

HOCHFREQUENZTECHNIK

PROF. DR.-ING. ROMAN GRUDEN

DHBW
Stuttgart

Elektrotechnik

Kurs:
TEL13GR1
6. Semester

INHALT

1. Einführung
2. Grundlagen
3. Leitungstheorie
4. Leitungstypen
5. Ersatzschaltbilder passiver Bauelemente
6. Antenneneffekt und Kopplungsmechanismen



EINFÜHRUNG

Was ist Hochfrequenztechnik?

- Vorgehensweise und Verfahren, um elektrische Felder
 - zu erzeugen,
 - fortzuleiten,
 - zu erfassen
 - zu verarbeiten
- Bauelemente, deren Funktion nicht mit den Methoden der Niederfrequenztechnik zu erklären sind
- Frequenzbereich: 10 kHz ... 300 GHz (technische Grenzen)
 - mechanische Grenze (Antennengröße)
 - physikalische Grenze (Wechselwirkungen mit Molekülen)

Folie 3

EINFÜHRUNG

Anwendungen der Hochfrequenztechnik

Kommunikationstechnik

- Flugfunk, Seefunk, usw.
- Richtfunk
- Mobilfunk
- Fernsehen
- Rundfunk
- Bluetooth
- WLAN
- usw.

Sonstiges

- Medizintechnik (z.B. MRT)
- Haushalt (Mikrowellenherd)
- Analysemethoden (z.B. Mikrowellenspektroskopie)
- Sensorik (Kfz, Industrie, usw.)
- Sicherheitssysteme
- EMV
- usw.

Navigation, Identifikation und Ortung

- Radar
- GPS
- RFID
- usw.

Folie 4

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Lang- und Längstwellen (V)LF (Myriameter- bzw. Kilometerwellen)

- Frequenzbereich 10 ... 30 kHz bzw. 30 ... 300 kHz
- Wellenlänge 30 ... 10 km bzw. 10 ... 1 km
- physikalische und technische Eigenschaften
 - Ausbreitung als gering gedämpfte Bodenwellen
 - nur terrestrische Ausbreitung / Übertragung
 - tageszeitunabhängig
 - sehr geringe Bandbreite
- Reichweite mehrere 1000 km
- Anwendung U-Boot-Funk

Folie 5

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Mittelwellen MF (Hektometerwellen)

- Frequenzbereich 300 ... 3000 kHz
- Wellenlänge 1 ... 0,1 km
- physikalische und technische Eigenschaften
 - Ausbreitung als gedämpfte Bodenwellen (tagsüber)
 - Ausbreitung als Boden- und Raumwelle (nachts)
 - nur terrestrische Ausbreitung / Übertragung
 - tages- und jahreszeitabhängig
 - starke atmosphärische Beeinflussung
- Reichweite 100 ... 200 km (nachts bis 1000 km)
- Anwendungen Rundfunk und See-Funk (Beispiele)

Folie 6

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Kurzwellen HF (Dekameterwellen)

- Frequenzbereich 3 ... 30 MHz
- Wellenlänge 100 ... 10 m
- physikalische und technische Eigenschaften
 - Ausbreitung durch Reflexion der in die Ionosphäre abgestrahlten Wellen
 - Tages-, Jahreszeit und Witterung beeinflussen
 - die Reflexionen (und damit die Reichweite).
 - die höchste und niederste Frequenz, die verwendet werden kann.
- Reichweite erdumspannend durch Mehrfachreflexion
- Anwendungen „Weltempfänger“ und RFID (Beispiele)

Folie 7

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Ultrakurzwellen VHF (Meterwellen)

- Frequenzbereich 30 ... 300 MHz
- Wellenlänge 10 ... 1 m
- physikalische und technische Eigenschaften
 - gradlinige Ausbreitung mit Beugung entlang der Erdkrümmung
 - selten auftretende Reflektionen an der Atmosphäre
- Reichweite bis ca. 30% über die Sichtgrenze (Horizont)
- Anwendungen Rund-, Betriebs- und Flugfunk (Beispiele)

Folie 8

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Ultrakurzwellen UHF (Dezimeterwellen, Mikrowellen)

- Frequenzbereich 300 ... 3000 MHz
- Wellenlänge 1 ... 0,1 m
- physikalische und technische Eigenschaften
 - quasi-optische Ausbreitung (es gelten optische Gesetze)
 - extrem selten auftretende Reflektionen an der Atmosphäre
 - hohe Bandbreite
- Reichweite Sichtgrenze (optischer Horizont)
- Anwendungen Mobilfunk, WLAN, Richtfunk, mobile Satellitenkommunikation, RFID, GPS, industrielle Sensoren (Beispiele)

Folie 9

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Höhere Mikrowellenbereiche

- Frequenzbereiche
 - 3 ... 30 GHz (SHF)
 - 30 ... 300 GHz (EHF)
- Wellenlänge
 - 10 ... 1 cm (Zentimeterwellen)
 - 1 ... 0,1 cm (Millimeterwellen)
- physikalische und technische Eigenschaften
 - optische Ausbreitung (es gelten optische Gesetze)
 - sehr hohe Bandbreite
 - Absorption der Raumwelle durch Atmosphärenbestandteile
- Reichweite Sichtgrenze (optischer Horizont)

Folie 10

EINFÜHRUNG - UNTERTEILUNG UND NUTZUNG DER FREQUENZBEREICHE

Höhere Mikrowellenbereiche - Anwendungen

- WLAN, mobile Breitbandkommunikation
- Richtfunk (öffentlich und Mobilkommunikation)
- Satelliten-Richtfunk und Satelliten-Rundfunk
- RFID (Logistik, Verkehrsleittechnik, Personenidentifikation, usw.)
- Erd- und Umweltbeobachtungen (Spektrometer, SAR, usw.)
- Sicherheitssysteme (Überwachungsradar, usw.)
- KFZ-Sensoren (Spurführung, Fernabstandswarnung, usw.)
- usw.

Folie 11

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Elektrisches Vektorfeld E

- Beispiel Plattenkondensator

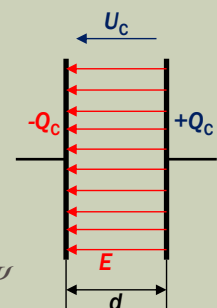
$$\text{elektrische Feldstärke } \vec{E} = \left(\frac{U_C}{d}\right) \cdot \vec{e}$$

- die Spannung U_C bewirkt einen elektrischen Fluss Ψ

$$\Psi = C \cdot U_C$$

- C ist der Proportionalitätsfaktor zwischen Fluss und Spannung (Kapazität bzw. dielektrischer Leitwert)

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d}$$



$$\Psi = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} \cdot E \cdot d = \varepsilon \cdot A \cdot E$$

Folie 12

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Elektrisches Vektorfeld E

- die Ursache für den Fluss Ψ ist die Ladung Q auf den Platten

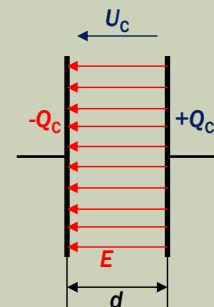
$$Q = C \cdot U_C$$

- die elektrische Flussdichte beschreibt die Feldliniendichte

$$\Psi = \iint \vec{D} \cdot d\vec{A}$$

- die Kapazität ist, bei gegebener Spannung, ein Maß für die im Kondensator gespeicherte Energie

