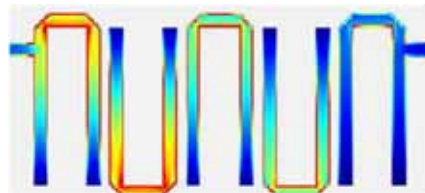


Resonatoren — Baugröße und Verluste

- ein Resonator besteht aus L,C oder einer Leitung der Länge $\lambda/4$ oder $\lambda/2$
- ein Resonator mit geringen Verlusten kombiniert optimal
 - geringe Stromverluste durch Metall hoher Leitfähigkeit und geringer Oberflächenrauigkeit
 - geringe dielektrische Verluste durch kleines $\tan\delta$ des Dielektrikums
 - Unterdrückung der Abstrahlung durch konstruktive Maßnahmen
 - ein möglichst großes Volumen

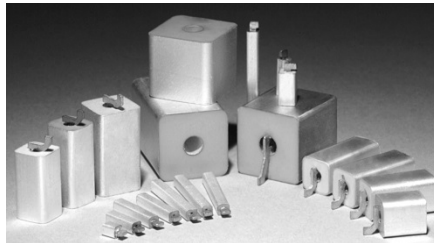
Mikrostreifenleitungs-
resonator:

- strahlt ab
- hohe Strom-Verluste



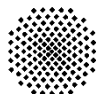
Koaxial-dielectric-
resonator:

- strahlt wenig ab
- geringe Verluste



Koaxial-Topfkreis-
resonator:

- sehr geringe Verluste
- i.d.R. nicht PCB kompatibel



Resonatoren — Temperaturverhalten

- Mikrostreifenleitungsresonator: sowohl der Temperaturkoeffizient des $\epsilon_{\text{rel, substrate}}$ als auch die thermische Ausdehnung beeinflussen direkt die Resonanzfrequenz.
 - Koaxial-dielectric-resonator: der Temperaturkoeffizient des Dielektrikums (eine spezielle Oxidkeramik) ist nahezu frei wählbar (entweder Null oder so, dass die Gesamtschaltung zu Null kompensiert wird) – das schließt ϵ_{rel} und thermische Ausdehnung ein
 - die thermische Ausdehnung von Leiterplattenmaterialien ist groß, prozess- und aufbauabhängig und oft stark anisotrop
- temperaturstabile Resonatoren als planare Struktur auf PCB sind fragwürdig
- PTFE hat einen molekularen Phasenübergang und damit eine starke, nahezu abrupte Änderung der Permittivität bei 20 ... 25 °C
 - die Verluste von Kunststoffen und Oxidkeramik nehmen mit der Temperatur zu; die Leitfähigkeit von Metallen nimmt mit der Temperatur ab



Resonatoren — Messung von Materialparametern (1/8)

- die Kenntnis von ϵ_{rel} (komplex, oder reell mit $\tan\delta$) ist essentiell für die Dimensionierung von Kapazitäten, Leitungen, Resonatoren

- Messverfahren:

Messung der Kapazität eines Kondensators bekannter Geometrie und Extraktion des ϵ_{rel} und $\tan\delta$

Impedanz,
Transmissionsphase

Messung der Transmission und Reflexion einer Leitung bekannter Geometrie und Extraktion des ϵ_{rel} und $\tan\delta$

Resonanzfrequenz,
ggf. Güte

Messung der Resonanz eines schwach gekoppelten Resonators bekannter Geometrie und Extraktion des ϵ_{rel} und $\tan\delta$



Resonatoren — Messung von Materialparametern (2/8)

- Messung der Kapazität eines Kondensators

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_{rel} \frac{A}{d}$$

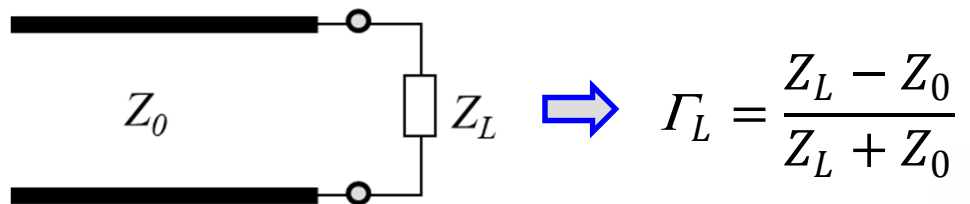
- funktioniert nur bei Frequenzen von wenigen MHz
 - kritisch sind seitliche *fringing fields*, insbesondere bei dickem Testobjekt
 - besonders kritisch sind Luftspalte, insbesondere bei Testobjekt mit hoher Permittivität
 - kritisch ist Abstrahlung bei zu hoher Frequenz
- niedrige Messfrequenz
frequency sweep möglich
keine Messung kleiner $\tan\delta$



