

HF-Technik I

0 vorab ...

0.1 Voraussetzungen, Basis

0.2 Struktur der Vorlesungsreihe

0 vorab ...

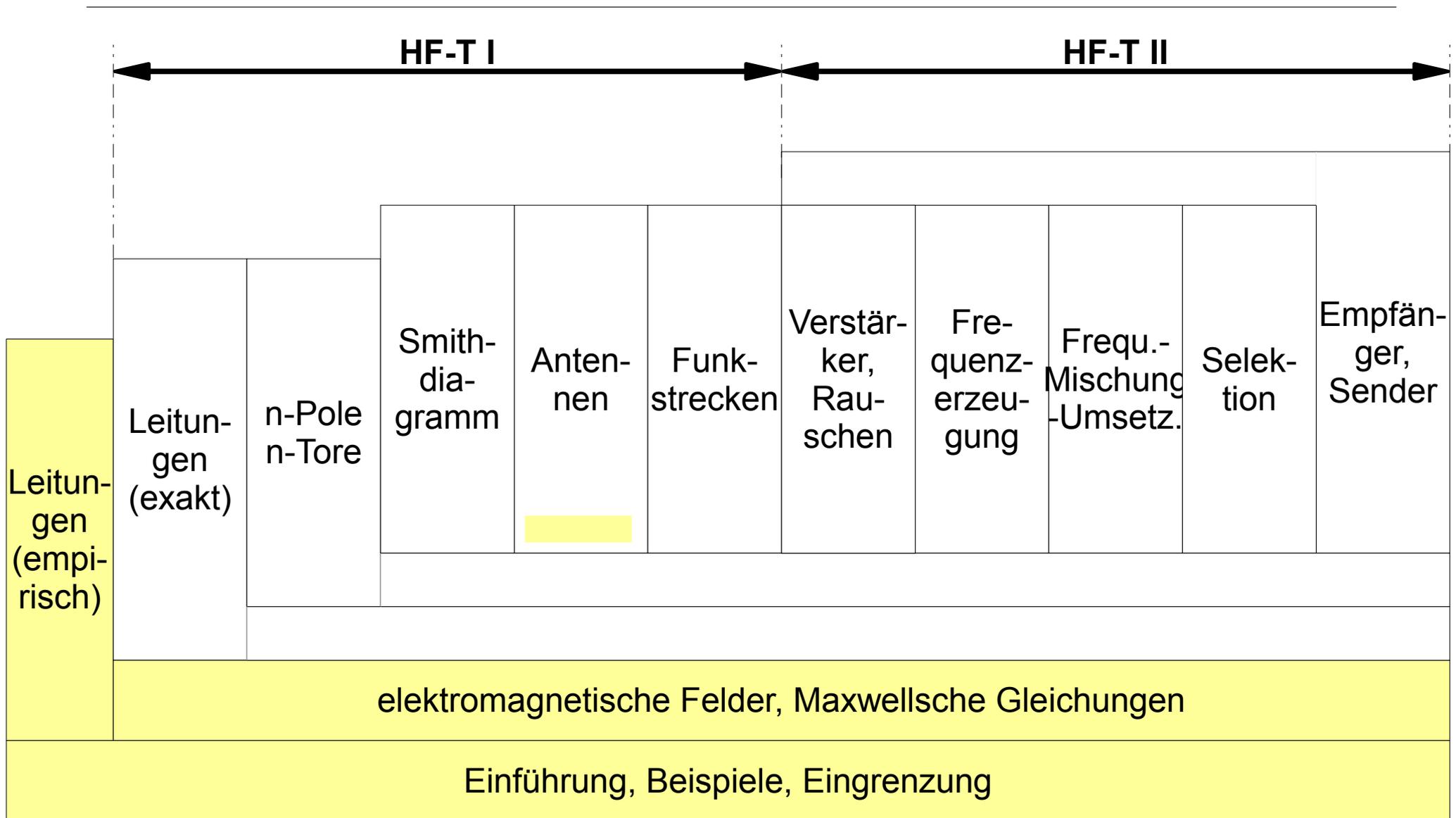
0.1 Voraussetzungen, Basis

- Mathematik, Physik – sowieso
- Elektrotechnik – Wechselstromtechnik besonders
- Signale und Systeme – Systemtheorie – spielt auch eine Rolle

- Einführung in die Nachrichtentechnik – ganz direkt

0 vorab ...

0.2 Struktur der Vorlesungsreihe



Einführung in die Nachrichtentechnik

HF-Technik I

1 Start – Wie war das mit Funkwellen im Raum?

1.1 Felder und Energieausbreitung

1.2 Freiraumausbreitung

1 Wie war das mit Funkwellen im Raum?

1.1 Felder und Energieausbreitung (1)

„Ringelreihen der physikalischen Größen“ (**bitte komplettieren!**)

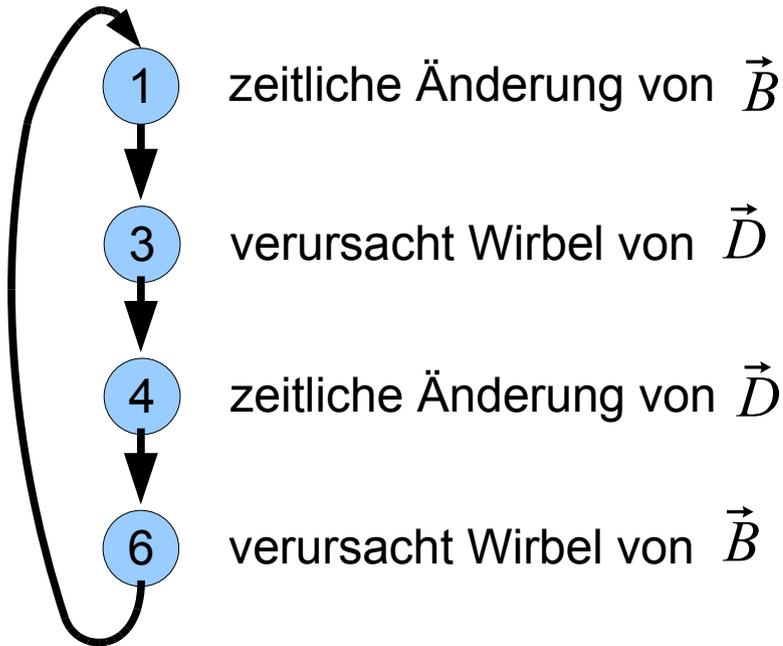
$$\text{rot } \vec{E} = \nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{rot } \vec{H} = \nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \underline{J = 0 !!!}$$

- | | | |
|---|--|--|
| 1 | zeitliche Änderung von \vec{B} | $-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ |
| 2 | verursacht Wirbel von \vec{E} | $= \text{rot } \vec{E}$ |
| 3 | verursacht gleichsinnigen Wirbel von \vec{D} | $\text{rot } \vec{D} = \epsilon \cdot \text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \dots$ |
| 4 | zeitliche Änderung von \vec{D} | $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ |
| 5 | verursacht Wirbel von \vec{H} | $= \text{rot } \vec{H}$ |
| 6 | verursacht gleichsinnigen Wirbel von \vec{B} | $\text{rot } \vec{B} = \mu \cdot \text{rot } \vec{H} = \dots \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ |

1.1 Felder und Energieausbreitung (2)

„Ringelreihen der physikalischen Größen“



$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \dots$$

$$\text{rot } \vec{D} = \epsilon \cdot \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \dots$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \dots$$

$$\text{rot } \vec{B} = \mu \cdot \text{rot } \vec{H} = \dots \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

zwei mal $\frac{\partial}{\partial t}$ in der Kette

Welche zeitliche Funktion verschwindet nicht nach zwei- und mehrmaliger zeitlicher Ableitung?

1.1 Felder und Energieausbreitung (3)

von den Maxwell'schen Gleichungen zur Wellengleichung

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\mu \partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial(\vec{\nabla} \times \vec{H})}{\partial t}$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial^2 \vec{D}}{\partial t^2}$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

$$\nabla \nabla \cdot \vec{E} - \nabla^2 \cdot \vec{E} = -\mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

$$\nabla \times \vec{H} = - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

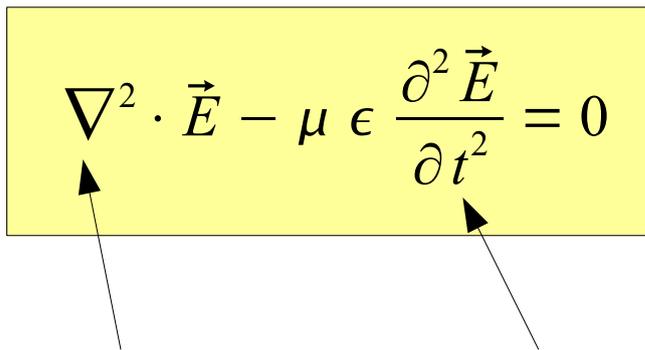
$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla \nabla \cdot \vec{A} - \nabla^2 \cdot \vec{A}$$

1.1 Felder und Energieausbreitung (4)

von den Maxwellschen Gleichungen zur Wellengleichung

$$\nabla \nabla \cdot \vec{E} - \nabla^2 \cdot \vec{E} = -\mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

$$-\nabla^2 \cdot \vec{E} = -\mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$


$$\nabla^2 \cdot \vec{E} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla \nabla \cdot \vec{A} - \nabla^2 \cdot \vec{A}$$

$$\vec{J} = 0; \quad \rho = 0 \rightarrow \nabla \cdot \vec{E} = 0$$

.....

3 – dimensionale Wellengleichung
(verlustfreier Raum)

1.2 Freiraumausbreitung

zur Wellenausbreitung

Die Feststellung zur harmonischen Anregung im Teil „Ringelreihen der physikalischen Größen“ deckt sich mit dem Erhalt der Wellengleichung auf der Seite zuvor.

Bei der Ausbreitung gleichmäßig in alle Richtungen (Kugelcharakteristik, Freiraum) verteilt sich die Leistung mit wachsender Entfernung von der Wellenquelle auf eine immer größere Kugeloberfläche.

$$P = P'_1 \cdot A_1 = P'_2 \cdot A_2$$

P'_i : Leistungsdichte beim Radius r_i
 P : gesamte Leistung
 A_i : Kugeloberfläche beim Radius r_i

$$\frac{P'_2}{P'_1} = \frac{A_1}{A_2} = \frac{r_1^2}{r_2^2}$$

Absorption = 0 angenommen!!!

Bei einer entlang einer homogenen Leitung geführten Welle bleibt die Fläche, durch die die Leistung geht, entlang der Leitung konstant.
Absorption = 0 angenommen!!!

HF-Technik I

Leitungen – Gemeinsamkeiten mit der Freiraumausbreitung?

2.1 Das „Besondere“ an Leitungen

2.2 Telegraphengleichung – Was passiert auf Leitungen?

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten – Reflexion und stehende Wellen

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen
- Rohre als HF-Leitung?

2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren
- funktioniert das?

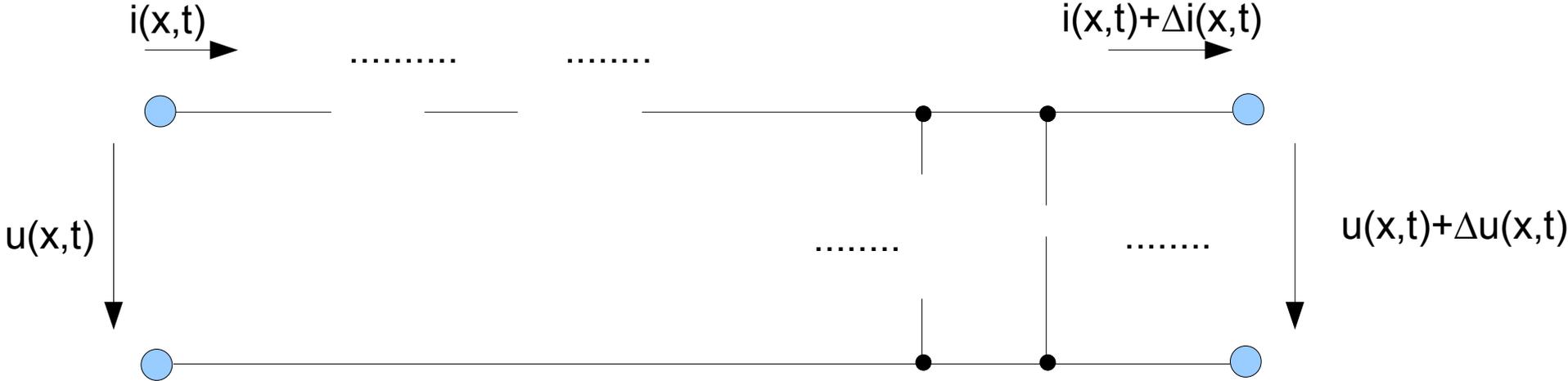
2 Leitungen – Gemeinsamkeiten mit der Freiraumausbr.?

2.1 Das „Besondere“ an Leitungen (1)

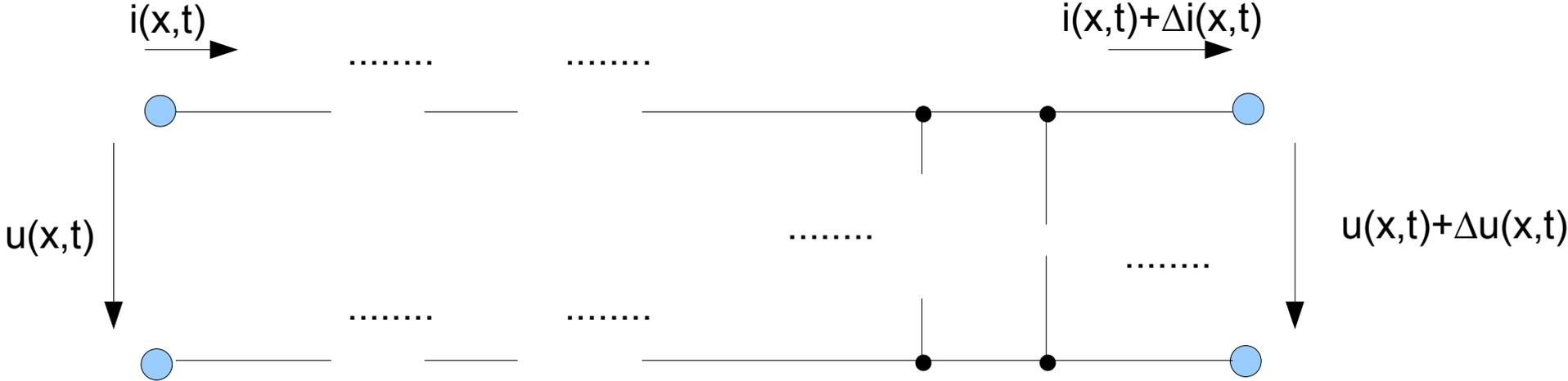


2.1 Das „Besondere“ an Leitungen (2)

Ersatzschaltbild 1



Ersatzschaltbild 2



2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (1)

Ziel ist Aussage über die **Ortsabhängigkeit** der **zeitabhängigen** Größen i und u .