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot \iiint \vec{D} \cdot \vec{E} \cdot dV = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$



Folie 13

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

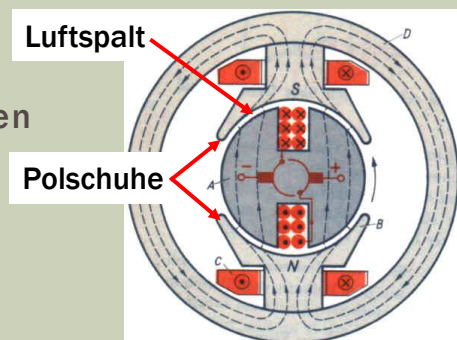
Magnetisches Vektorfeld H

- zwischen den Polschuhen bzw. zwischen Ständer und Läufer einer elektrischen Maschine besteht eine magnetische Spannung U_M

$$U_m = H \cdot d$$

- im Luftspalt herrscht die magnetische Feldstärke H

$$\vec{H} = \left(\frac{U_m}{d} \right) \cdot \vec{e}$$



Folie 14

Bildquelle: nach wupperindustrie.de

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Magnetisches Vektorfeld H

- die magnetische Spannung zwischen den Polen bewirkt einen magnetischen Fluss ϕ

$$\phi = \Lambda \cdot U_m$$

$$\phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

- Magnetische Spannung und magnetischer Fluss sind über den magnetischen Leitwert Λ verknüpft.
- B ist die magnetische Flussdichte.

Folie 15

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Strömungsfeld J

Wird der Raum zwischen zwei Kondensatorplatten mit einem leitfähigen Stoff gefüllt, so fließt ein Strom I :

$$I = G \cdot U_e$$

$$I = \iint \vec{J} \cdot d\vec{A}$$

- J Stromdichte
- G elektrischer Leitwert
- U_e elektrische Spannung

Folie 16

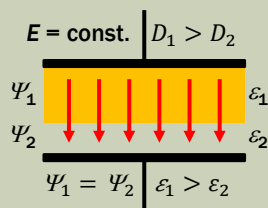
GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Materialgleichungen

Die Feldgrößen sind über materialspezifische Proportionalitätsfaktoren miteinander verknüpft:

E-Feld (dielektrisch)

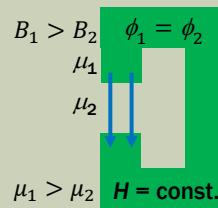
$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E}$$



E, H Feldstärken

H-Feld (magnetisch)

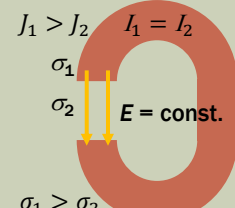
$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$



D, B, J Flussdichten

Strömungsfeld (el.)

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$$



ε, μ, σ Materialparameter

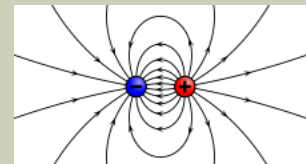
Folie 17

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Quellen- und Wirbelfelder

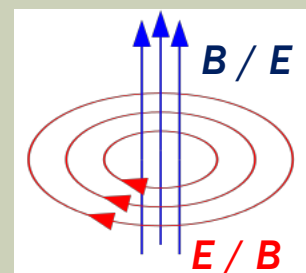
■ Elektrische Quellenfelder

- bestehen in der Umgebung elektrischer Ladungen.
- Nachweis durch Kraftwirkung auf Körper
- Feldlinien besitzen Anfangs- und Endpunkte



■ Elektrische und magnetische Wirbelfelder

- elektrische Wirbelfelder treten in der Umgebung zeitlich veränderlicher magnetischer Flüsse auf
- magnetische Wirbelfelder treten in der Umgebung von Stromflusslinien auf (zeitlich konstant oder veränderlich)



Folie 18

Bildquellen: nach wikipedia

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Newton- und Laplacefelder

- **Newtonfelder**
existieren in der räumlich unbegrenzten Umgebung von Ladungen oder einer Raumladungsdichte.
- **Laplacefelder**
existieren in der Umgebung von Elektroden, die eine Potenzialdifferenz untereinander aufweisen.

Folie 19

GRUNDLAGEN – ARTEN VON FELDERN

Statische- und veränderliche Felder

- **statisches Feld**
- **quasistatisches Feld (langsam veränderliches Feld)**
 - statische Lösungen können bedingt verwendet werden
 - Ausbreitungsweg der Felder muss viel kleiner als die Wellenlänge sein
- **schnell veränderliches Feld**
 - endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit der Felder wirkt sich aus
 - Signallaufzeiten verursachen Phasenverschiebungen
 - Wechselwirkungen zwischen magnetischen und elektrischen Feldern können nicht mehr vernachlässigt werden
 - Auftreten typischer Hochfrequenzeffekte
 - Skineffekt
 - elektromagnet. Wellen breiten sich im Raum oder in Leitungsstrukturen aus

Folie 20

GRUNDLAGEN – MAXWELLSCHES GLEICHUNGEN

Allgemeines

- Beschreibung der elektrischen und magnetischen Felder sowie deren Wechselwirkung mit Materie
- die Gleichungen sind zeit- und ortsabhängig
- es ergibt sich ein Anfangs-Randwert-Problem
- Die Maxwell'schen Gleichungen können in
 - differentieller und
 - integraler Form angegeben werden.

Folie 21

GRUNDLAGEN – MAXWELLSCHES GLEICHUNGEN

1. Maxwell'sche Gleichung

- Differentialform
die Gesamtstromdichte \vec{J}_{ges} verursacht ein magnetisches Wirbelfeld

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{mit} \quad \vec{J}_{\text{ges}} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \sigma \vec{E} + \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

- Integralform (Durchflutungsgesetz)
das Umlaufintegral des H-Feldes um die Fläche A entspricht dem durch diese Fläche fließenden Strom I

$$\oint_{C(A)} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{A}$$

Folie 22

GRUNDLAGEN – MAXWELLSCHE GLEICHUNGEN

2. Maxwell'sche Gleichung

- Differentialform
die zeitliche Änderung der magnetischen Flussdichte erzeugt ein elektrisches Wirbelfeld

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

- Integralform (Induktionsgesetz)
die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses durch die Fläche A entspricht dem Umlaufintegral des elektrischen Feldes um diese Fläche

$$\oint_{C(A)} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

Folie 23

GRUNDLAGEN – MAXWELLSCHE GLEICHUNGEN

3. Maxwell'sche Gleichung

- Differentialform
die Raumladungsdichte ρ ist die Ursache eines elektrischen Quellenfeldes

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho$$

- Integralform (Gauß'sches Gesetz des elektrischen Feldes)
der durch die geschlossene Hüllkurve eines Volumens V gehende elektrische Fluss Ψ ist proportional zu der im Volumen eingeschlossenen Ladungsmenge Q

$$\oint_{A(V)} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \iiint_V \rho \cdot dV = Q$$

Folie 24

GRUNDLAGEN – MAXWELLSCHES GLEICHUNGEN

4. Maxwell'sche Gleichung

- Differentialform
ein magnetisches Feld ist immer quellenfrei und somit ein reines Wirbelfeld