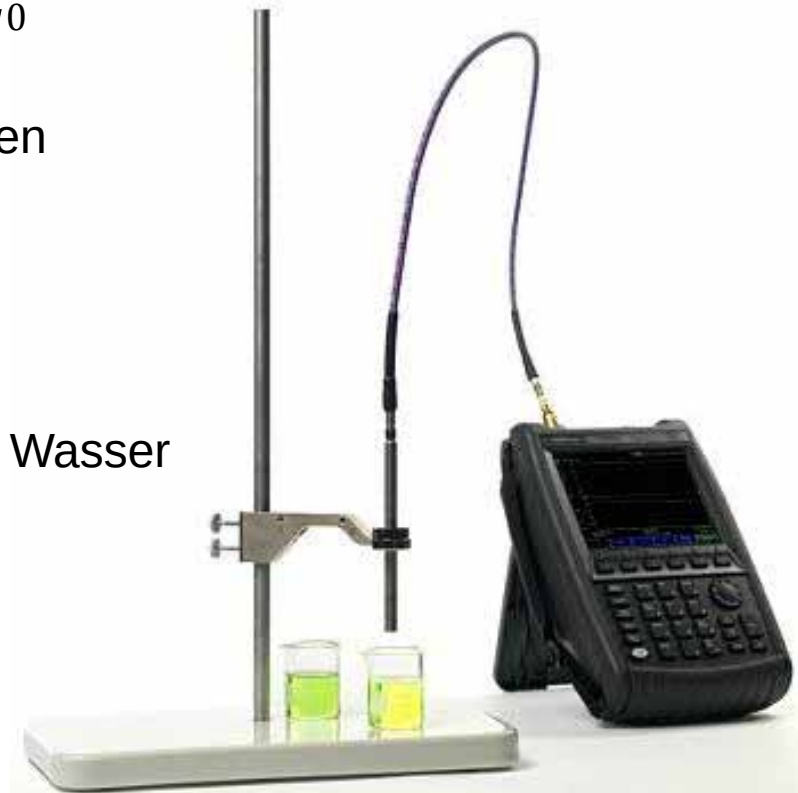
Agilent

Resonatoren — Messung von Materialparametern (3/8)

- Messung der Reflexion am Ende einer Leitung



- aus dem bekannten Z_0 und dem gemessenen (komplexen) Γ_L berechnet sich das (komplexe) Z_L und daraus ϵ_{rel} und $\tan\delta$
 - je nach Leitungsenden-Geometrie ist das Feld kompliziert: Kalibration mit bekanntem Testobjekt, z.B. mit destilliertem Wasser
 - kritisch sind Luftspalte
 - kritisch sind dünne/dispersive Messobjekte
- bis 67 GHz
frequency sweep möglich
ungenauere Messung kleiner $\tan\delta$



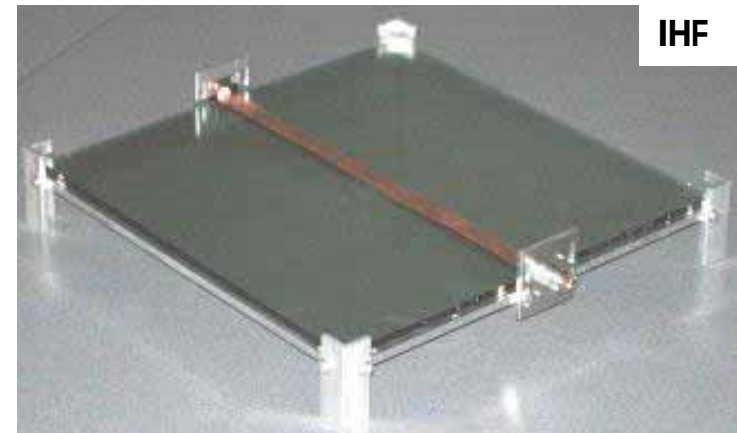
Agilent open-ended coax probe

Resonatoren — Messung von Materialparametern (4/8)

- Messung der Transmission und Reflexion einer Leitung

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} ; v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$$

- das unbekannte ϵ_{rel} beeinflusst die Impedanz und die Phasengeschwindigkeit der Leitung
- damit ändern sich die Streuparameter S_{11} und S_{21} , die mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden; aus den S-Parametern werden ϵ_{rel} und $\tan\delta$ extrahiert
- kritisch sind Luftspalte
- kritisch sind Beginn und Ende der Messleitung