Behandlung im Frequenzbereich:

$$i(t, x) \circ \bullet I(j\omega, x)$$

$$u(t, x) \circ \bullet U(j\omega, x)$$

Ersatzschaltbild 1 wird verwendet.

$$U(j\omega, x) = \dots$$

$$I(j\omega, x) = \dots$$

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (2)

$$U(j\omega, x) = [R' \Delta x + j\omega L' \Delta x] \cdot I(j\omega, x) + U(j\omega, x) + \Delta U(j\omega, x)$$

$$I(j\omega, x) = [G' \Delta x + j\omega C' \Delta x] \cdot [U(j\omega, x) + \Delta U(j\omega, x)] + I(j\omega, x) + \Delta I(j\omega, x)$$

$\Delta x \cdot \Delta U(j\omega, x)$ vernachlässigbar, weil ...

$$-\frac{\Delta U(j\omega, x)}{\Delta x} = [R' + j\omega L'] \cdot I(j\omega, x) \quad (1)$$

$$-\frac{\Delta I(j\omega, x)}{\Delta x} = [G' + j\omega C'] \cdot U(j\omega, x) \quad (2)$$

Grenzwertübergang $\Delta x \rightarrow 0$: dx und (1) nach dx differenziert sowie (2) eingesetzt:

$$\frac{d^2 U(j\omega, x)}{dx^2} = [R' + j\omega L'] \cdot [G' + j\omega C'] \cdot U(j\omega, x)$$

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (3)

$$\frac{d^2 U(j\omega, x)}{dx^2} = [R' + j\omega L'] \cdot [G' + j\omega C'] \cdot U(j\omega, x)$$

Lösungsansatz für DGL 2. Ordnung:

$$U(j\omega, x) = A \cdot e^{-\gamma x} + B \cdot e^{\gamma x} \quad \gamma = \alpha + j\beta \quad (3)$$

$$\frac{d^2 U(j\omega, x)}{dx^2} = \gamma^2 \cdot A \cdot e^{-\gamma x} + \gamma^2 \cdot B \cdot e^{\gamma x} = \gamma^2 \cdot U(j\omega, x)$$

$$\gamma^2 = [R' + j\omega L'] \cdot [G' + j\omega C']$$

diverse Rechenschritte weiter sind α und β ermittelt:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}(R'G' - \omega^2 L'C') + \frac{1}{2}\sqrt{(R'^2 + \omega^2 L'^2)(G'^2 + \omega^2 C'^2)}}$$

$$\beta = \sqrt{-\frac{1}{2}(R'G' - \omega^2 L'C') + \frac{1}{2}\sqrt{(R'^2 + \omega^2 L'^2)(G'^2 + \omega^2 C'^2)}}$$

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (4)

Interpretation Gleichung (3), rechter Teil:

$$U(j\omega, x) = A \cdot e^{-\gamma x} + B \cdot e^{\gamma x}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

..... Sinus U

..... Sinus U

..... Anteil

Zu jedem Zeitpunkt t:

hinlaufender Sinus: entwickelt

rücklaufender Sinus: entwickelt

Mit fortschreitender Zeit

(Beispiel über Animation)

Welle:.....

Bspl. La Ola

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (6)

$$\frac{\gamma}{[R' + j\omega L']} ; \left(\frac{I}{U} \right)$$

Faktor, der I und U der hinlaufenden Welle verknüpft

Faktor, der I und U der rücklaufenden Welle verknüpft

$$Z_0 = \sqrt{\frac{[R' + j\omega L']}{[G' + j\omega C']}}$$

→ sogenannter Z_0

$$\begin{aligned} U(j\omega, x) &= A \cdot e^{-\gamma x} + B \cdot e^{\gamma x} \\ Z_0 \cdot I(j\omega, x) &= A \cdot e^{-\gamma x} - B \cdot e^{\gamma x} \end{aligned}$$

darüber **A** und **B**
ermitteln

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (8)

zwischendurch: Rückkehr in den Zeitbereich:

$$i(t, x) \circ \bullet I(j\omega, x) \qquad u(t, x) \circ \bullet U(j\omega, x)$$

angewendet auf

$$U(j\omega, x) = \frac{1}{2} [U_l(j\omega) + Z_0 \cdot I_l(j\omega)] \cdot e^{-\gamma(l-x)} + \frac{1}{2} [U_l(j\omega) - Z_0 \cdot I_l(j\omega)] \cdot e^{\gamma(l-x)}$$

$$I(j\omega, x) = \frac{1}{2} \left[\frac{U_l(j\omega)}{Z_0} + I_l(j\omega) \right] \cdot e^{-\gamma(l-x)} - \frac{1}{2} \left[\frac{U_l(j\omega)}{Z_0} - I_l(j\omega) \right] \cdot e^{\gamma(l-x)}$$

ergibt je zwei sich überlagernde harmonische Zeitverläufe mit einer zeitlichen Verschiebung

denn: $u(t-t_0) \circ \bullet U(j\omega) \cdot e^{-j\omega t_0}$ nur der harmonische Anteil

und: in γ steckt ω

$$t_0 = \frac{1}{v} \cdot x$$

$$k = \frac{v}{c}$$

v – Phasengeschwindigkeit (.....)

k – Verkürzungsfaktor

c - Lichtgeschwindigkeit

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (9)

genauere Betrachtung von γ (ermittelt über den Fall, das nur Wellen in einer Richtung vorhanden sind):

$$U_l(j\omega) = Z_0 I_l(j\omega) \quad (\text{nur hinlaufende Welle})$$

$$\frac{U_l(j\omega)}{U(j\omega, x)} = e^{-\gamma(l-x)} \quad \text{bzw.} \quad \frac{U(j\omega, x)}{U_l(j\omega)} = e^{\gamma(l-x)}$$

Übertragungsmaß

Dämpfung (-Übertragungsmaß)

$$\frac{U_l(j\omega)}{U_0(j\omega)} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} \cdot e^{-j\beta l}$$

α : Dämpfungsbelag; kilometrische Dämpfung
wegen e-Funktion eigentlich natürlicher Logarithmus ln
– Maßeinheit Neper / km, Np / km
heute in der Regel in dB / x m: 1 Np \approx 8,686 dB

β : Phasenbelag
bringt Verkürzungsfaktor

2.2 Telegraphengleichung – was passiert auf Leitungen? (10)

Betrachtung zu Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}$$

Beispiel: DA 2 x 0,8 mm

$R' \approx 73 \Omega / \text{km}$; $L' \approx 0,7 \text{ mH} / \text{km}$; $G' \approx 0 \text{ mS} / \text{km}$; $C' \approx 42 \text{ nF} / \text{km}$
 (Bei höheren Frequenzen steigen R' und G' an.)

f / kHz	R' * km/Ohm	$ \omega L' $ * km/Ohm	1/G' / (km*Ohm)	1/ $\omega C'$ / (km*Ohm)
1	73	4,4	1,5 G	3789,4
2	73	8,8	1,5 G	1894,7
10	73	43,98	1,5 G	378,94
50	73	219,91	1,5 G	75,79
100	73	439,82	1,5 G	37,89

Bitte beachten:
 R' steigt bei höheren Frequenzen an
 $1/G'$ fällt bei höheren Frequenzen ab

anhand einfacher Ersatzschaltung:

sehr kleine f: Reihenwiderstand

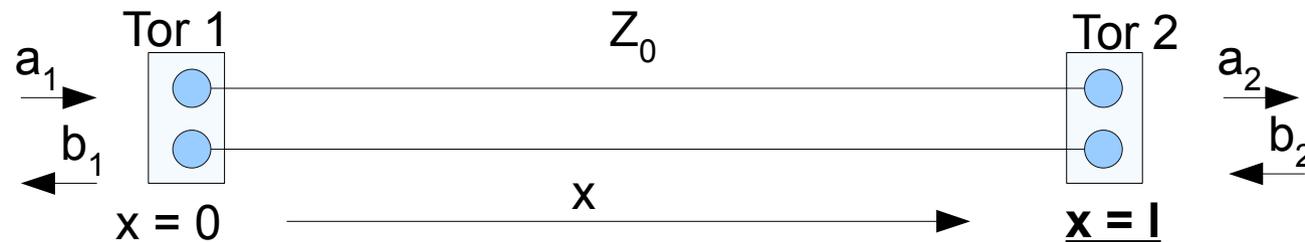
kleine f:-Charakter

große f:-Charakter

große f: $Z_0 \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{\text{---}}{\text{---}}}$

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (2)

oder:



$$u(j\omega, x) = a(j\omega, l) \cdot e^{-j\omega \frac{x-l}{v}} + b(j\omega, l) \cdot e^{j\omega \frac{x-l}{v}}$$
$$i(j\omega, x) = a(j\omega, l) \cdot e^{-j\omega \frac{x-l}{v}} - b(j\omega, l) \cdot e^{j\omega \frac{x-l}{v}}$$

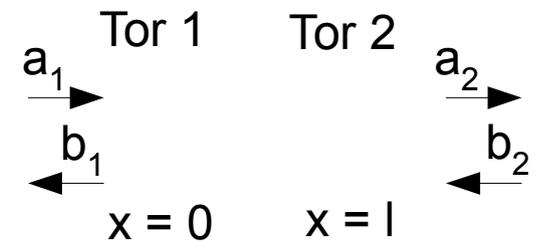
Bezugspunkt ist $x=...$

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (3)

In Vorbereitung auf nachfolgende Operationen werden einige Umwandlungen und Äquivalenzen angewendet:

$$a_1(j\omega) = a(j\omega, 0) = a(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{0}{v}}$$

$$a_2(j\omega) = a(j\omega, l) = a(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{l}{v}}$$



$$b_1(j\omega) = b(j\omega, 0) =$$

$$b_2(j\omega) = b(j\omega, l) =$$

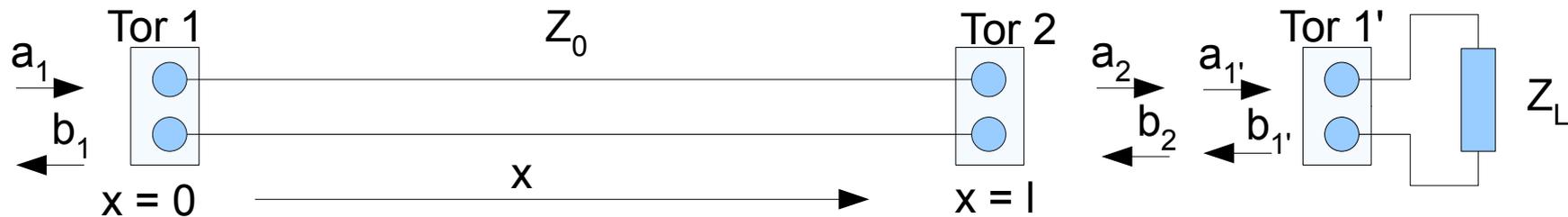
$u(x)$ und $i(x)$ ermittelt aus den Wellen am Tor 1:

$$u(j\omega, x) = a(j\omega, 0) \cdot e^{-j\omega \frac{x}{v}} + b(j\omega, 0) \cdot e^{j\omega \frac{x}{v}}$$

$$i(j\omega, x) = a(j\omega, 0) \cdot e^{-j\omega \frac{x}{v}} - b(j\omega, 0) \cdot e^{j\omega \frac{x}{v}}$$

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (4)

Ein **komplexer Widerstand** (hier als Lastwiderstand) Z_L kann **als Eintor** beschrieben werden:



Um Verwechslungen mit der Leitung vorzubeugen, bekommt dieses Tor hier die Nummer 1'. Bei der Zusammenschaltung gilt:

$$a_{1'} = a_2 \quad b_2 = b_{1'} \quad u_2 = u_{1'} \quad i_2 = i_{1'}$$

Die Werte am Tor 1' können mit der Verknüpfung durch Z_L beschrieben werden:

$$Z_L = \frac{U_{1'}(j\omega, l)}{I_{1'}(j\omega, l)} \quad Z_L = \frac{U(j\omega, l)}{I(j\omega, l)} =$$

$$\frac{Z_L}{Z_0} = \quad = z_L \quad \text{auch darstellbar als auf den Wellenwiderstand } Z_0 \text{ normierter Lastwiderstand } Z_L$$

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (5)

$$\frac{Z_L}{Z_0} = z_L = \frac{a(j\omega, l) + b(j\omega, l)}{a(j\omega, l) - b(j\omega, l)}$$

$$b(j\omega, l) = a(j\omega, l) \cdot$$

Über Z_L bzw. z_L sind a und b verknüpft.
Das ist auch die Verknüpfung von a_2 mit b_2 .

Da Z_L komplex ist, gibt es zwischen a und b eine Phasenverschiebung.

Nur im Fall, daß Z_L reell ist, gibt es keine Phasenverschiebung oder eine um 180° .

Die Phasenverschiebung von 180° entsteht, wenn

$$\frac{b(j\omega, l)}{a(j\omega, l)} = \quad = \Gamma \quad \text{komplexer$$

und mit z_L geschrieben:

$$\frac{b(j\omega, l)}{a(j\omega, l)} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = \Gamma = \frac{1 - y_L}{1 + y_L}$$

Im Sonderfall von $Z_L = Z_0$ wird $b = 0$. Das ist die

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (6)

$$\Gamma = \frac{b(j\omega, l)}{a(j\omega, l)} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{komplexer Reflexionsfaktor}$$

$$|\Gamma| = \frac{|b(j\omega, l)|}{|a(j\omega, l)|} = \frac{|Z_L - Z_0|}{|Z_L + Z_0|} = G$$

.....