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0$$

- Integralform (Gauß'sches Gesetz des magnetischen Flusses)
der durch die geschlossene Hüllkurve eines Volumens V gehende magnetische Fluss ϕ verschwindet

$$\oint_{A(V)} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$$

Folie 25

GRUNDLAGEN – WELLEN

Wellengleichung

- elektromagnetische Wellen benötigen zur Ausbreitung keine Materie
- aus den ersten beiden Maxwell'schen Gleichungen in nichtleitenden Medien ($\sigma = 0$) erhält man die Wellengleichung für nichtleitfähige Gebiete

Wellengleichung: $\Delta \vec{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$

Wellengleichung für Phasoren: $\Delta \vec{E} = -\omega^2 \mu \varepsilon \vec{E}$ mit $\frac{\partial}{\partial t} \rightarrow j\omega$

Phasor: $\underline{u}(t) = \hat{u} \cdot e^{j\omega t}$

Folie 26

GRUNDLAGEN – WELLEN

Kugelwellen

- Ebene Wellen sind idealisierte Modelle, weil sie
 - nicht von einem Sender abgestrahlt werden können und
 - unendlich viel Energie enthalten müssten.
- In der Realität breiten sich Wellen
 - kugelförmig vom Sender aus und
 - die Amplitude fällt abhängig von der Entfernung zum Sender ab.
- Im Fernfeld fallen die Amplituden der Feldgrößen $\propto \frac{1}{r}$ ab.

Folie 31

GRUNDLAGEN – WELLEN

Kugelwellen

für die Feldgrößen einer Kugelwelle gilt im Fernfeld für $\vec{E}_{\text{tr}} \perp \vec{H}_{\text{tr}}$

$$\vec{E}(r, \vartheta, \varphi) = \vec{E}_{\text{tr}}(\vartheta, \varphi) \cdot \frac{e^{-jkr}}{k \cdot r}$$

$$\vec{H}(r, \vartheta, \varphi) = \vec{H}_{\text{tr}}(\vartheta, \varphi) \cdot \frac{e^{-jkr}}{k \cdot r}$$

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \cdot \vec{E} \times \vec{H} \propto \frac{1}{r^2} \cdot \vec{e}_r$$

ϑ, φ
 \vec{E}_{tr}
 \vec{H}_{tr}
 \vec{S}

Winkel im Kugelkoordinatensystem
elektrischer Feldstärkevektor in Transversalrichtung
magnetischer Feldstärkevektor in Transversalrichtung
Strahlungsdichte (Poynting-Vektor)

Folie 32

GRUNDLAGEN – WELLEN

Kugelwellen

- die Oberfläche einer sich räumlich ausdehnenden Kugel steigt proportional zu r^2
- bei einer dämpfungsfreien Welle darf sich die Wirkleistung jedoch nicht ändern
- integriert man die Strahlungsdichte der Kugeloberfläche, so erhält man

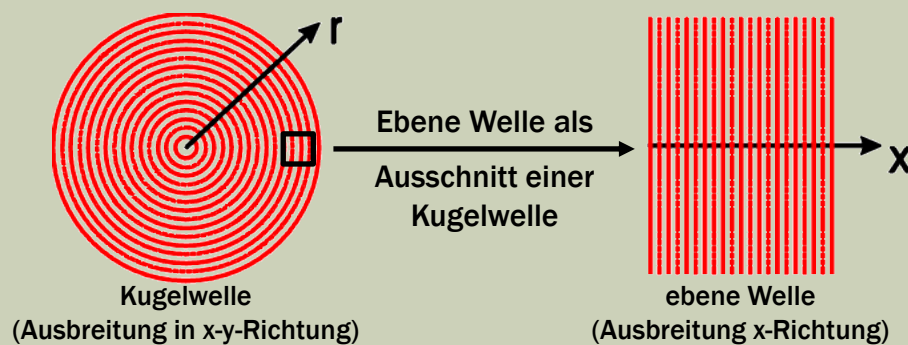
$$P = \frac{1}{2} \cdot \oiint_A \Re\{\vec{E} \times \vec{H}\} \cdot d\vec{A} = \text{const.}$$

Folie 33

GRUNDLAGEN – WELLEN

Kugelwellen

- eine Kugelwelle kann somit einen beliebig großen Raum mit endlicher Energie erfüllen
- im Fernfeld kann die Kugelwelle lokal einer ebenen Welle angenähert werden



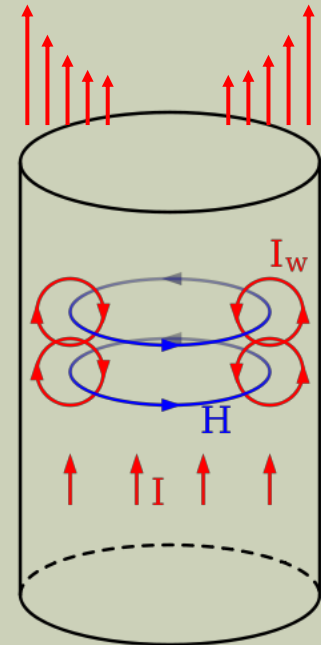
Folie 34

Bildquelle: nach fh-offenburg.de

GRUNDLAGEN – SKINEFFEKT

Ursache des Skineffekts

- Der wechselnde Stromfluss erzeugt magnetische Wirbelfelder,
- die Wirbelströme I_w verursachen.
- Die Wirbelströme wirken dem Strom im inneren des Leiters entgegen
- und „drängen“ somit den Strom an den Rand des Leiters (Stromverdrängung).



Folie 35

Bildquelle: wikipedia

GRUNDLAGEN – SKINEFFEKT

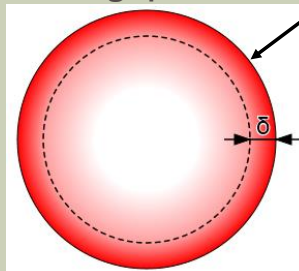
Auswirkungen des Skineffekts

- Skin-Effekt bei Hochfrequenzleitungen
 - durch die Stromverdrängung wird der effektive Querschnitt verkleinert
 - erhöht mit steigender Frequenz den Widerstand $R \sim \sqrt{f}$
- Senken des Widerstands durch
 - die Parallelschaltung vieler Leitungen (HF-Litze)
 - Beschichtung der Leiter mit Ag oder Au

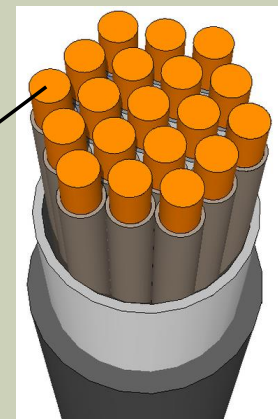
Eindringtiefe:

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

Leitungsquerschnitt



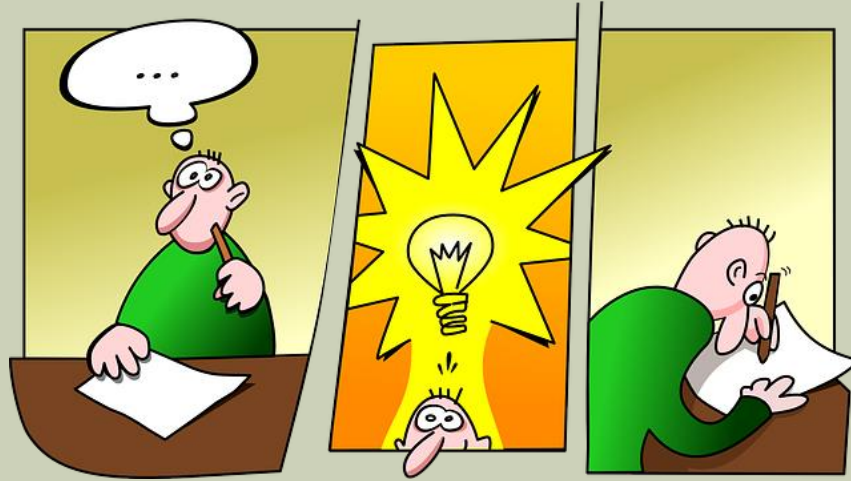
HF-Litze



Folie 36

Bildquellen: wikipedia

EINFÜHRUNG UND GRUNDLAGEN



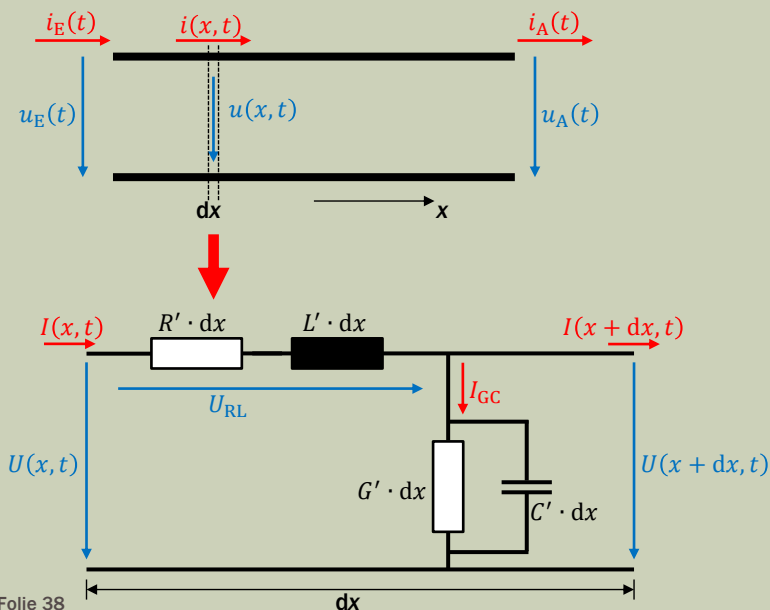
Übungsblatt 1

Folie 37

Bildquelle: online-zeichenkurs.de

LEITUNGSTHEORIE

Ersatzschaltbild eines Leitungsabschnitts



$$R' = \frac{R}{dx} \quad \text{Widerstandsbelag} \\ \text{(ohmsche Verluste)}$$

$$G' = \frac{G}{dx} \quad \text{Leitwertbelag} \\ \text{(dielektrische Verluste)}$$

$$C' = \frac{C}{dx} \quad \text{Kapazitätsbelag} \\ \text{(elektrische Feldenergie)}$$

$$L' = \frac{L}{dx} \quad \text{Induktivitätsbelag} \\ \text{(magnetische Feldenergie)}$$

Folie 38

LEITUNGSTHEORIE

Ersatzschaltbild eines Leitungsabschnitts

- da sich der Leitungsabschnitt dx elektrisch kurz verhält, können quasistatische Bedingungen angenommen werden

- nach Kirchhoff ergibt sich mit Hilfe der Maschenregel

$$-\frac{dU(x)}{dx} = I(x) \cdot (R' + j\omega L')$$

- und mit Hilfe der Knotenregel

$$-\frac{dI(x)}{dx} = U(x) \cdot (G' + j\omega C')$$

Folie 39

LEITUNGSTHEORIE

Telegraphengleichung

- fasst man die beiden Gleichungen zusammen, so ergibt sich die Telegraphengleichung (lineare, homogene DGL 2. Ordnung)

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

- die Ausbreitungskonstante γ ist definiert als

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

$$\alpha = \operatorname{Re}\{\gamma\} \quad \text{Dämpfungskonstante}$$

$$\beta = \operatorname{Im}\{\gamma\} \quad \text{Phasenkonstante}$$

Folie 40

LEITUNGSTHEORIE

Telegraphengleichung

- die Telegraphengleichung ist eine eindimensionale Wellengleichung

$$\frac{d^2 U(x)}{dx^2} - \gamma^2 \cdot U(x) = 0$$

- die Lösung ist eine Überlagerung gegenläufiger, exponentiell gedämpfter Spannungswellen

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_h \cdot e^{-\gamma \cdot x} + \underline{U}_r \cdot e^{\gamma \cdot x}$$

$$\underline{U}_h = |U_h| \cdot e^{j\varphi_h}$$

$$\underline{U}_r = |U_r| \cdot e^{j\varphi_r}$$

Folie 41

LEITUNGSTHEORIE

Wellenimpedanz (Leitungswellenwiderstand)

- Die Wellenimpedanz Z_L ergibt sich aus
 - den überlagerten Spannungen auf der Leitung (Lösung der DGL) und
 - dem Strom durch die Leitung: $I(x) = -\frac{dU(x)}{dx} \cdot \frac{1}{(R' + j\omega L')}$

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

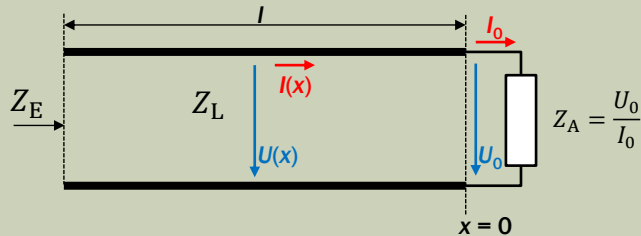
- für verlustfreie Leitungen gilt

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \frac{c_0 \cdot L'}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}$$

Folie 42

LEITUNGSTHEORIE

Abgeschlossene Leitung



$$\underline{U}(x) = \underline{U}_h \cdot e^{-\gamma \cdot x} + \underline{U}_r \cdot e^{\gamma \cdot x}$$

$$\underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_h \cdot e^{-\gamma \cdot x} - \underline{U}_r \cdot e^{\gamma \cdot x}}{Z_L}$$

- bei $x = 0$ gilt

$$U_0 = U(0) = U_h + U_r$$

- und somit gilt für die Amplituden der Wellen

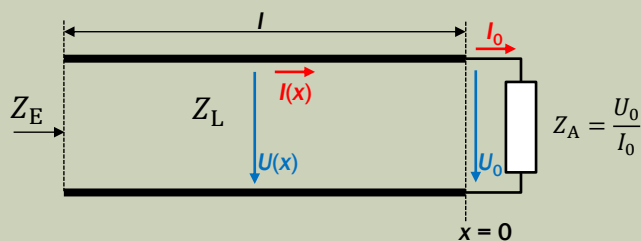
$$U_h = \frac{1}{2} \cdot (U_0 + I_0 \cdot Z_L)$$

$$U_r = \frac{1}{2} \cdot (U_0 - I_0 \cdot Z_L)$$

Folie 43

LEITUNGSTHEORIE

Abgeschlossene Leitung



$$\cosh(\gamma \cdot x) = \frac{1}{2} \cdot (e^{\gamma \cdot x} + e^{-\gamma \cdot x})$$

$$\sinh(\gamma \cdot x) = \frac{1}{2} \cdot (e^{\gamma \cdot x} - e^{-\gamma \cdot x})$$

$$U(x) = U_0 \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{\gamma \cdot x} + e^{-\gamma \cdot x}) + I_0 \cdot Z_L \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{\gamma \cdot x} - e^{-\gamma \cdot x})$$

$$U(x) = U_0 \cdot \cosh(\gamma \cdot x) + I_0 \cdot Z_L \cdot \sinh(\gamma \cdot x)$$