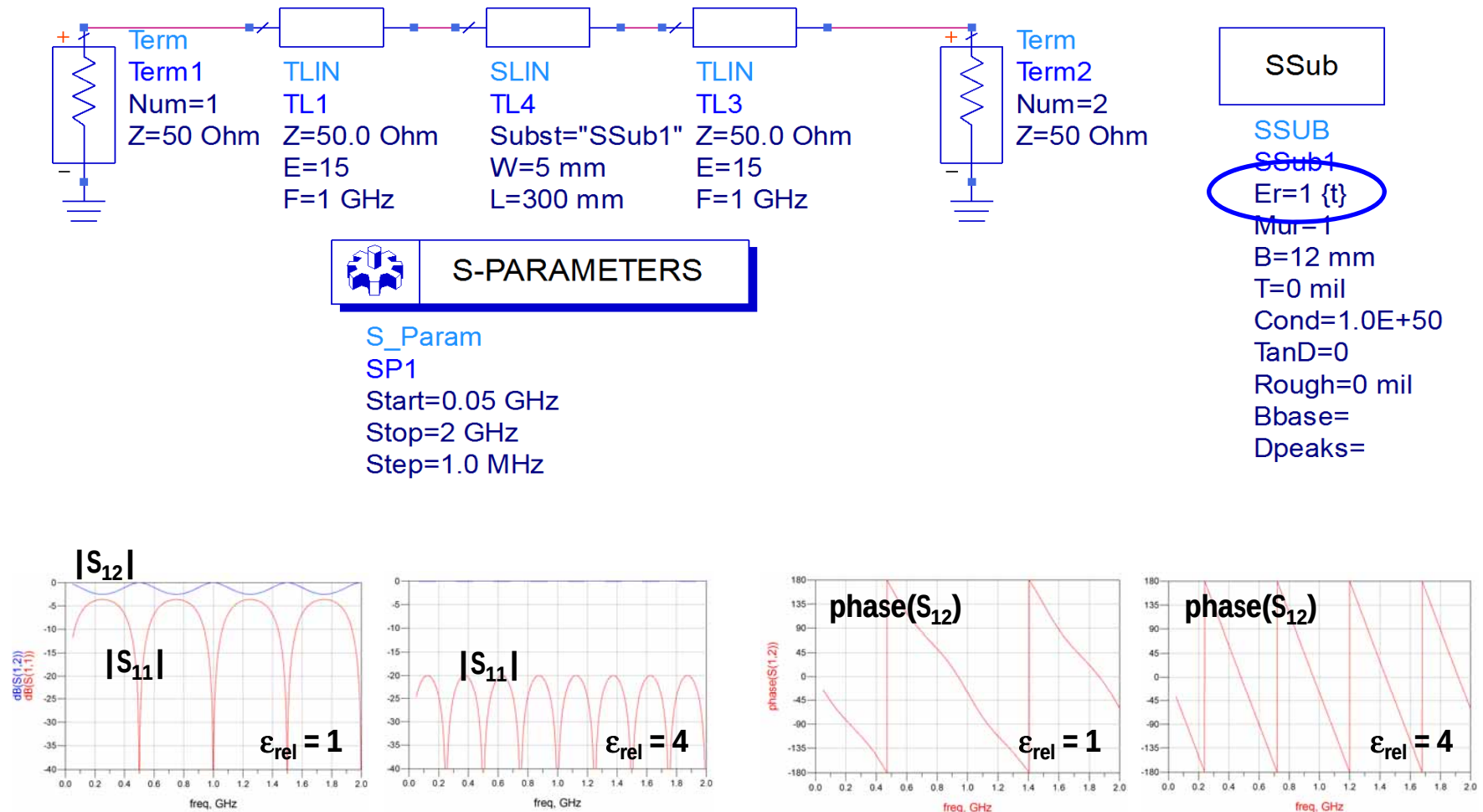


→ stripline bis ca. 1 GHz, Koax bis ca. 5 GHz, Hohlleiter bis 110 GHz
frequency sweep möglich
sehr ungenaue Messung kleiner $\tan\delta$



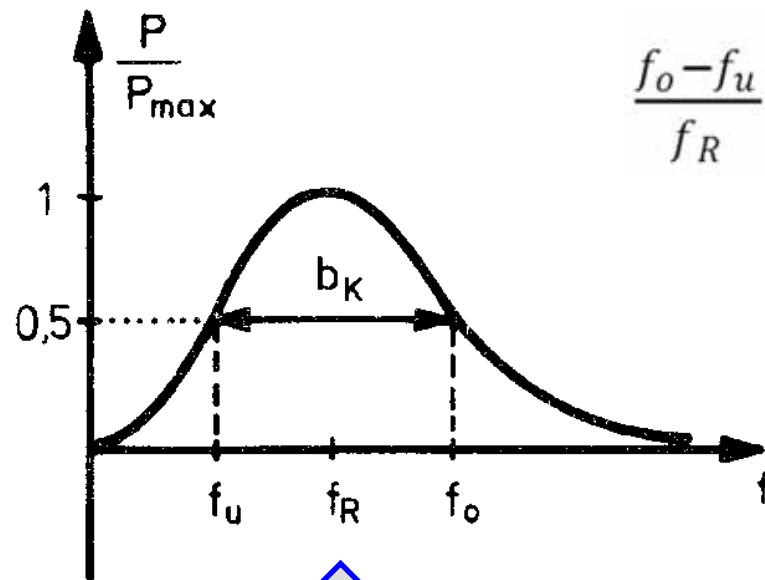
Resonatoren — Messung von Materialparametern (5/8)

- Messung der Transmission und Reflexion einer Leitung. Beispiel:



Resonatoren — Messung von Materialparametern (6/8)

- Messung der Resonanz eines Resonators
- Strom, Spannung und Leistung im Schwingkreis (a.k.a. Resonator) sind abhängig von den Verlusten und der Verstimmung:



$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\frac{f_o - f_u}{f_R} = \frac{1}{Q_K}$$

$$Q_K = \frac{X_R}{R_K}$$

$$X_R = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_R L = \frac{1}{\omega_R C}$$

→ gleichwertige Definition :

$$Q_i = \frac{\text{(in einem Zyklus gespeicherte Energie)}}{\text{(in einem Zyklus verlorene Energie)}}$$