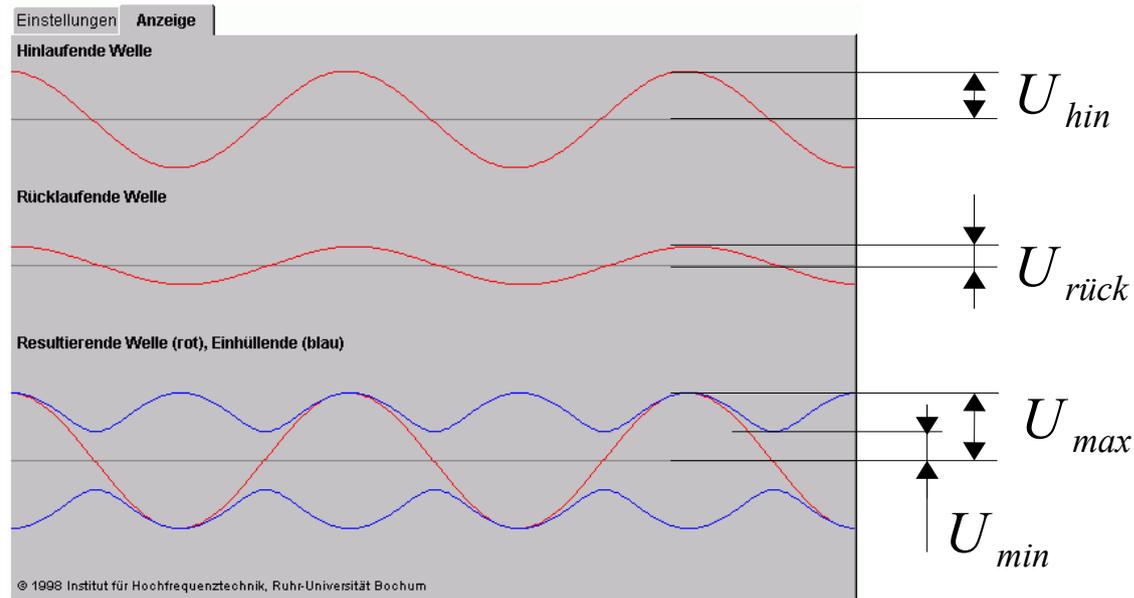
 (praktische Bedeutung von G!)

SWR – Stehwellenverhältnis

$$SWR = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_{hin} + U_{rück}}{U_{hin} - U_{rück}}$$

SWR –
 Stehwellenverhältnis
 (praktische Bedeutung des SWR!)

$U \leftrightarrow \underline{Z}(x)$
 $I \leftrightarrow \underline{Z}(x)$
 Diskussion!!!



Quelle Grafik:
 Institut für Hochfrequenztechnik,
 Ruhr-Universität Bochum

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (7)

$$SWR = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_{hin} + U_{rück}}{U_{hin} - U_{rück}}$$

Das SWR wird nur aus den Beträgen der Amplituden ermittelt. Die Lage der Minima und Maxima spielt keine Rolle. Phasenbeziehungen werden nicht berücksichtigt. Das SWR hat **einen Betrag**, aber **keinen Winkelwert**.

Bei $U_{rück} = 0$ wird $SWR = 1$. Das ist der Fall der Da der Betrag der Amplitude der Spannung auf einer Leitung relativ einfach zu bestimmen ist, war das SWR schon früh eine beliebte Größe, um die Abweichung von der idealen Anpassung quantitativ erfassen zu können, wenn auch ohne Erfassung eines komplexen Charakters des Abschlußwiderstands.

$$u_{(h|r)}(j\omega, x) = \tilde{U}_{(h|r)}(j\omega, x) = \frac{U_{(h|r)}(j\omega, x)}{\sqrt{Z_0}}$$

$$SWR = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{u_{hin} + u_{rück}}{u_{hin} - u_{rück}} = \frac{|a| + |b|}{|a| - |b|} \quad |b| = G \cdot |a|$$

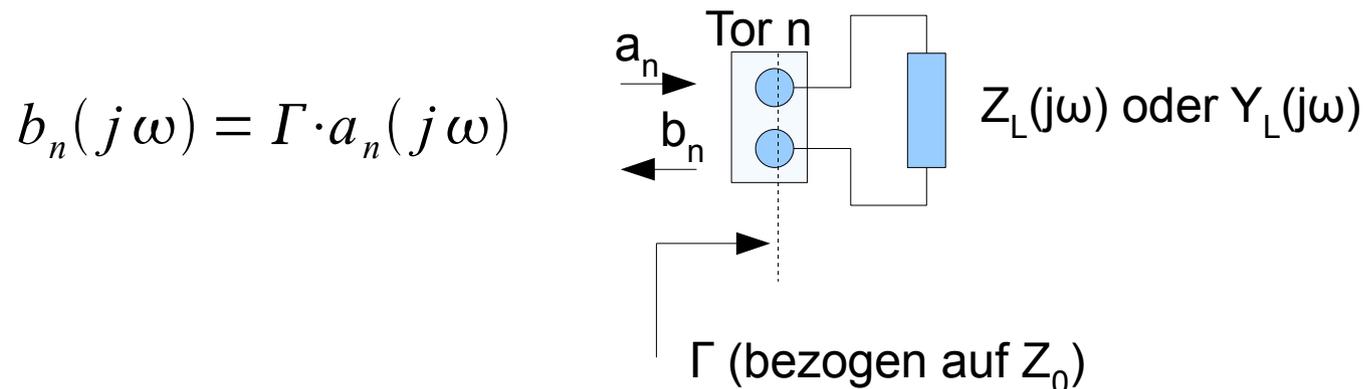
$$SWR = \frac{1+G}{1-G} \quad G = \frac{SWR-1}{SWR+1} \quad (\text{Beispiele})$$

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (8)

Im Bezug auf einen Referenzwiderstand Z_0 kann jeder komplexe Widerstand Z (und jeder komplexe Leitwert Y) auch als komplexer Reflexionsfaktor Γ dargestellt werden.

Z_0 kann dabei auch auch der Wellenwiderstand einer Leitung sein.

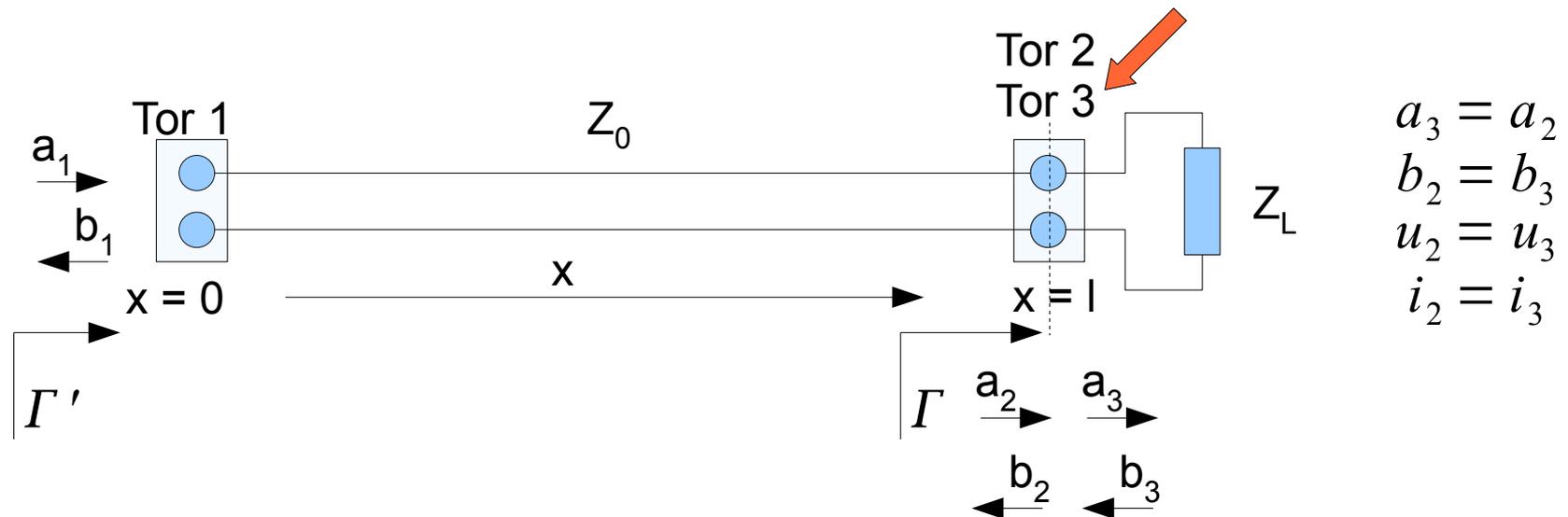
Bei bekanntem (oder festgelegtem) Z_0 sind Z und Γ jeweils ineinander umrechenbar.



soweit die Beschreibung des Leitungsabschlusses und nun ...
die Beschreibung der Leitung zusammen mit dem Abschluß

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (9)

die Beschreibung der Leitung zusammen mit dem Abschluß



Γ ist der Reflexionsfaktor am Lastwiderstand und Γ' der Reflexionsfaktor, der am Leitungseingang erscheint!!!

$$a_2(j\omega) = a_1(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{l}{v}} \quad a_3(j\omega) =$$

$$b_3(j\omega) = \quad b_2(j\omega) = \quad b_1(j\omega) = b_2(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{l}{v}}$$

umgekehrte Richtung
wie bisher: b_2 ist der
Basiswert

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (10)

aus diesen Formeln ergibt sich:

$$\Gamma' = \quad \text{mit } v = k \cdot c \quad v: \text{Phasengeschwindigkeit}$$

Der Reflexionsfaktor am Eingang der Leitung hängt vom
der Leitung und der im Bezug auf die jeweilige ab.

Leitungen, deren elektrischen Längen sich um unterscheiden, zeigen am Eingang den selben Reflexionsfaktor Γ' .

(Veranschaulichung über Distanz für Welle)

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (11)

$$\Gamma' = \Gamma \cdot e^{-j\omega 2\frac{l}{v}} = \Gamma \cdot e^{-j2\beta l}$$

$$|\Gamma'| = G' = |\Gamma| = G$$

Der Betrag des Reflexionsfaktors ändert sich nicht, nur der Winkel.
Aber bitte nicht vergessen, das gilt nur für die vorausgesetzte verlustlose Leitung.

Bei einer verlustbehafteten Leitung werden sowohl die hinlaufende als auch die rücklaufende Welle gedämpft. Allein dadurch wird das Verhältnis der rücklaufenden zur hinlaufenden Welle mit zunehmender Leitungslänge immer kleiner und der Betrag des Reflexionsfaktors am Leitungseingang

$$\Gamma' = \Gamma \cdot e^{-2l(a + j\frac{\omega}{v})} = \Gamma \cdot e^{-2lj\frac{\omega}{v}} \cdot e^{-2la}$$

$$|\Gamma'| = G' = |\Gamma| \cdot e^{-2la} = G \cdot e^{-2la}$$

(Diskussion der Formel)

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (12)

aus Γ' kann die Eingangsimpedanz Z_1 der mit Z_L abgeschlossenen Leitung ermittelt werden:

$$Z_1(j\omega) = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma'}{1 - \Gamma'} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma \cdot e^{-j\omega 2 \frac{l}{v}}}{1 - \Gamma \cdot e^{-j\omega 2 \frac{l}{v}}}$$

$$Z_1(j\omega) = Z_0 \cdot \frac{z_L + j \cdot \tan(\beta l)}{1 + j z_L \tan(\beta l)} \quad \beta = \frac{\omega}{v}$$

Der komplexe Lastwiderstand wird auf eine scheinbare Impedanz am Leitungseingang transformiert.

Obige Formel gilt für die verlustlose Leitung. Bei einer realen Leitung mit geringen Verlusten bei der interessierenden Frequenz kann auch oft so gerechnet werden.

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (12)

von Seite zuvor:

$$Z_1(j\omega) = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma'}{1 - \Gamma'} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma \cdot e^{-j\omega 2 \frac{l}{v}}}{1 - \Gamma \cdot e^{-j\omega 2 \frac{l}{v}}}$$

$$Z_1(j\omega) = Z_0 \cdot \frac{z_L + j \cdot \tan(\beta l)}{1 + j z_L \tan(\beta l)} \quad \beta = \frac{\omega}{v}$$

zum Vergleich:

$$\tilde{Z}(j\omega, x) = \frac{Z(j\omega, x)}{Z_0} = \frac{A(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{x}{v}} + B(j\omega) \cdot e^{j\omega \frac{x}{v}}}{A(j\omega) \cdot e^{-j\omega \frac{x}{v}} - B(j\omega) \cdot e^{j\omega \frac{x}{v}}}$$

Die normierte Impedanz an der Stelle x ergibt sich allein aus den Wellen mit A und B.

Für den Fall, daß die rücklaufende Welle von der hinlaufenden abhängig ist, wird Z in der nachstehenden Gleichung nur und und auf der Leitung bestimmt.

2.3 Leitungen mit Quellen und Lasten, Reflexion und stehende Wellen (13)

Diskussion der Formel – Betrachtung von speziellen Fällen:

$$Z_1(j\omega) = Z_0 \cdot \frac{z_L + j \cdot \tan(\beta l)}{1 + j z_L \tan(\beta l)}$$

Die Periodizität von \tan ist Das bedeutet, daß elektrisch unterschiedlich lange Leitungen, deren elektrische Längen sich um unterscheiden, immer die selbe Eingangsimpedanz zeigen.

$$\text{mit } \beta l = n \cdot \pi, n = 1, 2, 3, \dots \quad Z_1(j\omega) \approx Z_0 \cdot z_L \quad (\text{Bild!})$$

Leitungen mit einer elektrischen Länge von einem ganzzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge zeigen am Eingang eine Impedanz gleich der Lastimpedanz.

$$\text{mit } \beta l = n \cdot \pi / 2, n = 1, 3, 5, \dots \quad Z_1(j\omega) \approx Z_0 / z_L \quad (\text{Bild!})$$

Leitungen mit einer elektrischen Länge von einem ungeradzahligen Vielfachen von $\lambda/4$ zeigen am Eingang eine Impedanz gleich Z_0 / z_L , d. h., Z_L wird „symmetrisch zu Z_0 auf die andere Seite“ transformiert (normierte Impedanz wird zur normierten Admitanz). Das paßt auch zu den Verläufen einer am Ausgang offenen oder kurzgeschlossenen Leitung.

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (1)

am Beispiel der Gleichungen:

$$U(j\omega, x) = \frac{1}{2} [U_l(j\omega) + Z_0 \cdot I_l(j\omega)] \cdot e^{-\gamma(l-x)} + \frac{1}{2} [U_l(j\omega) - Z_0 \cdot I_l(j\omega)] \cdot e^{\gamma(l-x)}$$

$$I(j\omega, x) = \frac{1}{2} \left[\frac{U_l(j\omega)}{Z_0} + I_l(j\omega) \right] \cdot e^{-\gamma(l-x)} - \frac{1}{2} \left[\frac{U_l(j\omega)}{Z_0} - I_l(j\omega) \right] \cdot e^{\gamma(l-x)}$$

hinlaufender Sinus

rücklaufender Sinus

Die gesamte Information über die Wellen steckt sowohl in denwellen als auch in denwellen. Beide sind über Z_0 verkoppelt.