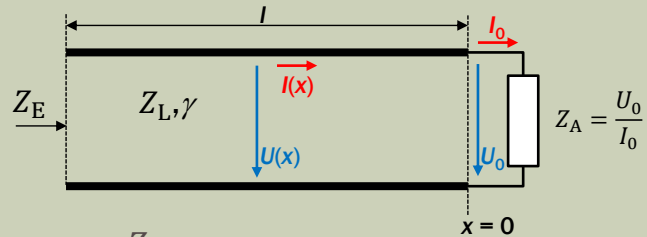
$$I(x) = I_0 \cdot \cosh(\gamma \cdot x) + \frac{U_0}{Z_L} \cdot \sinh(\gamma \cdot x)$$

Folie 44

LEITUNGSTHEORIE

Abgeschlossene Leitung

- Eingangsimpedanz Z_E einer verlustbehafteten Leitung



$$Z_E = Z_A \cdot \frac{\cosh(\gamma \cdot l) + \frac{Z_L}{Z_A} \cdot \sinh(\gamma \cdot l)}{\cosh(\gamma \cdot l) + \frac{Z_A}{Z_L} \cdot \sinh(\gamma \cdot l)}$$

- bei einer angepassten abgeschlossenen Leitung ($Z_A = Z_L$) gilt für beliebige Leitungslängen

$$Z_E = Z_A = Z_L$$

LEITUNGSTHEORIE

Verlustfreie Leitungen

- in der Praxis können Leitungen oft als verlustfrei betrachtet werden (gute Näherung)
- Kriterien verlustfreier Leitungen

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'} \rightarrow \alpha = 0 \text{ und } \beta = \omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'}$$

- Eingangsimpedanz Z_E einer verlustfreien Leitung

$$Z_E = Z_A \cdot \frac{1 + j \frac{Z_L}{Z_A} \cdot \tan(\beta \cdot l)}{1 + j \frac{Z_A}{Z_L} \cdot \tan(\beta \cdot l)}$$

LEITUNGSTHEORIE

Allgemeiner verlustfreier Abschluss

- Spannungsmaximum

$$|U_{\max}| = \max\{|U_h \cdot e^{j\beta \cdot x} + U_r \cdot e^{-j\beta \cdot x}\}| = |U_h| + |U_r|$$

- Spannungsminimum

$$|U_{\min}| = \min\{|U_h \cdot e^{j\beta \cdot x} + U_r \cdot e^{-j\beta \cdot x}\}| = |U_h| - |U_r|$$

- die Welligkeit s (auch Stehwellenverhältnis $VSWR$) oder der Anpassungsfaktor m sind Maße für die Anpassung

$$s = \frac{1}{m} = VSWR = \left| \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \right| = \left| \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right|$$

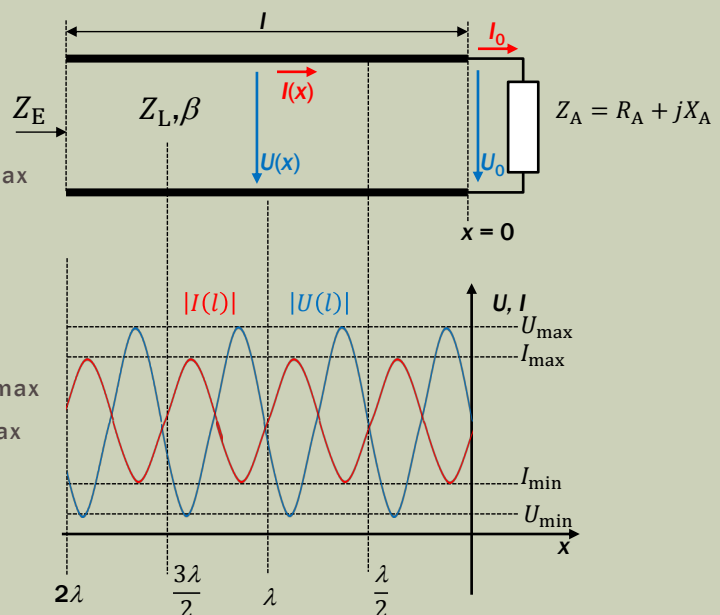
Folie 47

LEITUNGSTHEORIE

Allgemeiner verlustfreier Abschluss

- der Abstand zwischen I_{\max} und U_{\max} (oder U_{\min} und I_{\min}) beträgt $\frac{\lambda}{2}$

- der Abstand zwischen U_{\max} und I_{\min} oder U_{\min} und I_{\max} ist null

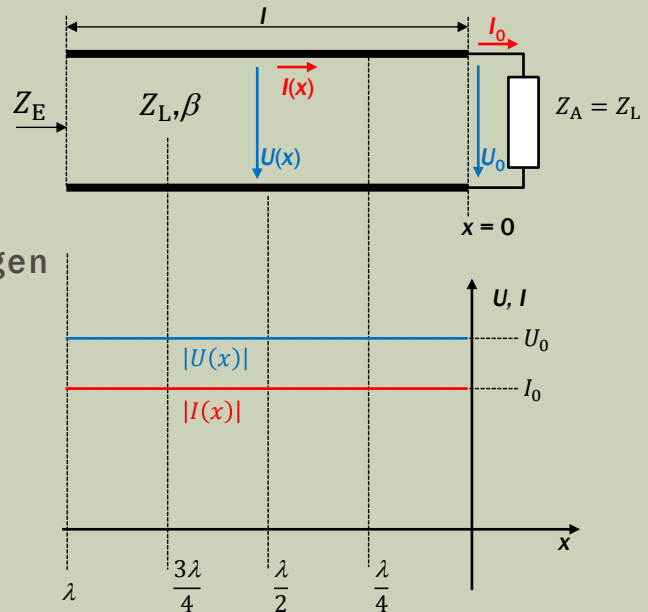
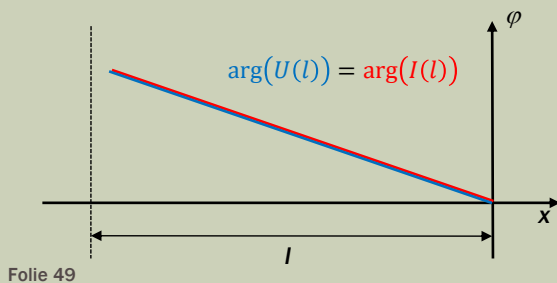


Folie 48

LEITUNGSTHEORIE

Spezielle Leitungsabschlüsse - Anpassung

- $U_{\max} = U_{\min}$
- $VSWR(Z_A = Z_L) \rightarrow 1$
- die gesamte Leistung wird an den Verbraucher übertragen



LEITUNGSTHEORIE

Spezielle Leitungsabschlüsse - Kurzschluss

- mit $Z_A = 0 \Omega$ ergibt sich für die Eingangsimpedanz einer verlustfreien Leitung