R_K steht für die Summe der Verluste des Resonators, der Quelle und der Last

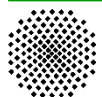
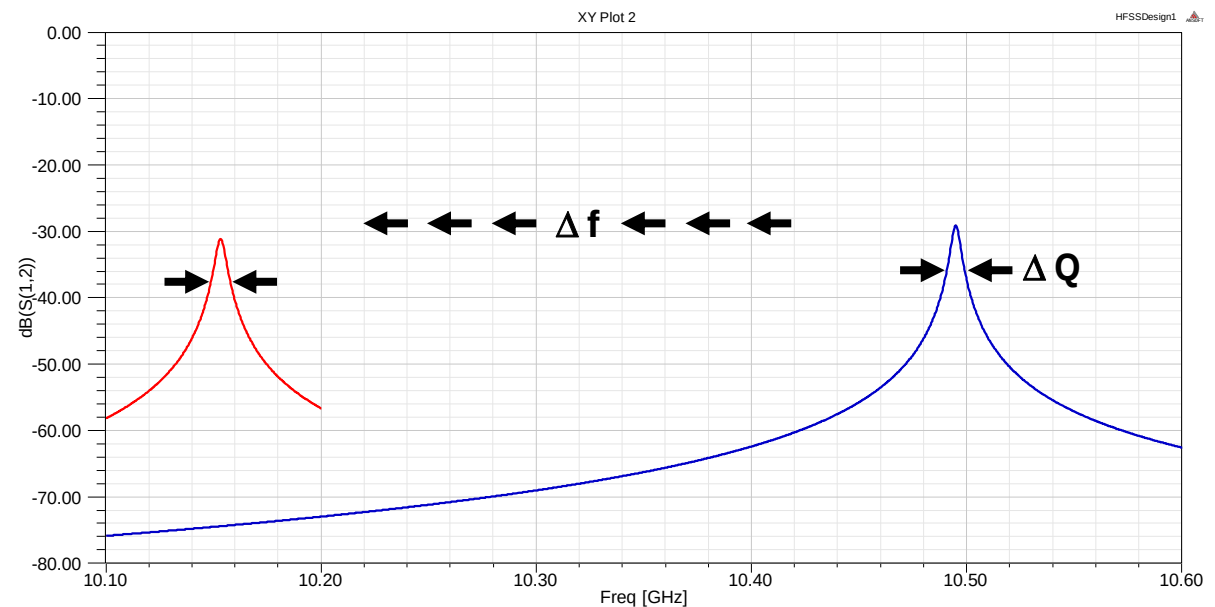
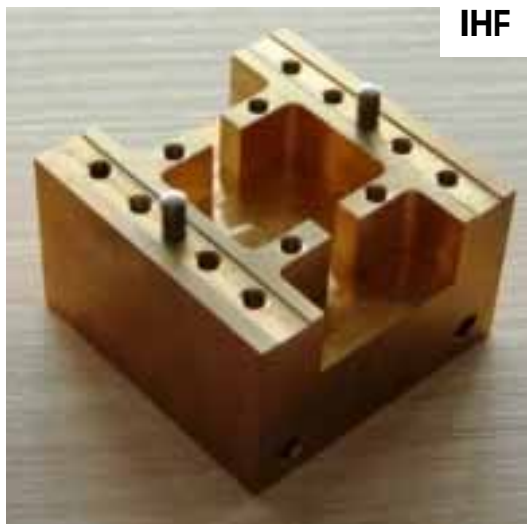
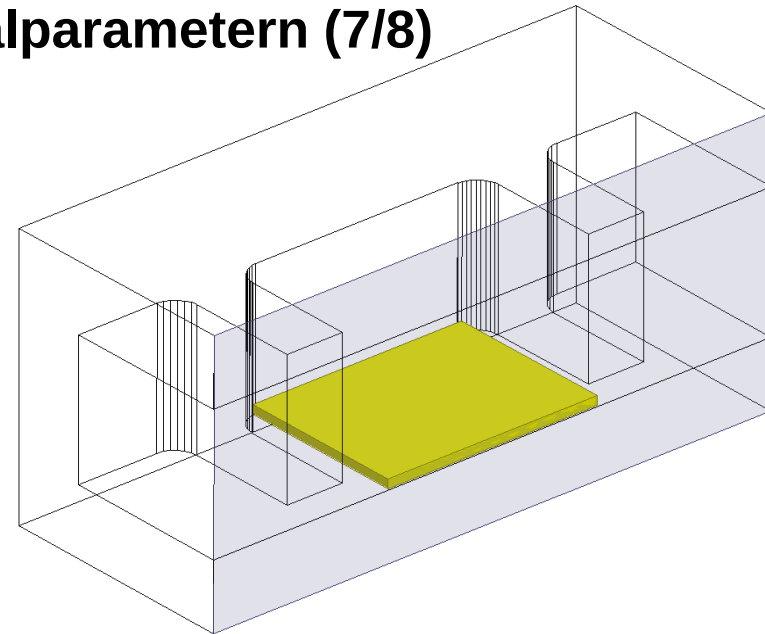
→ "schwache Ankopplung" zwecks Vernachlässigung von Quelle + Last



Resonatoren — Messung von Materialparametern (7/8)

- Messung der Resonanz eines Resonators

→ das Messobjekt beeinflusst sowohl f_R als auch R_K (und damit $f_o - f_u$)



Resonatoren — Messung von Materialparametern (8/8)

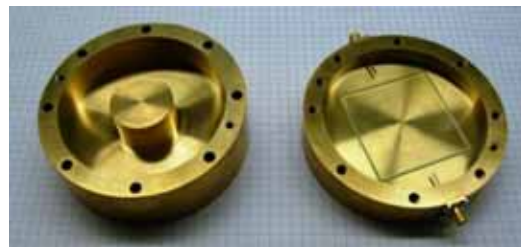
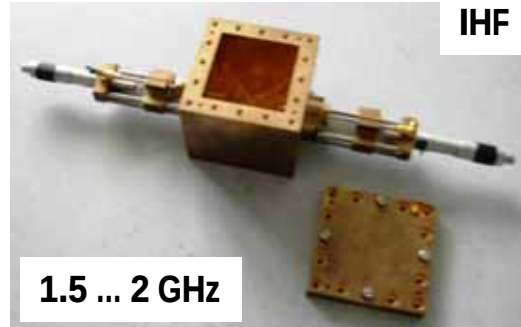
- Messung der Resonanz eines Resonators

→ Messung einer Frequenz (oder wenige diskrete Frequenzen);
beliebige Frequenz aber spezifisch angefertigte Messfassung nötig;
recht genaue Messung auch sehr kleiner $\tan\delta$ möglich

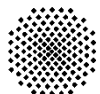
- Ungenauigkeiten in der Geometrie wie auch in der numerischen Analyse sind nur schwer abzuschätzen



kommerzielle Geräte
bieten definierte Mess-
genauigkeiten und
sind daher sehr teuer



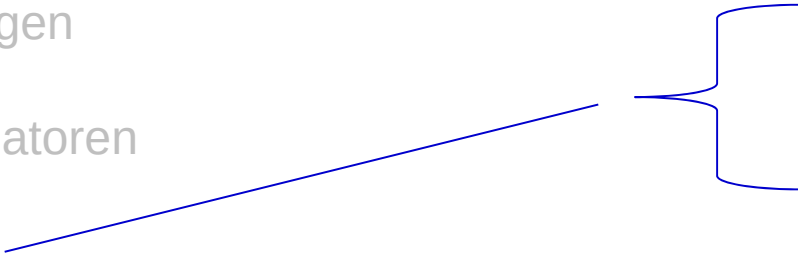
Agilent 85072A 10-GHz Split Cylinder Resonator: 27'641 US\$ (ohne VNA)



Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

- Kurzvorstellung IHF
- Begriffe & Grundprobleme
- Leitungen
- Resonatoren
- **Filter**
- Hochfrequenzsimulationen
- Q&A



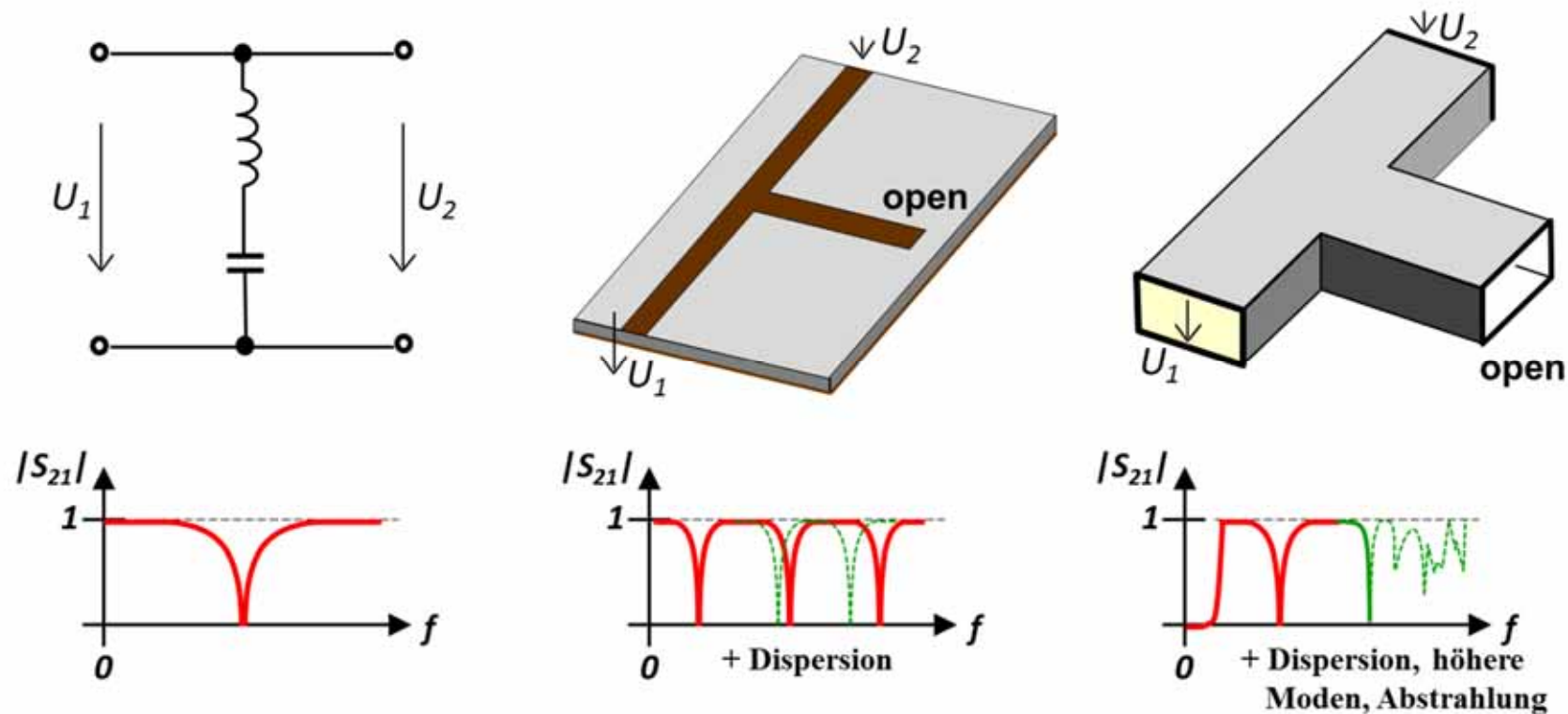
some basics

Leitungsübergänge



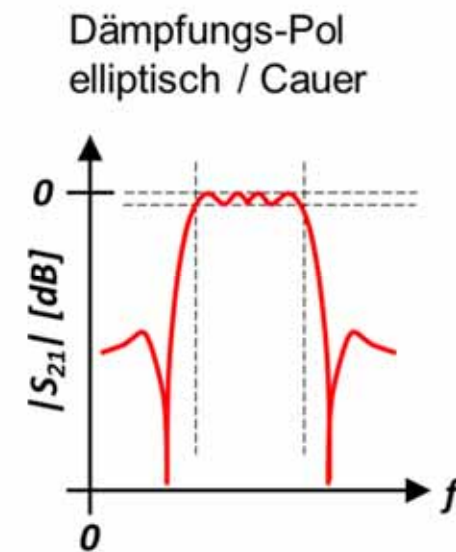
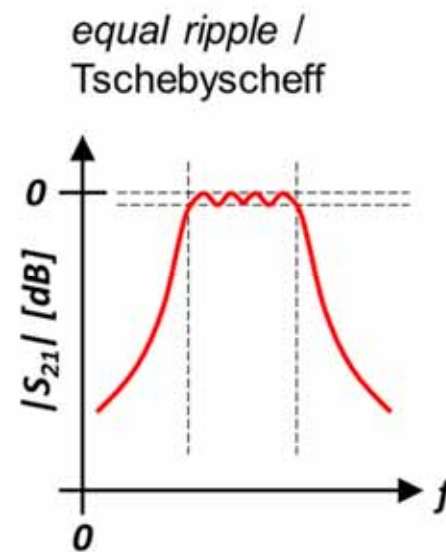
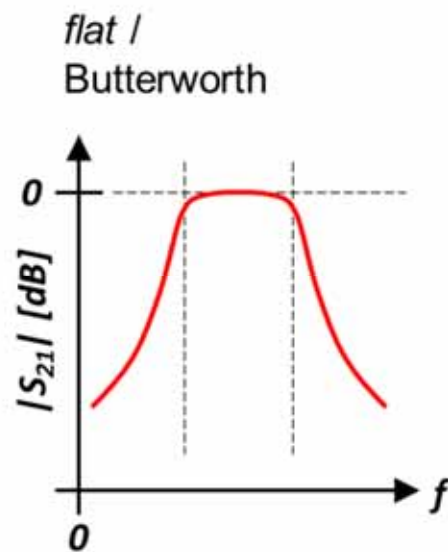
Filter — some basics (1/2)