Der Einfachheit halber nachfolgend für reelles Z_0 (u und i in Phase, Zeiger können weglassen werden)

$$\begin{aligned} U_h(j\omega, x) &= Z_0 \cdot I_h(j\omega, x) \\ U_r(j\omega, x) &= Z_0 \cdot I_r(j\omega, x) \end{aligned} \quad P = U \cdot I = \frac{U^2}{Z}$$

$$\begin{aligned} P_h(j\omega, x) &= Z_0 \cdot I_h^2(j\omega, x) = \frac{U_h^2(j\omega, x)}{Z_0} \quad !? \\ P_r(j\omega, x) &= Z_0 \cdot I_r^2(j\omega, x) = \frac{U_r^2(j\omega, x)}{Z_0} \quad !? \end{aligned} \quad P(j\omega, x) =$$

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (2)

$$P_h(j\omega, x) = Z_0 \cdot I_h^2(j\omega, x) = \frac{U_h^2(j\omega, x)}{Z_0}$$

$$P_r(j\omega, x) = Z_0 \cdot I_r^2(j\omega, x) = \frac{U_r^2(j\omega, x)}{Z_0}$$

$$P(j\omega, x) = P_h(j\omega, x) - P_r(j\omega, x) \quad \text{! ?}$$

Berechnung im Zeitbereich (Originalbereich) und auf verlustloser Leitung (warum?):

$$u_h(t, z) = U_h \cos(\omega t - \varphi_{l-zh})$$

$$i_h(t, z) = I_h \cos(\omega t - \varphi_{l-zh}) \quad \varphi_{l-zh} = \frac{l-z}{\lambda_{Ltg}} 2\pi + \varphi_{lh}$$

φ_{l-zh} : jeweiliger Winkelversatz durch den Ort z vor dem Ende mit $z=l$

z : Ort auf der Leitung (in z -Richtung)

l : Länge der Leitung (am Leitungsende gilt $z=l$)

λ_{Ltg} : Wellenlänge auf der Leitung

φ_{lh} : Startwinkel am Leitungsende

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (3)

$$u_r(t, z) = |\Gamma| U_h \cos(\omega t + \varphi_{zr}) \quad |\Gamma| U_h =$$

$$i_r(t, z) = |\Gamma| I_h \cos(\omega t + \varphi_{zr}) \quad |\Gamma| I_h =$$

$$\varphi_{zr} = \frac{l-z}{\lambda_{Ltg}} 2\pi + \varphi_{lr}$$

φ_{zr} : jeweiliger Winkelversatz durch den Ort z vor dem Ende mit $z=l$

z : Ort auf der Leitung (in z -Richtung)

l : Länge der Leitung (am Leitungsende gilt $z=l$)

λ_{Ltg} : Wellenlänge auf der Leitung

φ_{lr} : Startwinkel am Leitungsende

(Erklärung)

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (4)

Verhältnisse am Leitungsende:

$$\varphi_{l-zh} = \frac{l-z}{\lambda_{Ltg}} 2\pi + \varphi_{lh}$$

$$\varphi_{zr} = \frac{l-z}{\lambda_{Ltg}} 2\pi + \varphi_{lr}$$

$$\varphi_{lr}|_{z=l} = \varphi_{l-zh}|_{z=l} + \varphi_{\Gamma}$$

φ_{Γ} : Winkel des Reflexionsfaktors Γ

Der Winkel des Reflexionsfaktors kann zu 0 angenommen werden, da ...

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (5)

$$p(t, z) = u(t, z) \cdot i(t, z)$$

$$p(t, z) =$$

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (6)

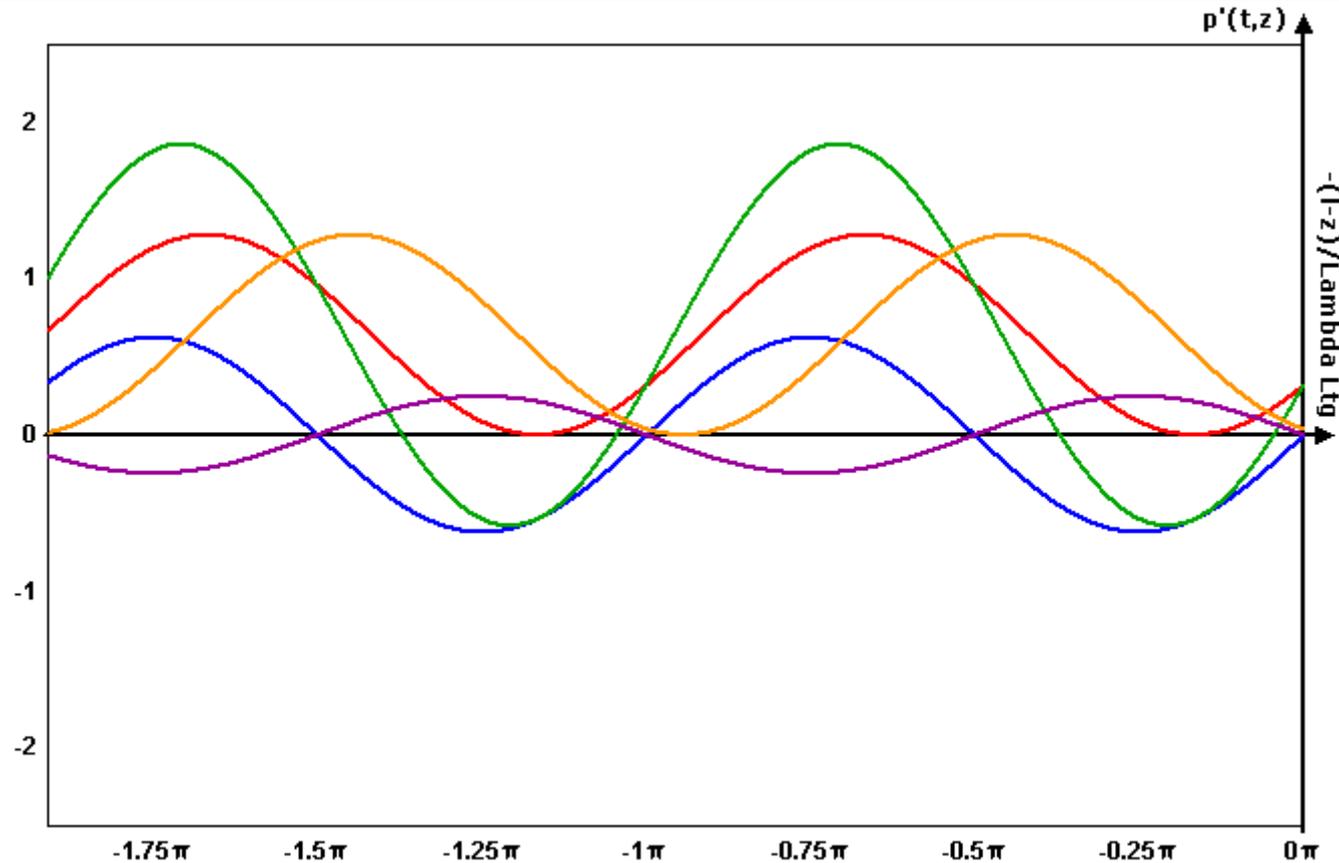
$$p(t, z) =$$



Interpretation I:

Interpretation II:

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (7)



p' ist normiert auf $\frac{1}{2} U_h I_h$.

$G = 0,6$

blau: Summand II

rot: Summand I

grün: Summe aus I und II

violett: Summand II

orange: Summand I

bei $\omega t = \pi / 3$) alles bei dem

bei $\omega t = \pi / 3$) gleichen Zeit-

bei $\omega t = \pi / 3$) punkt

bei $\omega t = \pi / 1,8$) anderer Zeit-

bei $\omega t = \pi / 1,8$) punkt

2.4 Normierte Welle und Leistungen auf Leitungen (8)

HF-Ströme sind meist schlecht zu messen, HF-Spannungen bis zu nicht ganz so hohen Frequenzen meist ganz brauchbar.

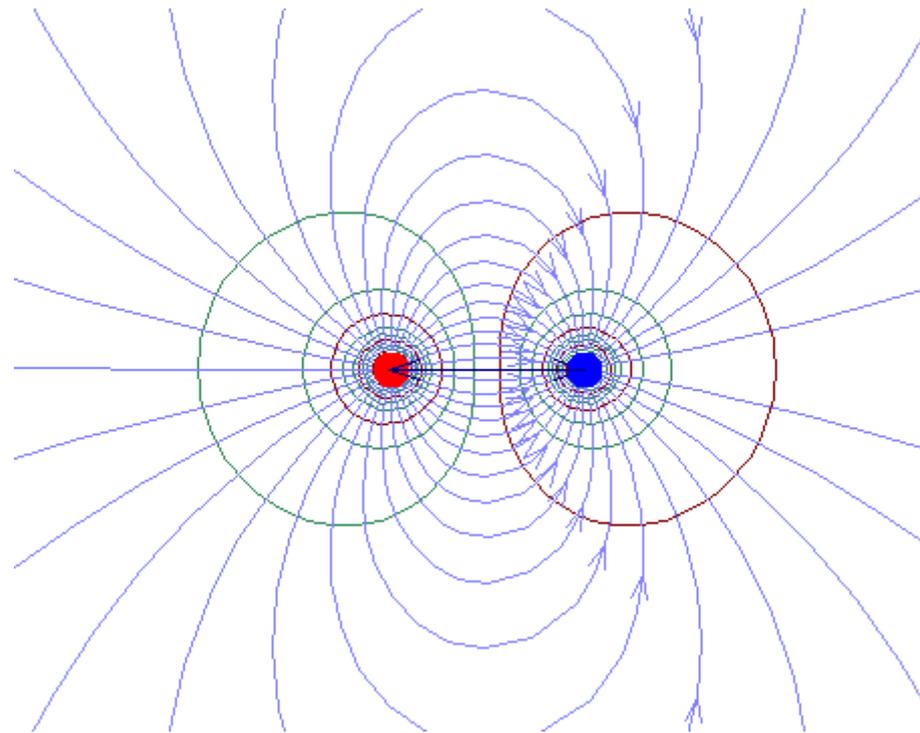
Interessanter sind die Wellen. Bei sehr hohen Frequenzen können oft nur noch diese gemessen werden. Die Messung getrennt nach Richtung bringt mehr Informationen als die summarische Messung.

Über Richtkoppler kann ein bestimmter Anteil jeder Welle selektiv ausgekoppelt und gemessen werden.

(Beispiel und Funktion Richtkoppler)

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (1)

Lecherleitungen – symmetrische Zweidrahtleitung



Quelle: <http://www.schulphysik.de/java/physlet/applets/efeld1.html>

Verschiebungsdichte und magnetische Flußdichte stehen aufeinander,
elektrische Feldstärke steht auf elektrischem Leiter

Wellen breiten sich entlang der Leitung und somit der elektrischen Leiter aus
→ senkrecht zum E- und zum M-Feld → TEM-Welle / Lecherleitung

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (2)

- Lecherleitung und Verallgemeinerung: Leitungen mit TEM-Wellen
 - besteht aus voneinander elektrischen
 - Stromfluß „hin“ und „zurück“ in voneinander
 - Spannungen zwischen voneinander
 - entsprechend dazu sind das elektrische und das magnetische Feld senkrecht zur Längsausdehnung der elektrischen Leiter und senkrecht zueinander
 - Somit findet die Energieausbreitung entlang der Leitung senkrecht zum elektrischen und senkrecht zum magnetischen Feld statt → TEM-Welle
 - Die Energie des elektrischen Feldes wird in der gespeichert.
 - Die Energie des magnetischen Feldes wird in der gespeichert.
 - Das bildet die Brücke zur Betrachtung der Wellenausbreitung hergeleitet aus den Maxwell'schen Gleichungen.

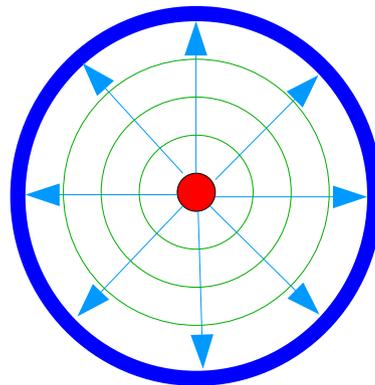
2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (3)

Energiefluß durch Poyntingvektor gegeben

$$S = E \times H \quad (\text{Interpretation})$$

.....

Lecherleitung und Koaxialkabel



Verschiebungsdichte und magnetische Flußdichte stehen senkrecht aufeinander, elektrische Feldstärke steht senkrecht auf elektrischem Leiter

Wellen breiten sich senkrecht zum E- und zum M-Feld aus → TEM-Welle
Wenn z die Achse der Leitung ist, dann sind $H_z=0$ und $E_z=0$.

(Handhabung der Achsen in der Literatur!)

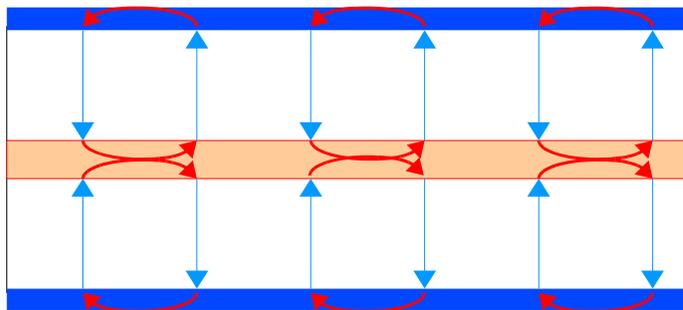
2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (4)

Hohlleiter

ist jedenfalls keine Lecherleitung – keine eindeutigen Größen I und U , die mit den Feldern verknüpft sind, Energiespeicherung im magn. Feld nicht durch Induktivität darstellbar, Energiespeicherung im el. Feld nicht durch Kapazität darstellbar!