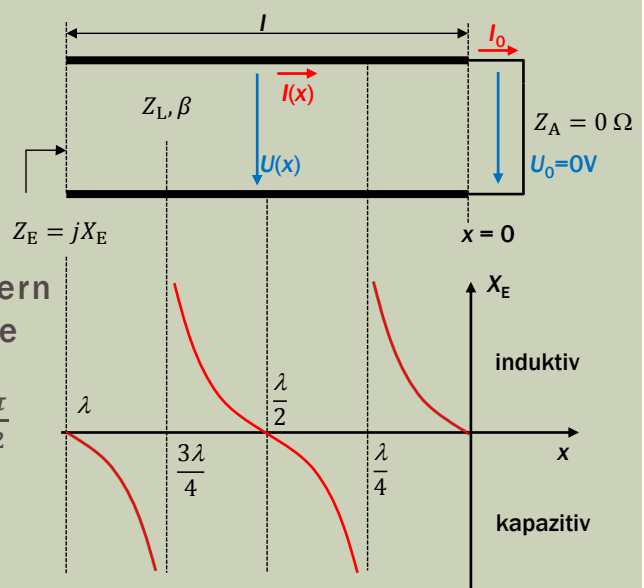
$$Z_E = jZ_L \cdot \tan(\beta \cdot l) = jX_E$$

- gegenläufige Wellen überlagern sich zu einer stehenden Welle

- Phasenverschiebung U/I ist $\frac{\pi}{2}$

- die Leitung verhält sich rein kapazitiv oder induktiv (abhängig von l und x)

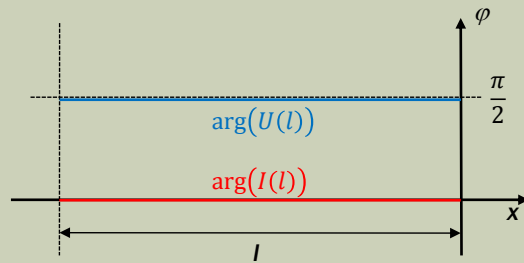
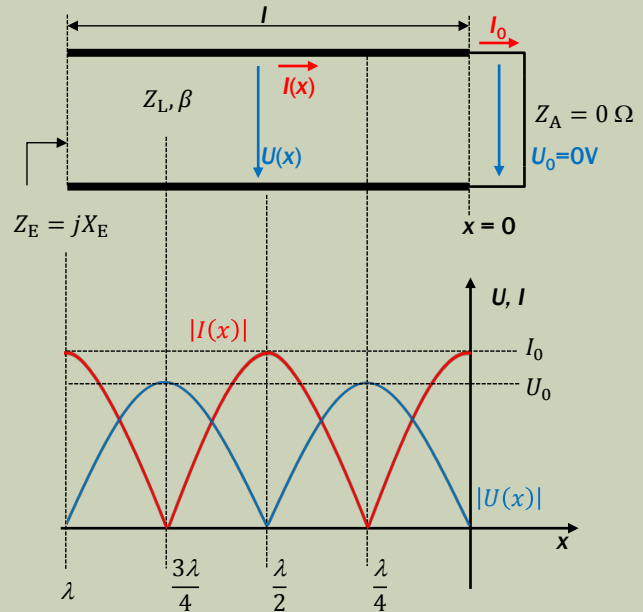
Folie 50



LEITUNGSTHEORIE

Spezielle Leitungsabschlüsse - Kurzschluss

- $U_{\max} = U_0$ und $U_{\min} = 0$
- $VSWR(Z_A = 0) \rightarrow \infty$
- die gesamte Leistung wird reflektiert



Folie 51

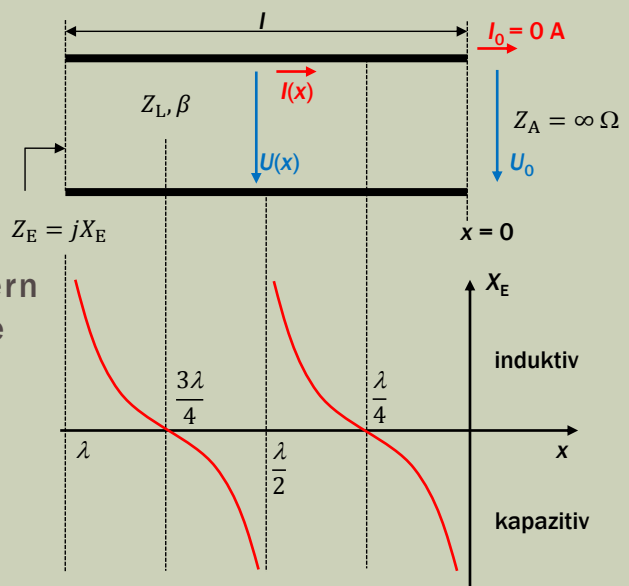
LEITUNGSTHEORIE

Spezielle Leitungsabschlüsse - Leerlauf

- mit $Z_A = \infty$ ergibt sich für die Eingangsimpedanz einer verlustfreien Leitung

$$Z_E = -jZ_L \cdot \cot(\beta \cdot l) = jX_E$$

- gegenläufige Wellen überlagern sich zu einer stehenden Welle
- Phasenverschiebung U/I ist $\frac{\pi}{2}$
- die Leitung verhält sich rein kapazitiv oder induktiv (abhängig von l und x)

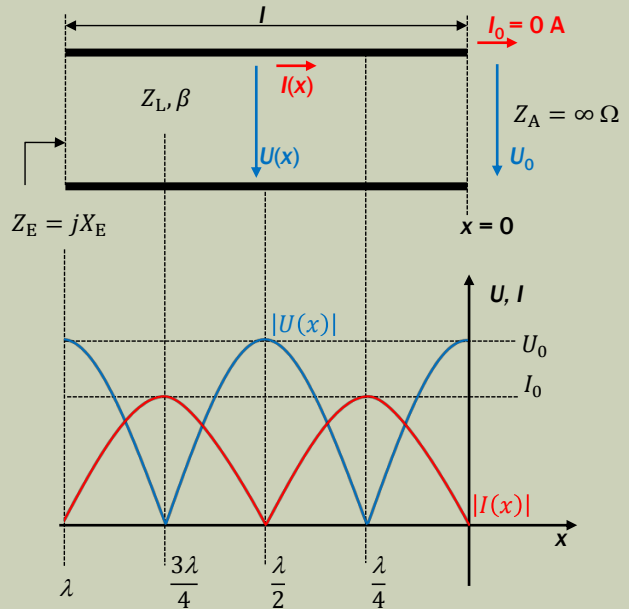


Folie 52

LEITUNGSTHEORIE

Spezielle Leitungsabschlüsse - Leerlauf

- $U_{\max} = U_0$ und $U_{\min} = 0$
- $VSWR(Z_A = \infty) \rightarrow \infty$
- die gesamte Leistung wird reflektiert



Folie 53

LEITUNGSTHEORIE

Reflexionsfaktor

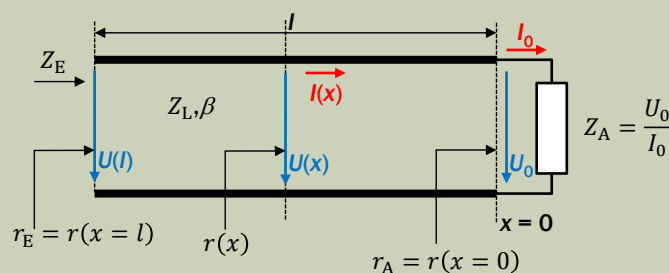
Der Reflexionsfaktor $r(x)$ ist das Verhältnis zwischen hin- und rücklaufender Welle auf einer Leitung.