- Filter basierend auf gekoppelten Resonatoren sind *die* Grundlage der Kommunikationstechnik seit Marconi
- im Hochfrequenzbereich basieren Filter oft auf „verteilten“ Elementen oder Kombinationen derselben mit *lumped* Elementen. Bsp: *band stop* :



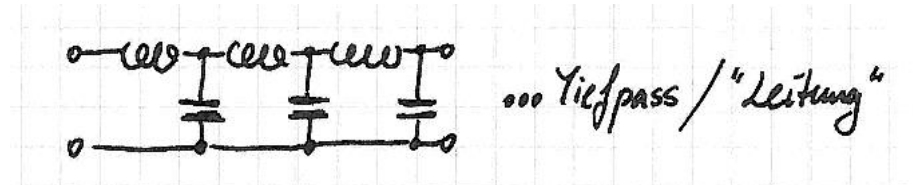
Filter — some basics (2/2)

- geschickte Verkopplung mehrerer Resonatoren erlaubt die Vergrößerung der Bandbreite und/oder die Versteilerung (?) der Übergänge vom Durchlass- zum Sperrbereich
- die Verwendung mehrerer Resonatoren macht ein Filter proportional grösser und schwerer, überproportional verlustbehafteter und weit überproportional toleranzempfindlicher (und damit teurer)
- je nach Zusammenschaltung ergeben sich qualitativ unterschiedliche Verläufe. Beispiel Bandpass:

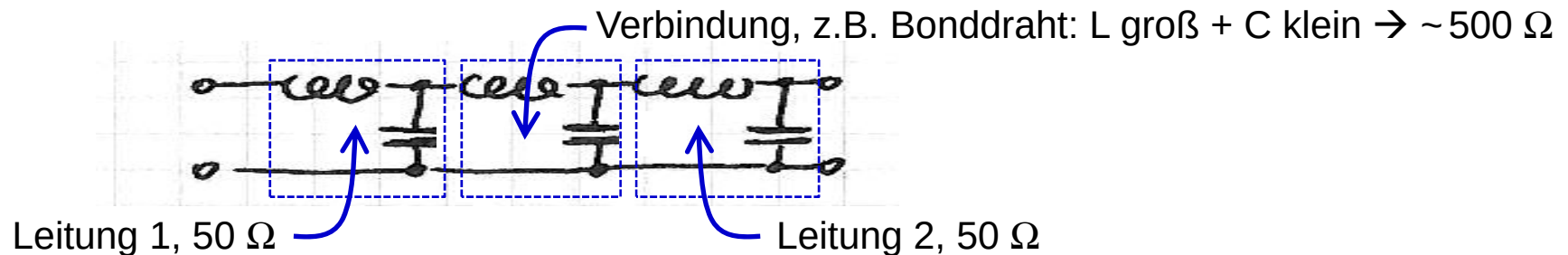


Filter — Leitungsübergänge (1/3)

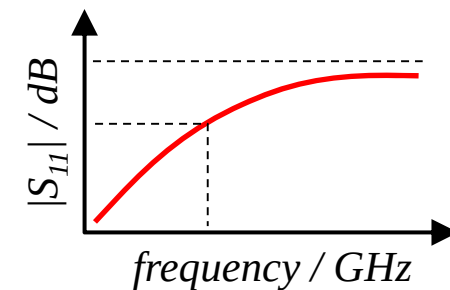
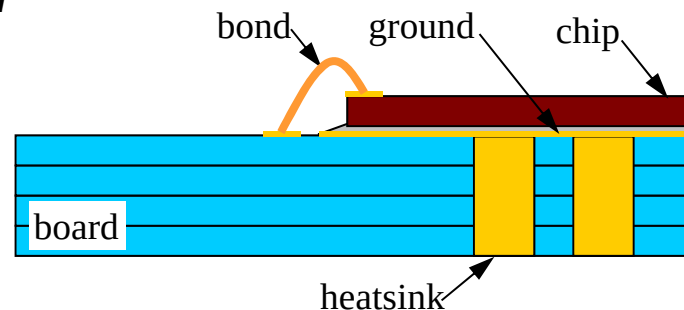
- eine Leitung kann als Filter aufgefasst werden (Allpass $\rightarrow$ Tiefpass) :



- die Hintereinanderschaltung zweier (oder mehrerer Leitungen) hat Tiefpassverhalten (gilt für sog. TEM-Leitungen, d.h., Koax, *microstrip* etc.)