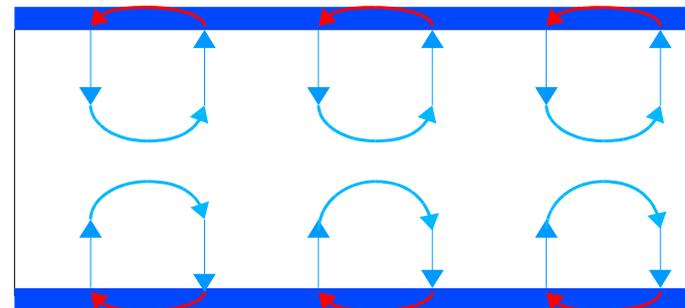
elektromagnetisches Feld dringt in metallisches Rohr ein \rightarrow EM Feld bildet sich aus
 \rightarrow aber was passiert, breitet sich das Feld aus? Entsteht eine Welle?
Im Freiraum breitet sich EM Welle auch aus, warum nicht auch im Inneren eines metallischen Rohres?

Koaxialleitung, „von oben“



keine Feldkomponente

Hohlleiter „Rohr“, „von oben“

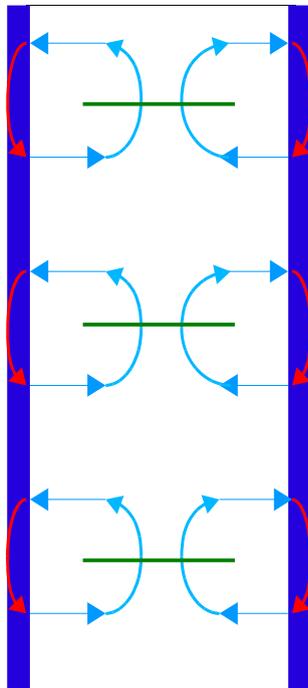


..... Komponente des elektrischen Feldes

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (5)

Hohlleiter

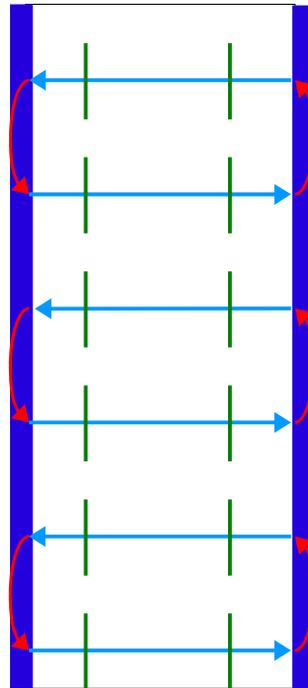
E H



E_{11} -Welle

E-Welle = TH-Welle

E H



H_{10} -Welle

H-Welle = TE-Welle

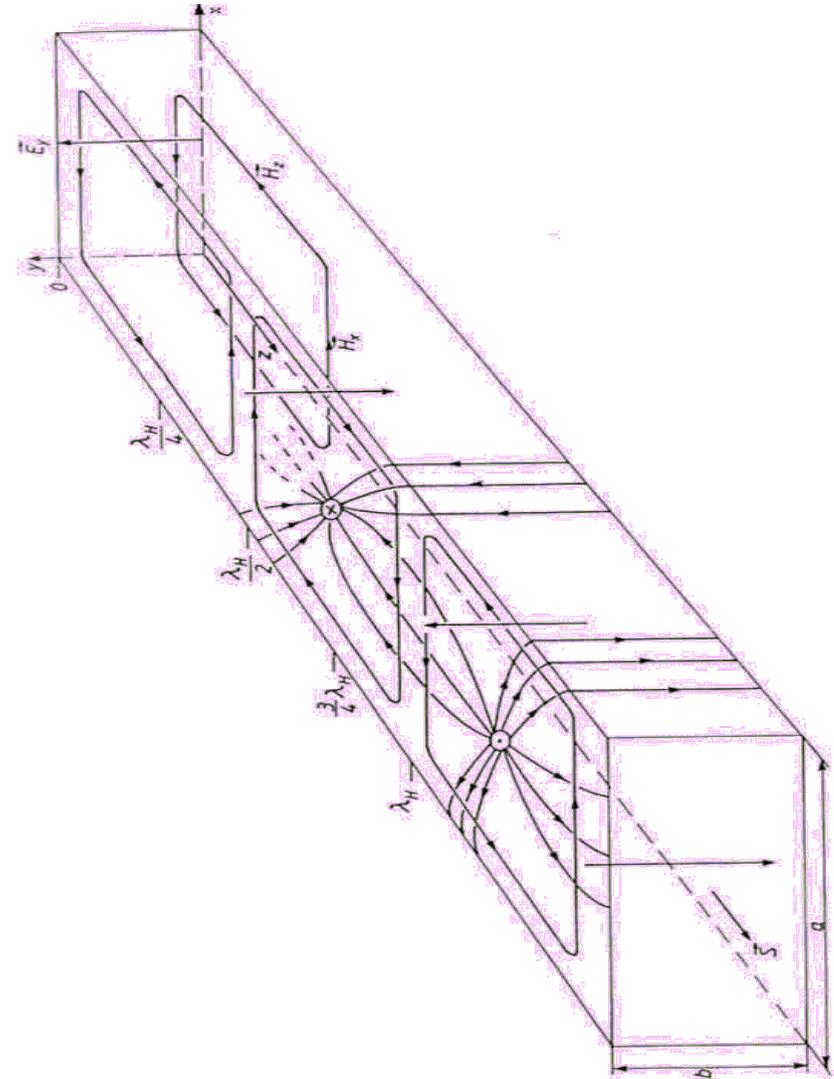
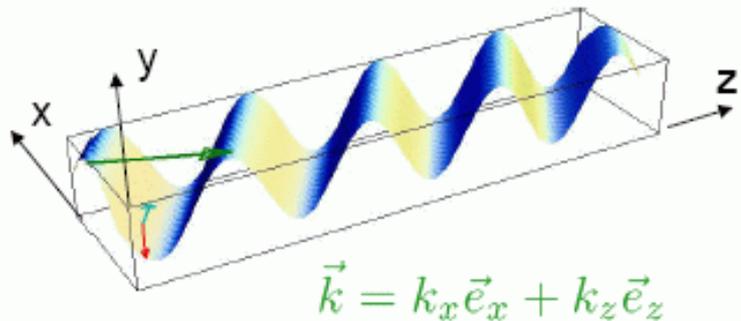


Bild 6.3-3 Prinzipieller Verlauf einiger Wandströme bei der H_{10} -Welle

Quelle: fh-friedberg, geissler

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (6)

Ebene Welle im Hohlleiter



$$\underline{\vec{E}} = (\underline{E}_0 \vec{e}_y) e^{-jk_x x - jk_z z}$$

$$\underline{\vec{H}} = \frac{1}{\omega \mu} (\vec{k} \times \underline{\vec{E}})$$

$$= (\underline{H}_{0x} \vec{e}_x + \underline{H}_{0z} \vec{e}_z) e^{-jk_x x - jk_z z}$$

Randbedingungen $\underline{\vec{E}}_{\text{tang}} \stackrel{!}{=} \underline{\vec{0}}; \underline{H}_{\text{norm}} \stackrel{!}{=} \underline{\vec{0}}$

Boden-/Deckflächen: $\underline{\vec{E}}_{\text{tang}} = \underline{E}_x \vec{e}_x + \underline{E}_z \vec{e}_z; \underline{H}_{\text{norm}} = \underline{H}_y$

Seitenflächen: $\underline{\vec{E}}_{\text{tang}} = \underline{E}_y \vec{e}_y + \underline{E}_z \vec{e}_z; \underline{H}_{\text{norm}} = \underline{H}_x$

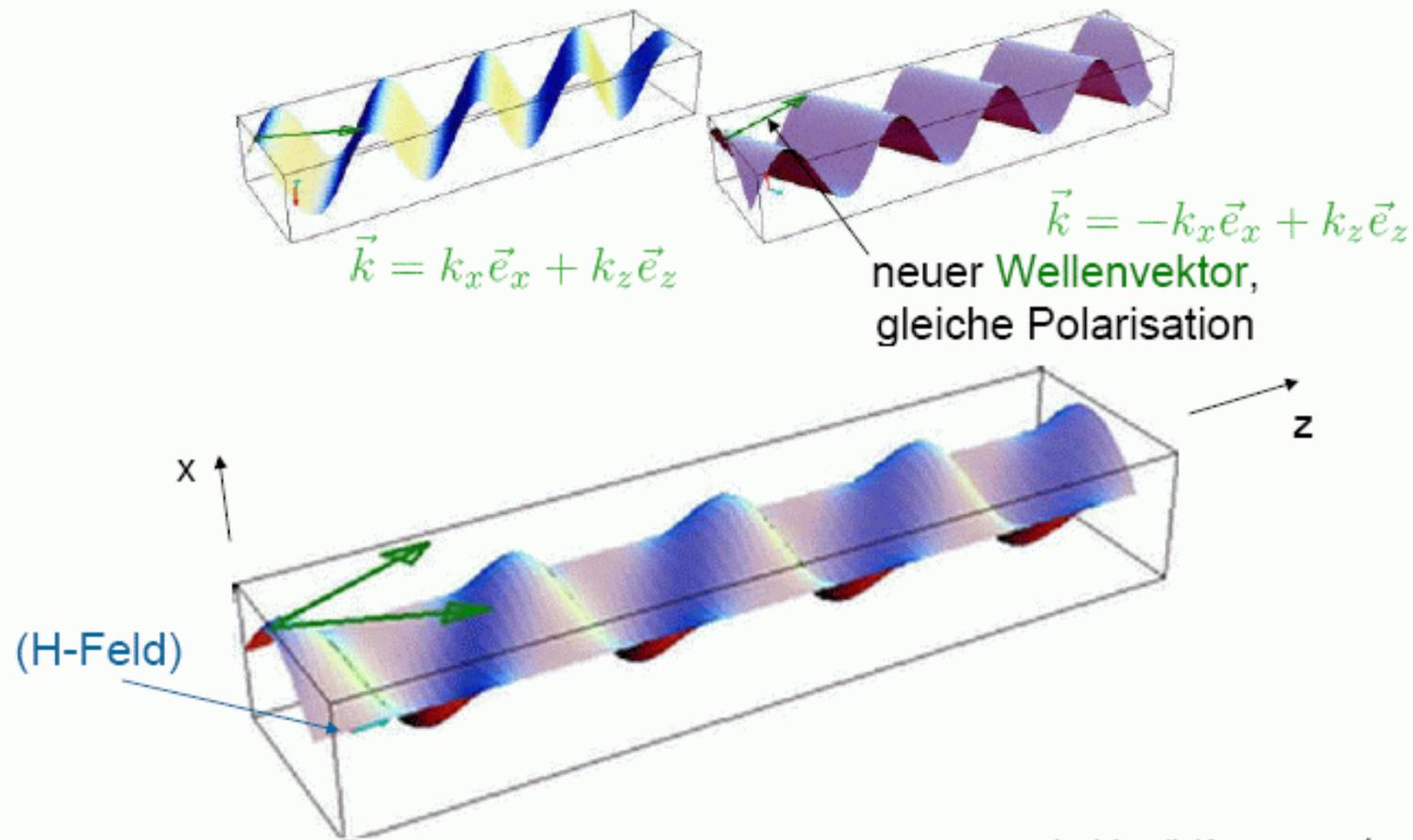
Felder & Komponenten II

Quelle: ETHZ, Pascal Leuchtmann

Copyright: Pascal Leuchtmann

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (7)

Superposition von zwei Wellen (E-Feld)



Quelle: ETHZ, Pascal Leuchtmann

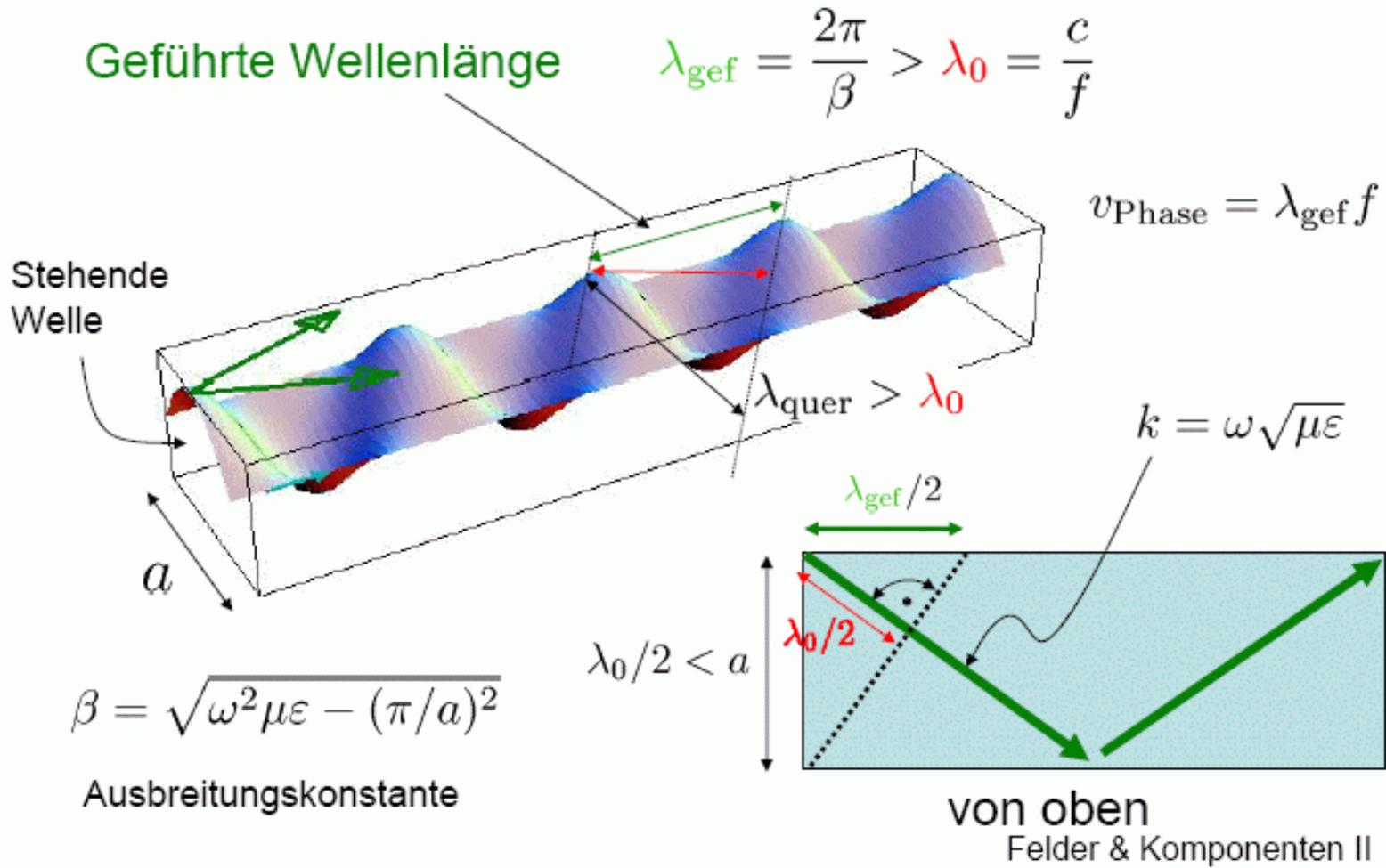
Copyright: Pascal Leuchtmann

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (8)

- Hohlleiter:
 - Betrachtung der Randbedingungen phänomenologisch:
 - senkrecht ausgerichtetes-Feld
 - leitfähige Flächen „oben“ und „unten“ passen dazu,-Feld steht senkrecht darauf.
 - leitfähige Flächen „links“ und „rechts“ passen nicht dazu,-Feld darf nicht parallel auf der Oberfläche verlaufen.
 - Zwei schräg zueinander verlaufende Wellen bilden ein
mit periodisch wiederkehrenden ruhigen Zonen parallel zur Winkelhalbierenden.
Dort können metallische Oberflächen angeordnet werden, ohne die Randbedingungen für das-Feld zu verletzen.