verlustbehaftet

$$r(x) = \frac{U_r \cdot e^{-\gamma \cdot x}}{U_h \cdot e^{\gamma \cdot x}}$$

verlustfrei

$$r(x) = \frac{U_r \cdot e^{-j\beta \cdot x}}{U_h \cdot e^{j\beta \cdot x}} = \frac{U_r}{U_h} \cdot e^{-j2\beta \cdot x}$$



Folie 54

LEITUNGSTHEORIE

Reflexionsfaktor

- Reflexionsfaktor r_A einer verlustfreien Leitung bei $x = 0$

$$r_A = \frac{Z_A - Z_L}{Z_A + Z_L} \leftrightarrow Z_A = Z_L \cdot \frac{1 + r_A}{1 - r_A}$$

- Reflexionsfaktor r_E einer verlustfreien Leitung bei $x = l$

$$r_E = r(x = l) = r_A \cdot e^{-j2\beta \cdot l}$$

- der Betrag des Reflexionsfaktors längs der Leitung ist konstant und verursacht nur eine Phasendrehung

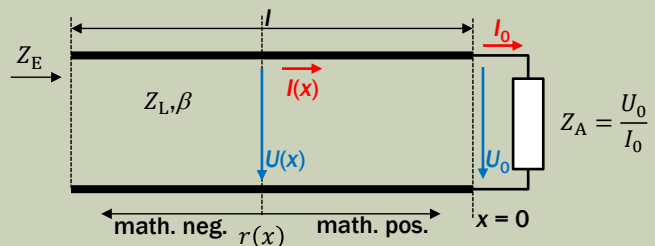
$$|r_A| = |r_E| = |r(x)| = \text{const.} \quad \varphi = -2\beta \cdot l = -4\pi \cdot \frac{l}{\lambda}$$

Folie 55

LEITUNGSTHEORIE

Impedanztransformationen mit Leitungen

- eine Veränderung des Ortes auf der Leitung (x) hat eine Drehung des Reflexionsfaktors um den Ursprung zur Folge

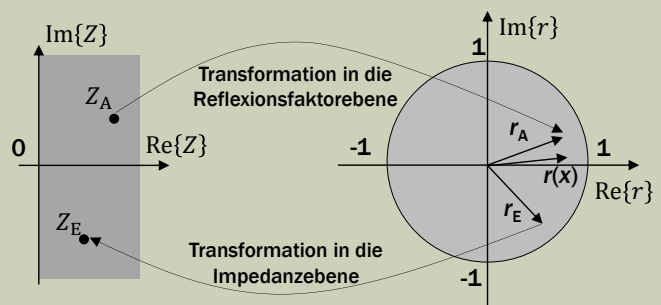


- $\frac{\lambda}{4}$ -Transformator

$$l = \frac{\lambda}{4} \rightarrow \varphi = 180^\circ \rightarrow r_E = -r_A$$

- $\frac{\lambda}{2}$ -Transformator

$$l = \frac{\lambda}{2} \rightarrow \varphi = 360^\circ \rightarrow r_E = r_A$$



Folie 56

LEITUNGSTHEORIE

Impedanztransformationen mit Leitungen

Sonderfälle

■ Anpassung (AP)

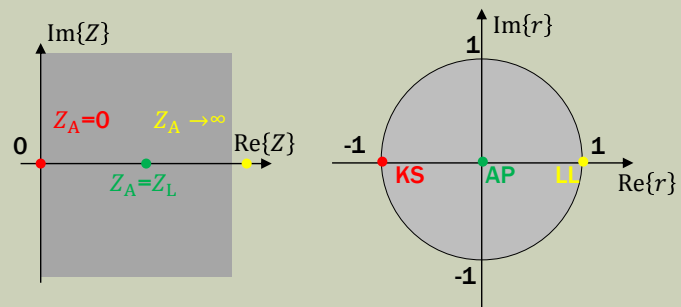
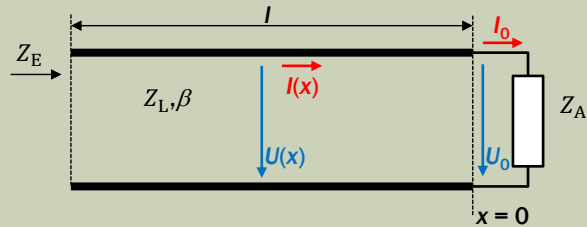
- $Z_A = Z_L$
- $r_A = 0$

■ Kurzschluss (KS)

- $Z_A = 0$
- $r_A = -1$

■ Leerlauf (LL)

- $Z_A \rightarrow \infty$
- $r_A = 1$



Folie 57

LEITUNGSTHEORIE

Zusammenhang zwischen Reflexionsfaktor, Stehwellenverhältnis und normierter Impedanz

- das Stehwellenverhältnis s und der Betrag des Reflexionsfaktors sind ein Qualitätsmaß für die Anpassung

$$s = \frac{1}{m} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} \quad \leftrightarrow \quad |r| = \frac{s - 1}{s + 1}$$

- der Reflexionsfaktor ergibt sich aus der normierten Impedanz z , wenn der Bezugswiderstand der Wellenimpedanz entspricht

$$r(z) = \frac{z - 1}{z + 1} \quad \text{mit} \quad z = \frac{Z}{Z_L}$$

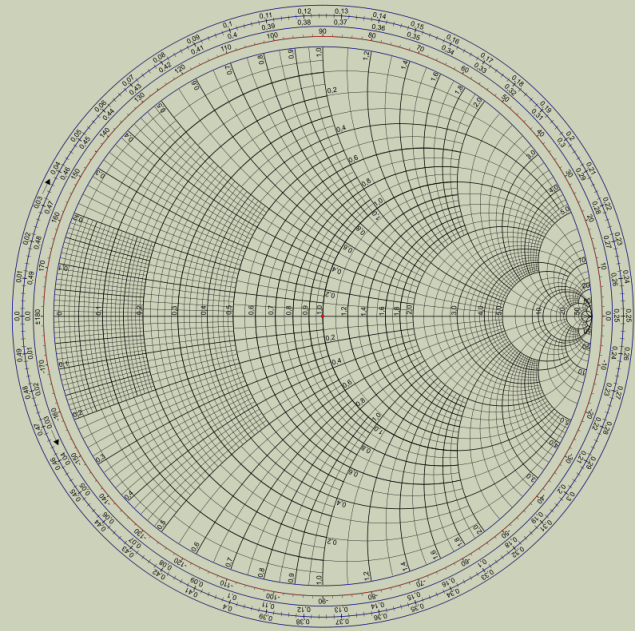
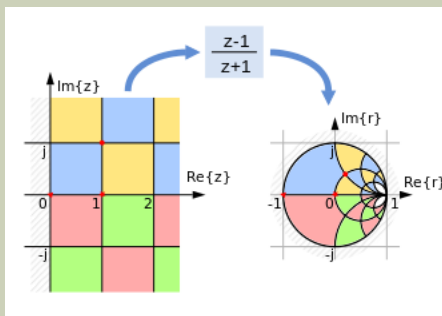
Folie 58

LEITUNGSTHEORIE

Smith-Diagramm



Phillip H. Smith
US-amerikanischer
Ingenieur
(1905 - 1987)