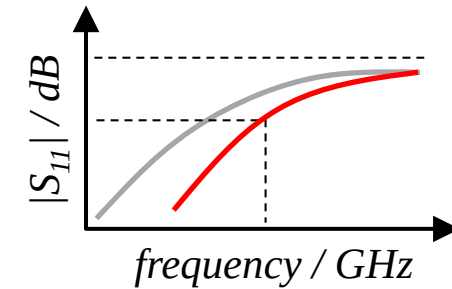
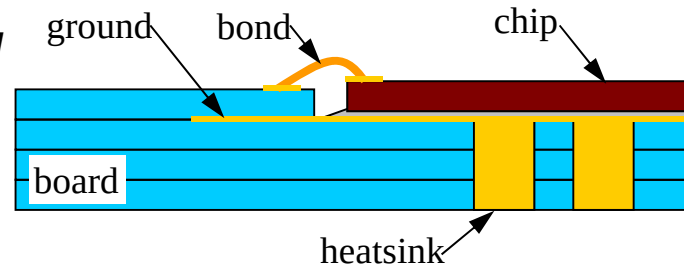


- Bsp: *chip-to-board*
Bonddraht

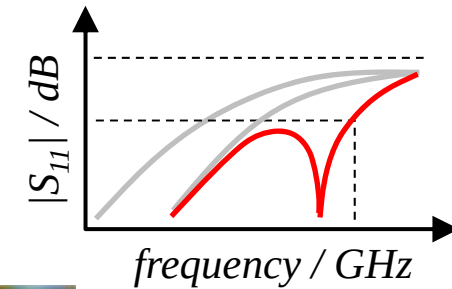
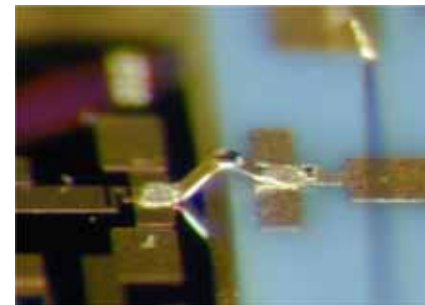
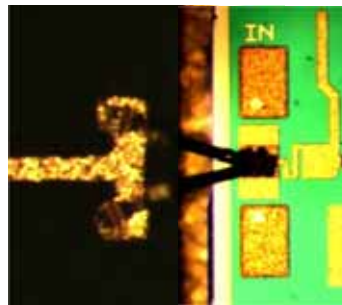
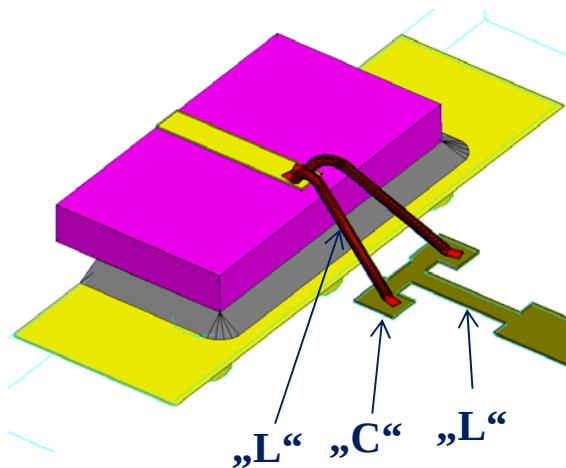


Filter — Leitungsübergänge (2/3)

- Bsp: verkürzter *chip-to-board* Bonddraht

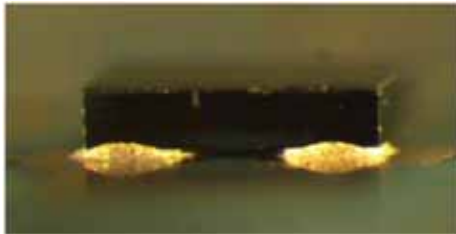


- Bsp: Kompensation der Serieninduktivität durch eine Kapazität nach Masse

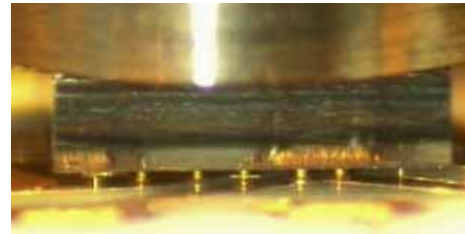


Filter — Leitungsübergänge (3/3)

- jenseits weiterer Verkürzung und Verdickung (Doppeldrahtbonds, *ribbon bonds*) der Bondverbindungen erlauben *flip chip bonds* ein Herausschieben der oberen Frequenzgrenze für breitbandverbindungen (d.h., DC bis f_{max}):

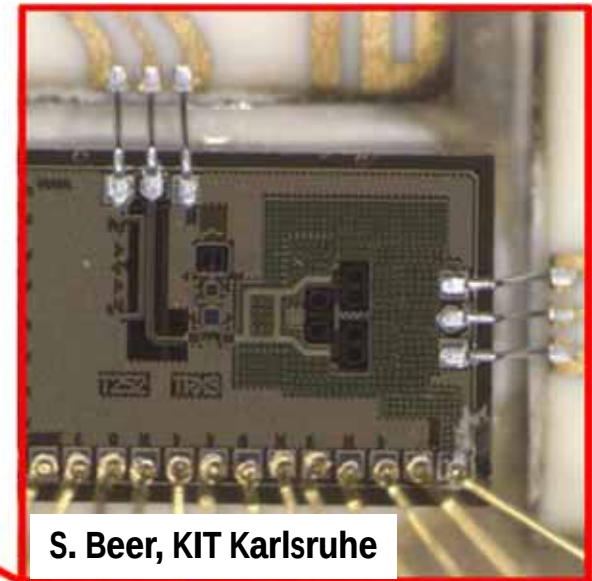
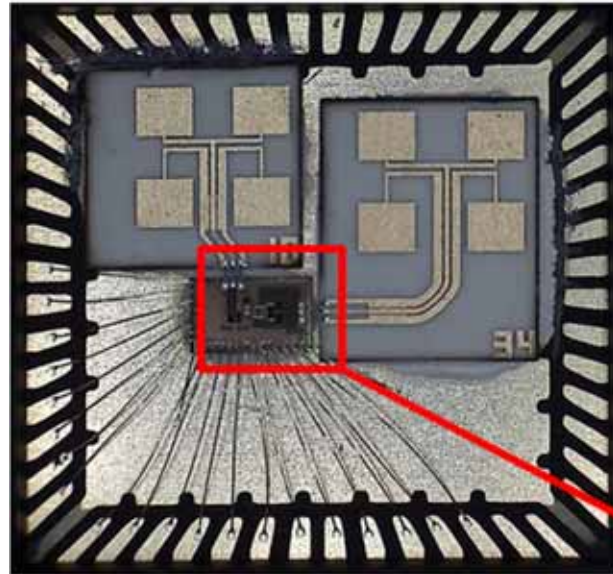