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (9)

Projizierte "Wellenlängen"



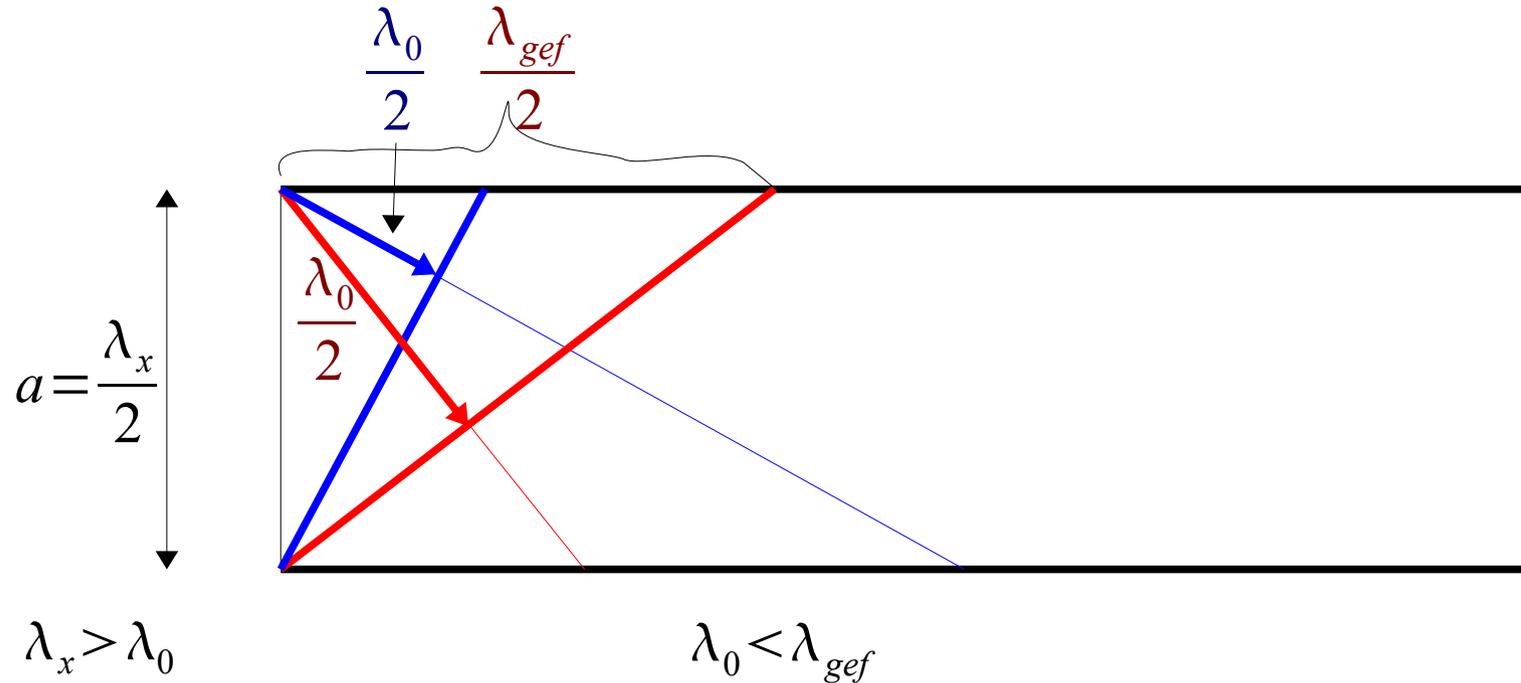
Quelle: ETHZ, Pascal Leuchtmann

Copyright: Pascal Leuchtmann

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (10)

Hohlleiter

Diskussion der einzelnen λ :



$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \rightarrow c = \lambda_0 \cdot f \quad c = \lambda_0 \cdot f \quad v_{Phase} = \lambda_{gef} \cdot f$$

- Grenzfrequenz f_c

$$c < v_{Phase}$$

$$\lambda_c = 2 \cdot a \quad f_c = \frac{c}{2 \cdot a}$$

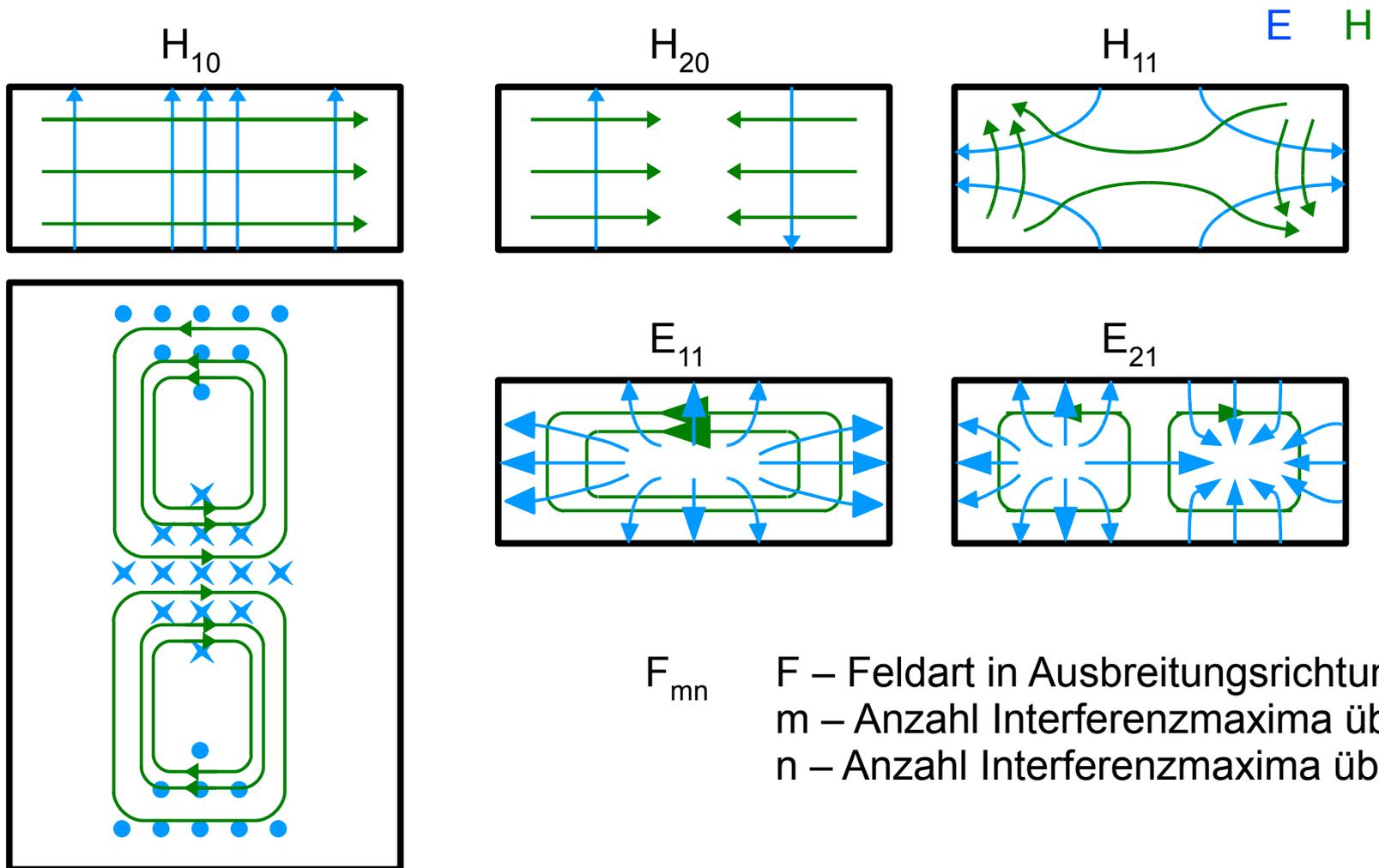
- dispersiver Wellenleiter

$$a = n \cdot \lambda_x / 2$$

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (11)

Hohlleiter

einige Wellentypen im Rechteckhohlleiter

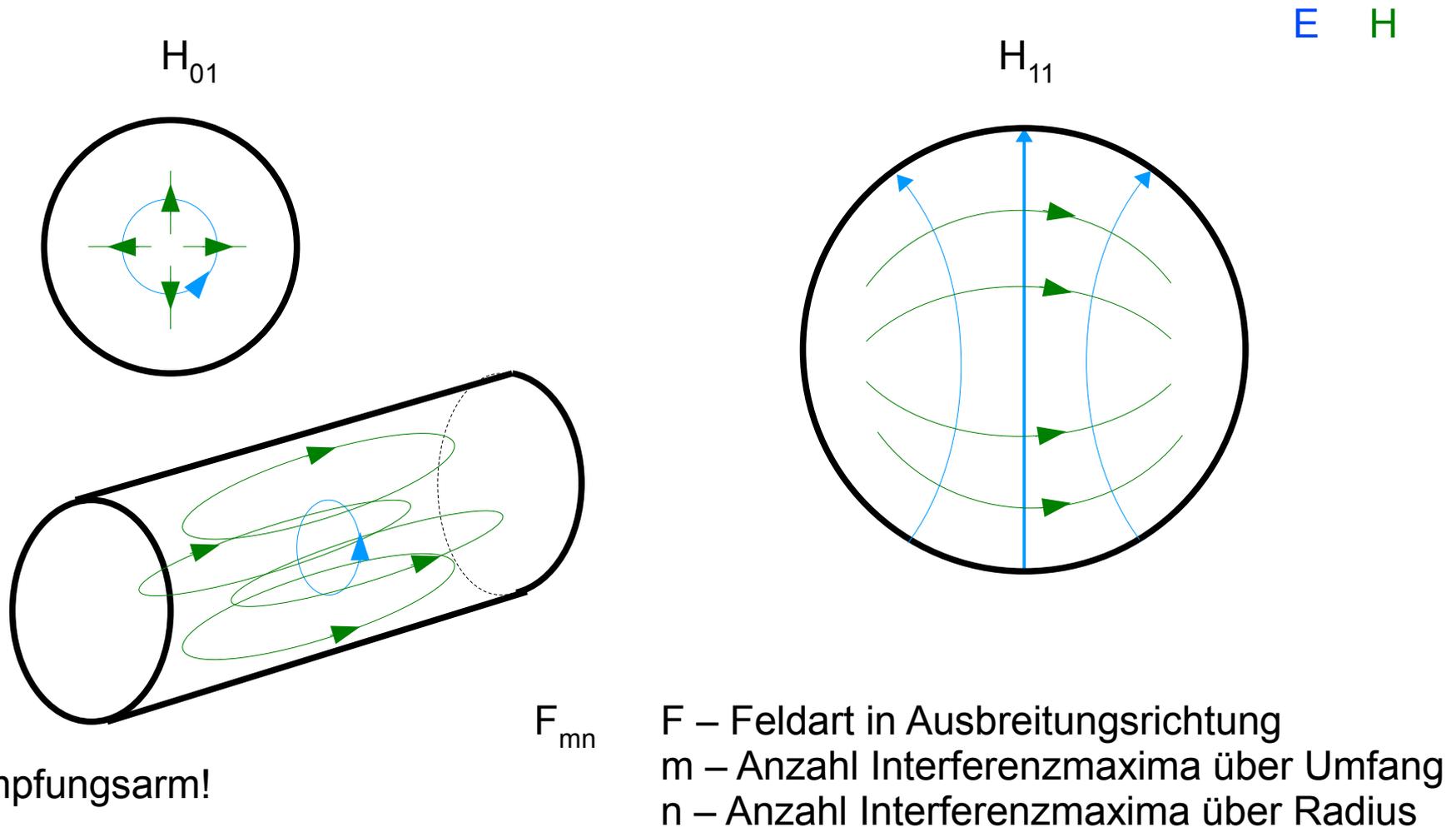


F_{mn} F – Feldart in Ausbreitungsrichtung
 m – Anzahl Interferenzmaxima über x
 n – Anzahl Interferenzmaxima über y

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (12)

Hohlleiter

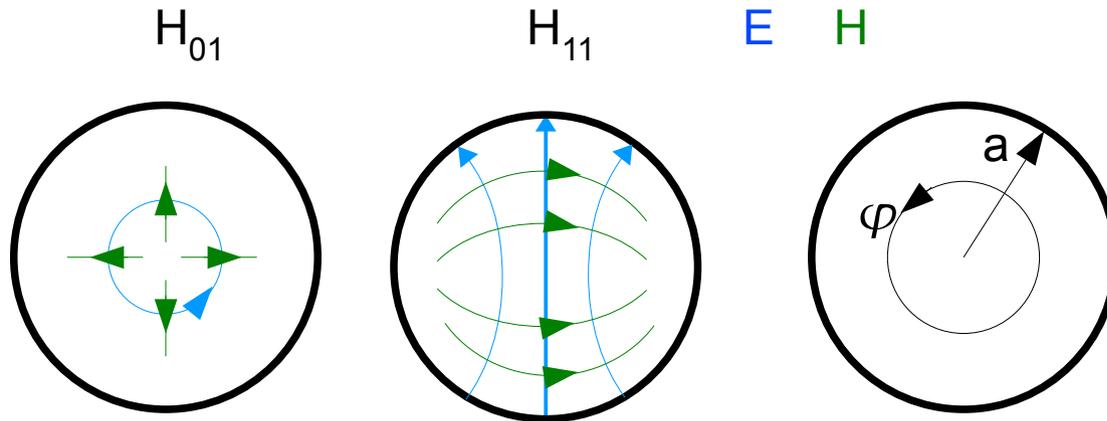
Beispiel für Feld im zylindrischen Hohlleiter