epoxy glued



*ultrasonic attach
of Au stud bumps*

- schmalbandige Verbindungen sind Bonddrähte der Länge $\lambda/2$ (im Bild für 122 GHz):

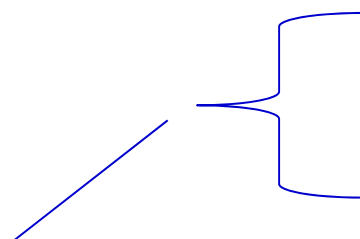


S. Beer, KIT Karlsruhe

Hochfrequenztechnologie — Begriffsdefinitionen und Grundlagen

Inhalt:

- Kurzvorstellung IHF
- Begriffe & Grundprobleme
- Leitungen
- Resonatoren
- Filter
- Hochfrequenzsimulationen
- Q&A



Schaltungssimulation
Feldsimulation



Hochfrequenzsimulationen

- Ziel der Simulation ist Vorhersage des Verhaltens. Dazu wird benötigt:
 - das Modell,
 - Anregungs- / Anfangs- / Randbedingungen,
 - eine Simulationssoftware.
- vor dem Beginn der Planung einer Simulation sollte Klarheit bezüglich des zu erwartenden Resultats vorliegen
- Simulationssoftware ist teuer (sowohl Invest + Support als auch Leasing). Der Aufwand zur korrekten Bedienung (für „*first time success*“) ist viel höher.
- prinzipiell ist keine Simulationssoftware universell verwendbar.
- für Feldsimulationen gilt, dass „faire“ Vergleiche unterschiedlicher Software praktisch nicht existieren, weil die Bedienung der Programme (Erfahrung des Nutzers) die Ergebnisse beeinflusst.



Hochfrequenzsimulationen — Schaltungssimulation

- Schaltungssimulation:

Komponenten (Kondensator, Mikrostreifen-T-Verzweigung) sind als mathematische Gleichung oder *look-up table* definiert.

Eine Netzliste (mit graphischer Eingabeoberfläche) verbindet die Komponenten.

Lösung nach U,I (oder S-Parameter) im

- Zeitbereich (d.h., $U(t)$ und $I(t)$) durch ein Zeitschrittverfahren oder im
- Frequenzbereich (d.h. $U(f_1)$, $I(f_1)$ und dann ggf. die nächste Frequenz) durch Lösung eines linearen Gleichungssystems.
- extrem schnell und genau entsprechend der verwendeten Modelle
- Bsp.: Agilent ADS, AWR Microwave Office



Hochfrequenzsimulationen — Feldsimulation (1/3)

- Feldsimulation:

Komponenten (Kondensator, Mikrostreifen-T-Verzweigung) sind als geometrische Anordnung dielektrischer und metallischer Körper gegeben.

Ein Gitter („*mesh*“) erzeugt Stützpunkte überall auf der Geometrie.

Eine „Anregung“ erzeugt eine lokale Strom- oder Feldkomponente.

Ein mathematisches Verfahren verknüpft die Ströme oder Feldkomponenten an allen *mesh*-Punkten derart, dass sie den Maxwell'schen Gleichungen genügen.

Wenn das Feld (entsprechend Maxwell, der Geometrie und der Anregung) überall bekannt ist, lassen sich S-Parameter oder auch Strahlungsdiagramme extrahieren.

- extrem aufwändig bei komplexen Geometrien; berücksichtigt die Interaktion von Allem mit Jedem entsprechend der Auflösung des Meshes.



Hochfrequenzsimulationen — Feldsimulation (2/3)

- Feldsimulation:

die Beschränkung auf spezielle Geometrien ermöglicht die Verwendung angepasster (schneller, billigerer) Feldberechnungsverfahren

Beispiel: sog. 2.5 D Solver berechnen planare Strukturen, d.h. z.B., PCB mit in der Ebene unendlich ausgedehnten Dielektrika, dünnen Leiterbahnen, TEM-Anregungen und Durchkontaktierungen mittels Tricks

→ sehr schnelle Berechnung durch angepasste Mathematik (*layered Green's functions*), aber keine Streuung/Reflexion von Oberflächenwellen an der Kante der Leiterplatte und keine Übergänge auf Koax oder Hohlleiter.

- Bsp.: Sonnet (planarer 2.5D Solver)

- Bsp.: Mician (Solver für Strukturen aus metallischen Hohlleitern)



Hochfrequenzsimulationen — Feldsimulation (3/3)

- Feldsimulation:
- sobald ein zu analysierendes Problem schräge / runde / große Strukturen enthält, wird ein 3D Solver benötigt. Software und Bedienung sind teuer, und die Simulationsergebnisse verlangen i.d.R. großen Interpretationsaufwand.
- besonders vorteilhaft sind 3D Feldsimulationen beim „*debugging*“ – d.h., Nachbau eines praktischen Experiments in der Simulation und dann „hineinschauen“.
- Bsp.: Ansys Ansoft Hfss, CST Microwave Studio, EMSS Feko



Besten Dank für
Ihre Aufmerksamkeit