2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (13)

Hohlleiter

Grenzfrequenzen beim Rundhohlleiter - H-Moden



für H-Moden!!!

$$\lambda_{c,mn} = \frac{2\pi a}{x'_{mn}}$$

$$f_{c,mn} = \frac{c \cdot x'_{mn}}{2\pi a}$$

m \ n	1	2	3
	x'_{m1}	x'_{m2}	x'_{m3}
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,045	6,706	9,970

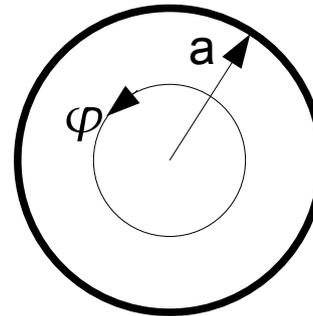
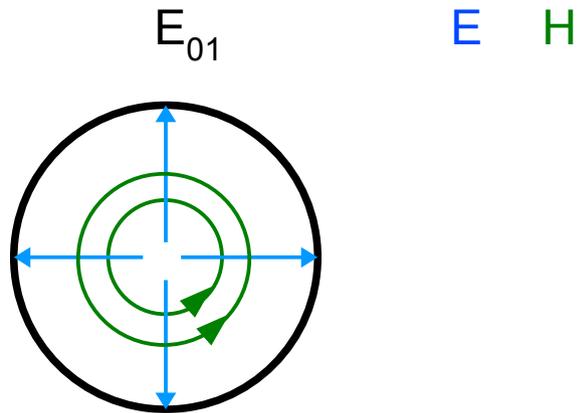
z.B. $\lambda_{c,11} = \frac{2\pi a}{1,841} \approx 3,41 \cdot a$

F_{mn} F – Feldart in Ausbreitungsrichtung
 m – Anzahl Interferenzmaxima über Umfang
 n – Anzahl Interferenzmaxima über Radius

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (14)

Hohlleiter

Grenzfrequenzen beim Rundhohlleiter - E-Moden



für E-Moden!!!

$$\lambda_{c, mn} = \frac{2\pi a}{x_{mn}}$$

$$f_{c, mn} = \frac{c \cdot x_{mn}}{2\pi a}$$

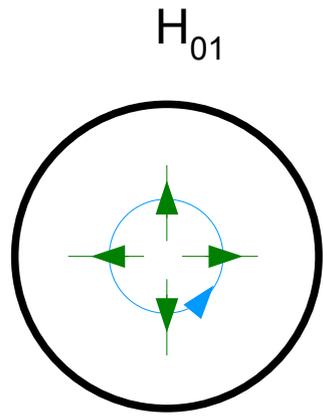
m \ n	1	2	3
	x_{m1}	x_{m2}	x_{m3}
0	2,405	5,520	8,654
1	3,832	7,016	10,174
2	5,135	8,417	11,620

F_{mn} F – Feldart in Ausbreitungsrichtung
 m – Anzahl Interferenzmaxima über Umfang
 n – Anzahl Interferenzmaxima über Radius

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (15)

Hohlleiter

Grenzfrequenzen beim Rundhohlleiter - Vergleich



dämpfungsarm!

H_{11}	3,41	$\uparrow \frac{\lambda_c}{a}$ $\downarrow (f_c)$
E_{01}	2,61	
H_{21}	2,06	
H_{01} E_{11}	1,64	
H_{31}	1,46	

$$\lambda_{c,E,mn} = \frac{2\pi a}{x_{mn}}$$

$$\lambda_{c,H,mn} = \frac{2\pi a}{x'_{mn}}$$

$$\frac{\lambda_{c,E,mn}}{a} = \frac{2\pi}{x_{mn}}$$

$$\frac{\lambda_{c,H,mn}}{a} = \frac{2\pi}{x'_{mn}}$$

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (16)

- Hohlleiter:
 - Kein und keine als Grundlage, sondern elektrisches und magnetisches Feld
 - Leitungsvorgänge bei Hohlleitern nur über beschreibbar
 - Hochpasscharakteristik
 - Rechteckhohlleiter
 - f_c aus größter lichter Weite: $a > \lambda/2$
 - H_{10} – Mode bei tiefster Frequenz
 - bei $\lambda < \lambda_c/2$ und / oder die kleinere lichte Weite (b) $> \lambda/2$ → weitere bilden sich aus (Begründung für
 - dispersives Übertragungsverhalten
 - Verluste vorwiegend durch und innere des Hohlleiters, evtl. noch durch Dielektrikum
 - Verhältnisse im Rundhohlleiter analog zum Rechteckhohlleiter
 - Rundhohlleiter günstig für drehbare Kupplungen

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (17)

- Hohlleiter:
 - Frequenzen beim Rechteckhohlleiter, ab denen sich Moden ausbilden
 - Wenn ($m = 0$ oder) $n = 0$: einfach → lineare Ausdehnung, Abstand = $\lambda/2$
 - Anderenfalls evtl. etwas komplizierter, da die stehenden Wellen „um die Ecke gehen“ (siehe Bild 4.4(11))

$$f_{g, mn} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{m}{2a}\right)^2}$$

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (18)

- Hohlleiter:
 - Wellenwiderstand – aus Feldverhältnissen berechenbar

$$Z_{HH} = \frac{377 \Omega}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{377 \Omega}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

Z_{HH} : Wellenwiderstand
Hohlleiter, H – Welle

$$Z_{HE} = 377 \Omega \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} = 377 \Omega \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

Z_{HE} : Wellenwiderstand
Hohlleiter, E – Welle

(Diskussion Frequenzabhängigkeit, Moden)

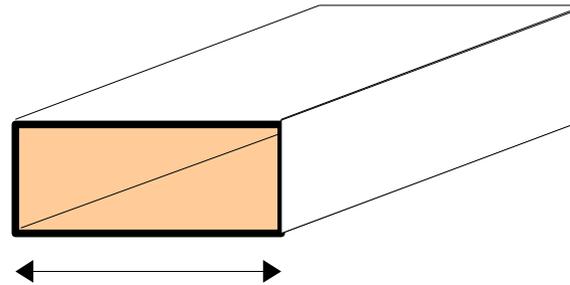
2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (19)

- Hohlleiter:
 - Eindeutigkeit der Energieausbreitung → genau Wellenmode

Rechteckhohlleiter:

- nur eine Mode:

$$a > \frac{\lambda}{2} > \frac{a}{2} \quad (\text{Näherung})$$



- eindeutige Orientierung:

$$\frac{\lambda}{2} > b$$

- üblicherweise: $b \sim \frac{a}{2}$

$$\frac{\lambda_c}{1,25} \geq \lambda_B \geq \frac{\lambda_c}{1,9}$$

$$1,25 \cdot f_c \leq f_B \leq 1,9 \cdot f_c$$

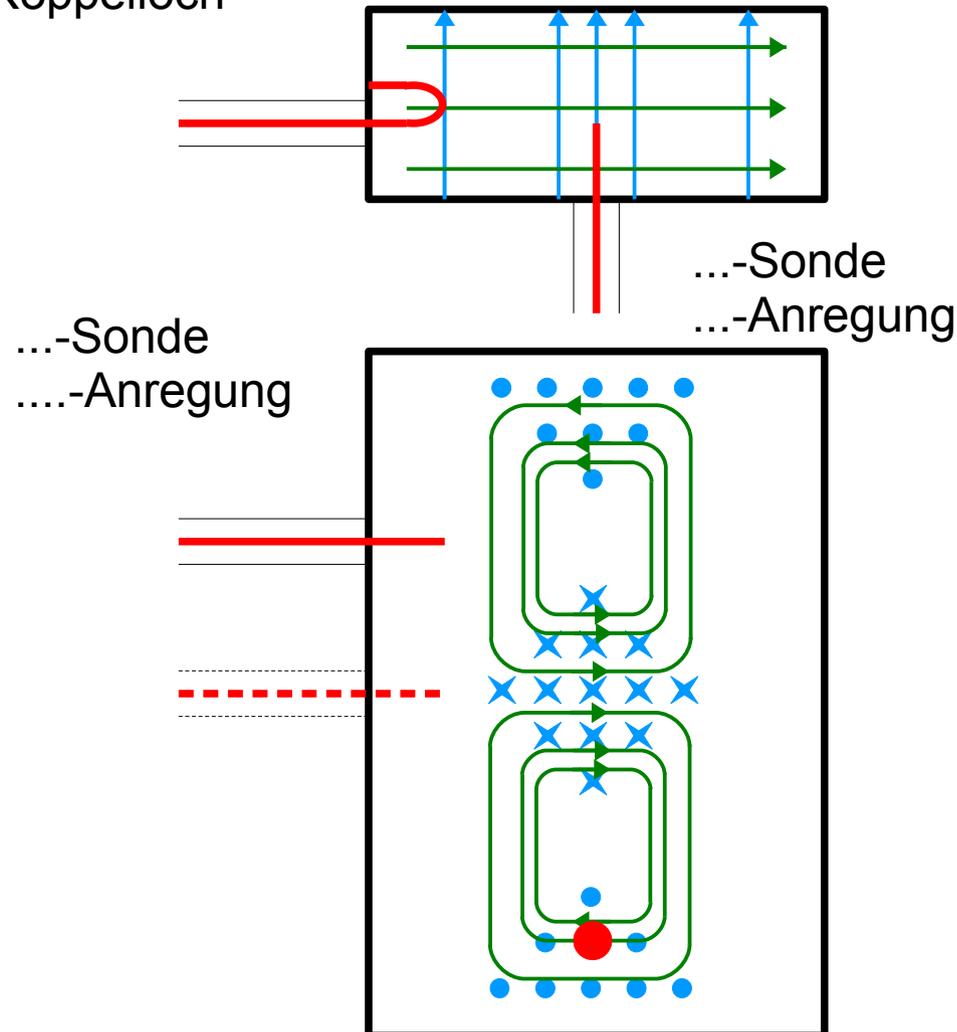
2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (20)

- Hohlleiter:
 - hohe übertragbare Leistungen im GHz-Bereich
 - geringe Dämpfung

Frequenzbereich (H ₁₀ -Welle) GHz	Grenz-Frequenz (H ₁₀ -Welle) GHz	IEC-153	Band	Hohlleiterinnenmaße in mm		Dämpfung bei Kupferhohlleiter		Max. zulässige Spitzenleistung (zwischen f _{min} und f _{max}) MW
				Breite a	Höhe b	α theor. GHz	dB/m	
1,14 ... 1,73	0,908	R14	L	165,1	82,55	1,36	0,00522	12,0 ... 17,0
1,45 ... 2,20	0,158	R18	D	129,5	64,77	1,74	0,00749	7,5 ... 11,0
1,72 ... 2,61	1,375	R22	-	109,2	54,61	2,06	0,00970	5,2 ... 7,5
2,17 ... 3,30	1,737	R26	-	86,36	43,18	2,61	0,0138	1,4 ... 4,8
2,60 ... 3,95	2,080	R32	S	72,14	34,04	3,12	0,0189	2,2 ... 3,2
3,22 ... 4,90	2,579	R40	A	58,17	29,08	3,87	0,0249	1,6 ... 2,2
3,94 ... 5,99	3,155	R48	G	47,55	22,14	4,73	0,0355	0,94 ... 1,32
4,64 ... 7,05	3,714	R58	C	40,39	20,19	5,57	0,0431	0,79 ... 1,0
5,38 ... 8,17	4,285	R70	J	34,85	15,79	6,46	0,0576	0,56 ... 0,71
6,57 ... 9,99	5,260	R84	H	28,49	12,62	7,89	0,0794	0,35 ... 0,46
7,00 ... 11,0	5,790	-	T	25,90	12,95	8,40	0,0869	0,33 ... 0,43
8,20 ... 12,5	6,560	R100	X	22,86	10,16	9,84	0,110	0,20 ... 0,29
9,84 ... 15,0	7,873	R120	M	19,05	9,525	11,8	0,133	0,17 ... 0,23
11,9 ... 18,0	9,490	R140	P	15,79	7,899	14,2	0,176	0,12 ... 0,16
14,5 ... 22,0	11,578	R 180	N	12,95	6,477	17,4	0,238	0,080 ... 0,107
17,6 ... 26,7	14,080	R 220	K	10,68	4,318	21,1	0,370	0,043 ... 0,058
21,7 ... 33,0	17,368	R 260	-	8,636	4,318	26,1	0,435	0,034 ... 0,048
26,4 ... 40,0	21,100	R 320	R	7,112	3,556	31,6	0,583	0,022 ... 0,031
32,9 ... 50,1	26,350	R 400	Q	5,690	2,845	39,5	0,815	0,014 ... 0,020
39,2 ... 59,6	31,410	R 500	F	4,775	2,388	47,1	1,06	0,011 ... 0,015
49,8 ... 75,8	39,900	R 620	M	3,759	1,880	59,9	1,52	0,0063 ... 0,0090
60,5 ... 91,9	48,400	R 740	E	3,099	1,549	72,6	2,03	0,0042 ... 0,0060
73,8 ... 112,0	59,050	R 900	W	2,540	1,270	88,6	2,74	0,0030 ... 0,0041
92,2 ... 140,0	73,840	R 1200	V	2,032	1,016	111,0	3,82	0,0018 ... 0,0026
114,0 ... 173	90,845	R 1400	T	1,651	0,826	136,3	5,21	0,0012 ... 0,0017

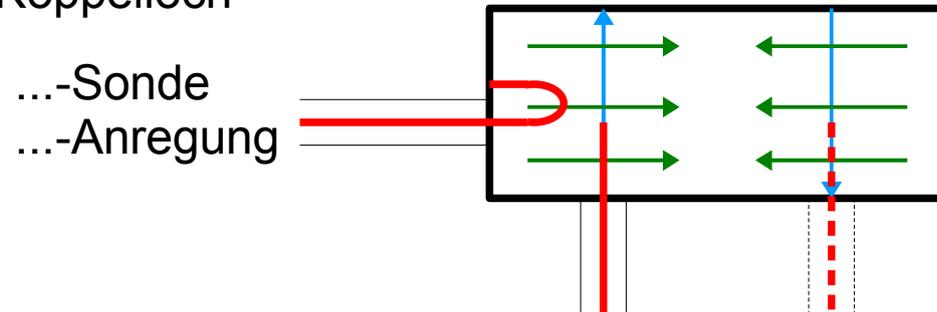
2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (21)

- Hohlleiter:
 - Kopplung von / nach anderen Wellenleitern – Koppelstift, Koppelschleife, Koppelschlitz, Koppelloch



2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (22)

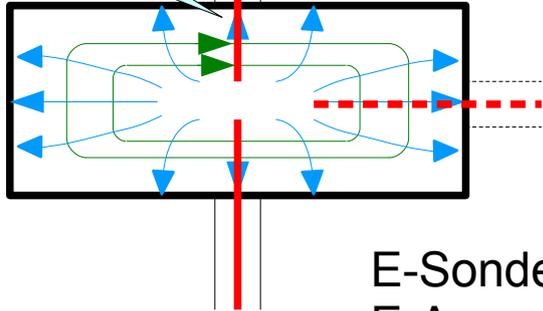
- Hohlleiter:
 - Kopplung von / nach anderen Wellenleitern – Koppelstift, Koppelschleife, Koppelschlitz, Koppelloch



...-Sonde
...-Anregung

**Schleife von
Schmalseite
gesehen !!!**

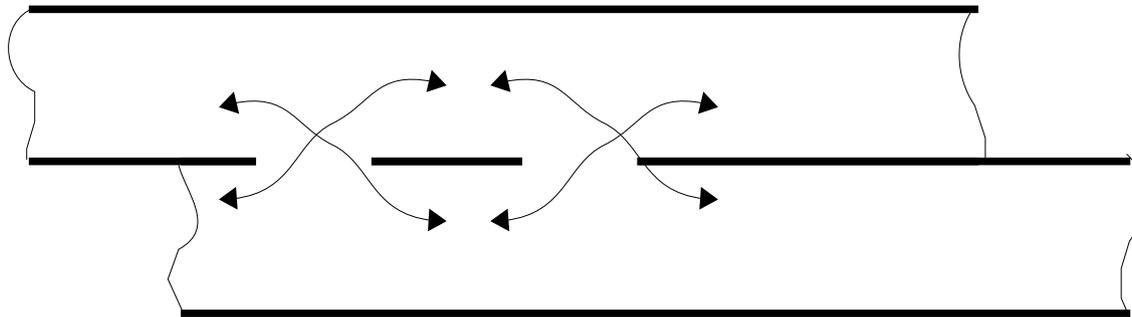
H-Sonde
H-Anregung



E-Sonde
E-Anregung

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (23)

- Hohlleiter:
 - Kopplung von / nach anderen Wellenleitern – Koppelstift, Koppelschleife, Koppelschlitz, Koppelloch



2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen – Rohre als HF-Leitung (24)

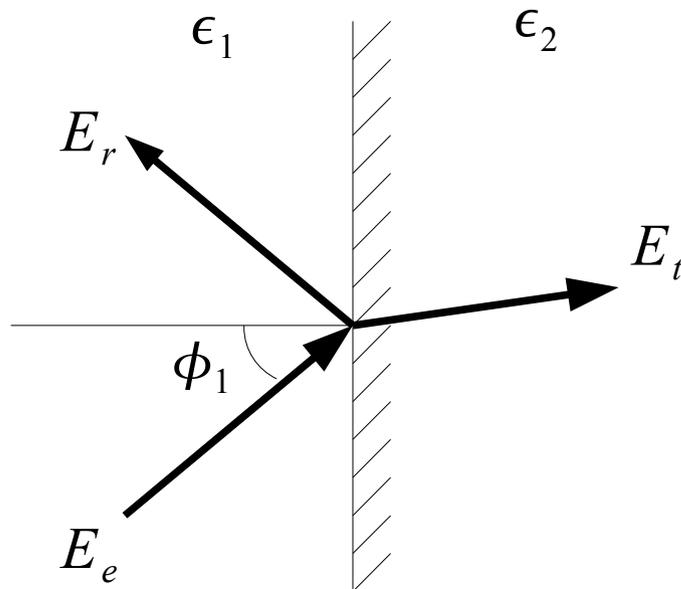
- Hohlleiter:
 - Abschluss Kurzschluss → Platte,
 - Abschluss offen → offener HL (praktische Einschränkung))
 - reflexionsfreier Abschluss – Dämpfungskeil / -Pyramide („Sumpf“)
 - Symmetrie
 - allmählicher Übergang, Länge sollte 2λ betragen
 - Material mit hohen Verlusten

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen (25)

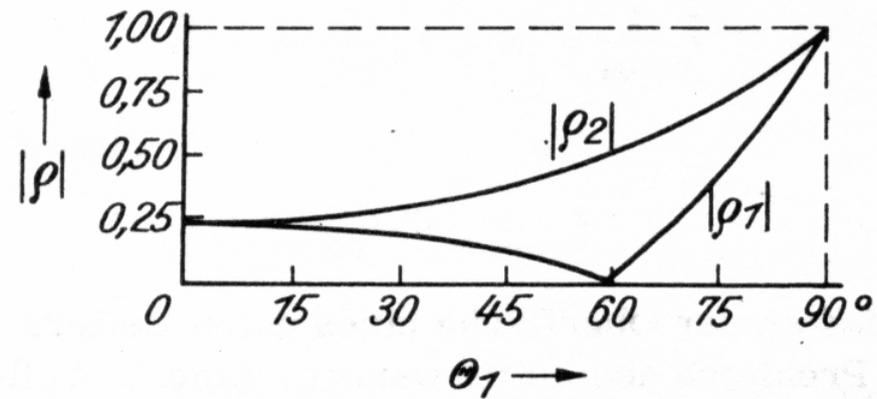
- Oberflächenwellenleiter
 - Leiter mit aufliegender Schicht Dielektrikum (dünn)
 - Wellenführung in Richtung entlang des Leiters
 - ungestörtes Feld bis zum Abstand von ca. 2λ → Wellenlänge genügend klein
 - Feldstärke nimmt senkrecht zur Grenzschicht exponentiell ab
 - Anwendung:,

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen (26)

- Hier noch angemerkt: Reflexion an dielektrischen Grenzschichten
 - spielt in bestimmten Fällen Rolle bei Wellenführung



E: ebene Welle



Betrag des Reflexionsfaktors an einer dielektrischen Trennfläche für $\epsilon_1 = \epsilon_0$ und $\epsilon_2 = 2,56 \epsilon_0$
 ζ_1 für Parallelpolarisation
 ζ_2 für senkrechte Polarisation

Quelle: Collin: Grundlagen der Mikrowellentechnik

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen (27)

- Hohlleiter und dielektrische Grenzschichten:

Bezüge zum LWL

- Schwingungsmoden
- Reflexion an Grenzschicht
- Multimoden-LWL, Single Moden LWL
- Wellenlängendispersion
- Modendispersion

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen (28)

- Streifenleitungen
 - Spezialfall sind Mikro-Streifenleitungen
 - einfach auf gedruckten Schaltungen, hier Formeln für dünne Beläge

$$\frac{b}{d} < 1: \quad Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{d}{b} + 0,25 \frac{b}{d} \right)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{rel} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rel} - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{d}{b} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \left(\frac{b}{d} \right) \right)^2 \right]$$

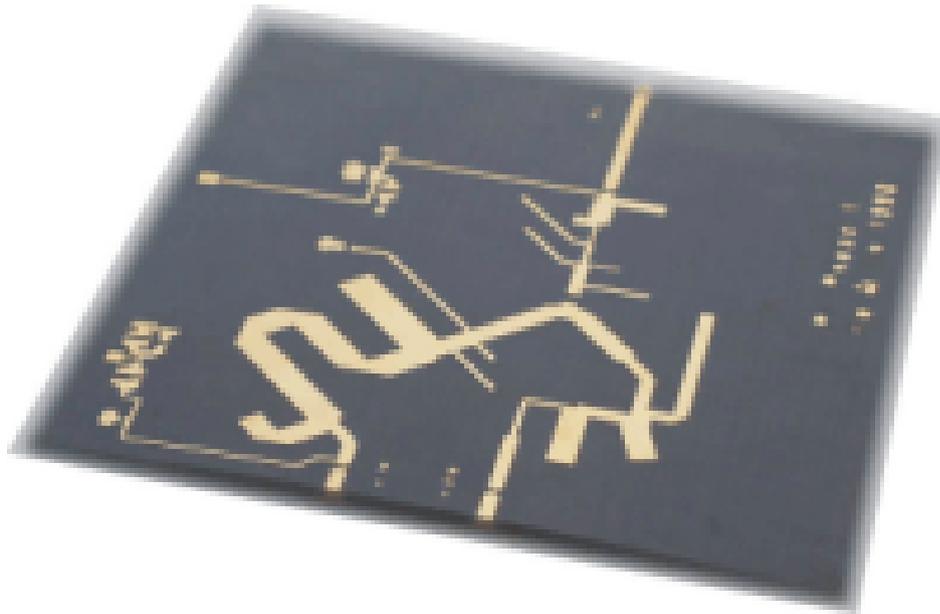
$$\frac{b}{d} \geq 1: \quad Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{b}{d} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{b}{d} + 1,444 \right) \right]}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{rel} + 1}{2} - \frac{\epsilon_{rel} - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{d}{b} \right)^{-1/2}$$

Quelle: I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line",
Microwaves, May 1977, pp. 174-182

2.5 Felder bei verschiedenen Bauformen von Leitungen (29)

- Streifenleitungen
 - Spezialfall sind Mikro-Streifenleitungen



Quelle: <http://www.emst.tuwien.ac.at>

2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren - funktioniert das? (1)

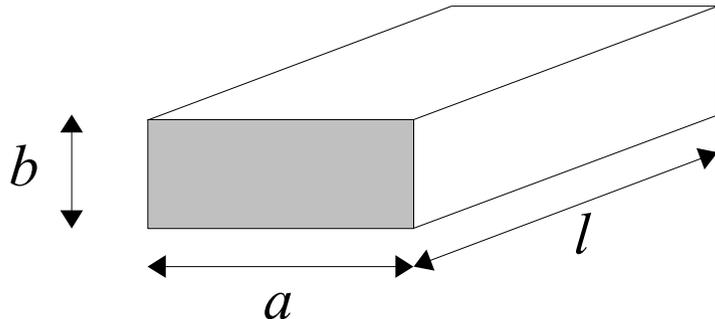
- Transformation
 - TEM-Leitungen (Lecherleitung, Koaxkabel)
 - nach 4.3 (13)
 - genaue Transformation für Längen $\neq n * \lambda/4$ – siehe Smith-Diagramm
 - Hohlleiter
 - analog dazu
 - Frequenzabhängigkeit von Z_0 !
 - Abhängigkeit zwischen Schwingungsmode und Geometrie

2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren - funktioniert das? (2)

- Resonatoren
 - Lecherleitung
 - Parallelschwingkreis – R ist
 - nach 4.3 (13) Längen berechnen bei Kabelausgang offen / kurzgeschlossen
 - Periodizität
 - Serienschwingkreis – R ist
 - nach 4.3 (13) Längen berechnen bei Kabelausgang offen / kurzgeschlossen
 - Periodizität
 - Impedanz- bzw. Admitanzverlauf ähneln in der Nähe der Resonanzfrequenz dem jeweiligen Verlauf der Werte bei (R)LC-Schwingkreisen.

2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren - funktioniert das? (3)

- Resonatoren
 - Hohlleiter
 - analog zur Lecherleitung
 - stehende Welle(n) im an beiden Ende kurzgeschlossenem Hohlleiterstück
 - jeweils n mal 1/2 Leitungswellenlängen Ausdehnung in z-Richtung:
x- und y-Komponente der elektrischen Feldstärke = 0



Phasenkonstante

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

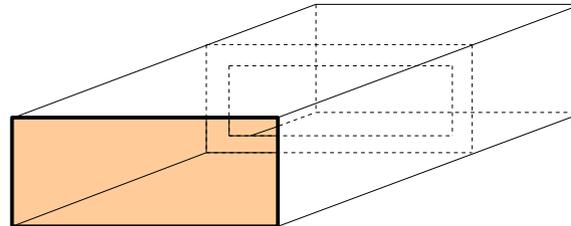
$$k_0 = 2\pi f_0 / c$$

stehende Welle bei: $\beta_{mn} = \frac{p\pi}{l} \longrightarrow k_0 = k_{mnp} = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}$
 $p = 1, 2, 3, \dots$

$$f_{r, mnp} = \frac{c \cdot k_{mnp}}{2\pi} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{p}{2l}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{m}{2a}\right)^2}$$

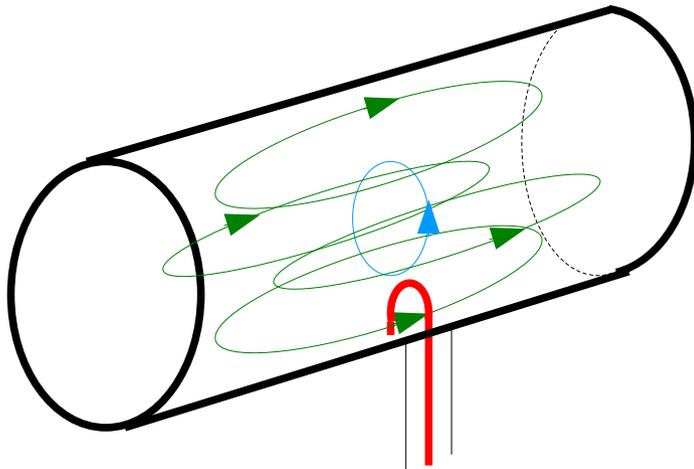
2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren - funktioniert das? (4)

- Resonatoren
 - Hohlleiter
 - Blende im Hohlleiter entspricht Parallelresonanzkreis
 - bei Frequenzen $\neq f_0$ kapazitive oder induktive Parallelschaltung



2.6 Leitungen als Transformatoren und Resonatoren - funktioniert das? (5)

- Resonatoren
 - Hohlleiter
 - Beispiel: beidseitig geschlossener Rundhohlleiter
Anregung der H_{011} -Schwingungsmode



Ort und Gestaltung der Einkopplung!

$$f_{r,H011} = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{2x'_{01}}{D}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l}\right)^2}$$

D – Durchmesser Resonator

l – Länge Resonator

$$x'_{01} = 3,832$$

m	x'_{m1}	x'_{m2}	x'_{m3}
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,045	6,706	9,970

2.x Leitungen nochmal in der Übersicht

- und los geht es