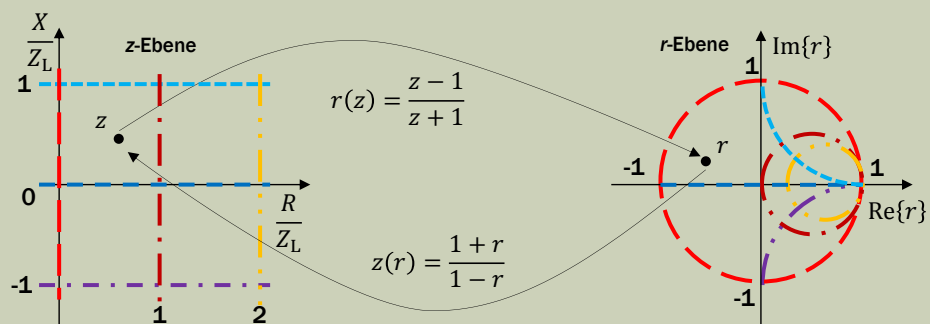
Folie 59

Bildquellen: Smithchart Amateur Radio Society, wikipedia

LEITUNGSTHEORIE

Smith-Diagramm und Impedanztransformation

- das Smith-Diagramm stellt das Innere des Einheitskreises der Reflexionsebene dar
- die konforme Abbildung transformiert Punkte aus der Impedanzebene in die Reflexionsebene und zurück



Folie 60

LEITUNGSTHEORIE

Smith-Diagramm und Impedanztransformation

- der Bereich $\text{Re}\{z\} \geq 0 \wedge -\infty < \text{Im}\{z\} < +\infty$ der z -Ebene wird in $|r| \leq 1$ der r -Ebene abgebildet

- Admittanztransformation

$$y = \frac{1}{z} \Rightarrow r\left(\frac{1}{z}\right) = r(y) = -r(z)$$

$$r(z) = r\left(\frac{1}{y}\right) = -\frac{y-1}{y+1}$$

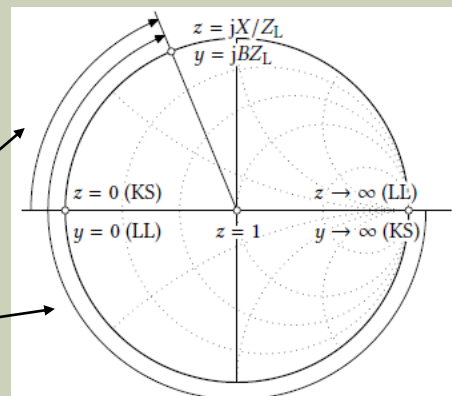
$$y(r) = \frac{1-r}{1+r}$$

Folie 61

LEITUNGSTHEORIE

Stichleitungen

- Stichleitungen sind offene oder kurzgeschlossene Leitungen, die zur Anpassung verwendet werden
- abhängig von der Länge der Stichleitung verändert sich die Reaktanz
- die Leitungslänge ist abhängig
 - von der Wellenlänge des Systems
 - vom Transformationsziel
- Schaltungsart
 - Admittanz (parallele Leitung)
 - Impedanz (serielle Leitung)



Folie 62

Bildquelle: Detlefsen

LEITUNGSTHEORIE

Nicht-sinusförmige Signale auf Leitungen

- sinusförmige Signale sind in der Praxis Ausnahmen
- nicht-sinusförmige Signale
 - Rechtecksignale (Digitaltechnik)
 - stochastische Signale (Nachrichtentechnik)
 - Ein- und Ausschwingvorgänge

Wie werden nicht-sinusförmige Signale behandelt?

periodische Signale
Fourierreihenentwicklung

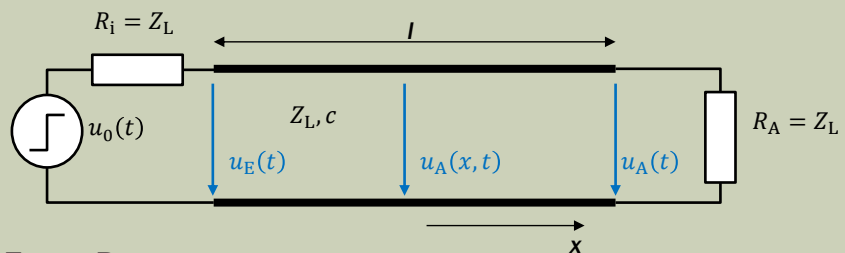
nicht-periodische Signale
Fouriertransformation

Folie 63

LEITUNGSTHEORIE

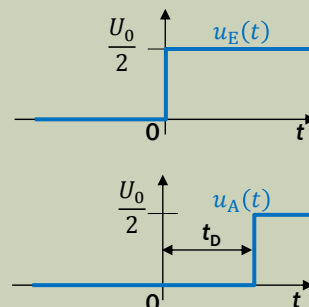
Sprungsignale auf Leitungen - Anpassung

- aufgrund der Anpassung gibt es keine Reflexion



- $U_E = \frac{U_0}{2}$ weil gilt $Z_E = R_i$
- u_A ist aufgrund der Signallaufzeit um t_D verzögert

$$t_D = \frac{l}{c} = \frac{l}{c_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r}$$

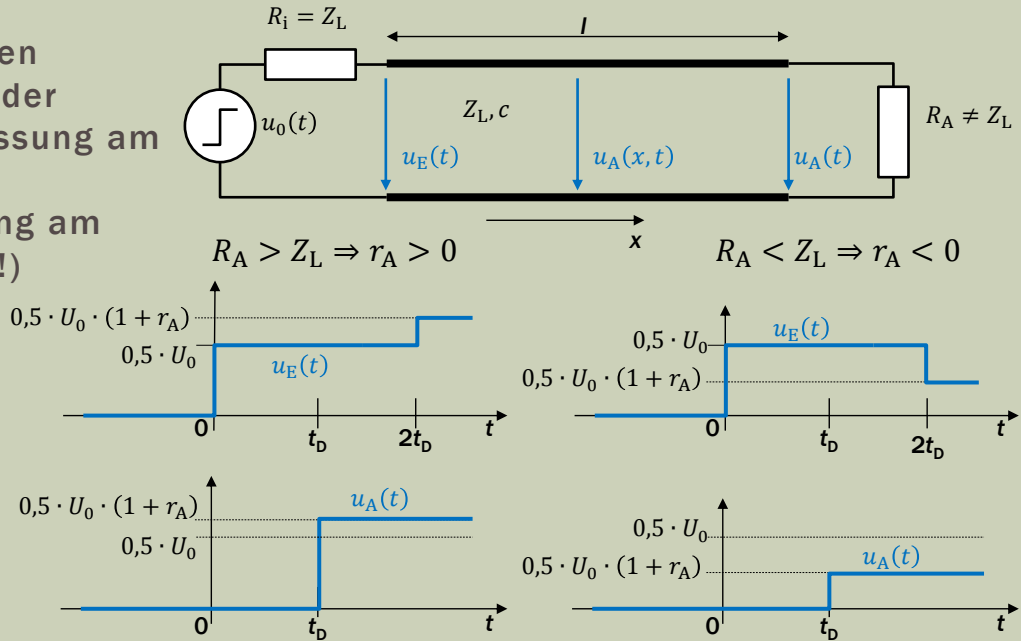


Folie 64

LEITUNGSTHEORIE

Sprungsignale auf Leitungen - resistive Fehlanpassung

Reflexionen aufgrund der Fehlanpassung am Ausgang
(Anpassung am Eingang!!!)



Folie 65

LEITUNGSTHEORIE

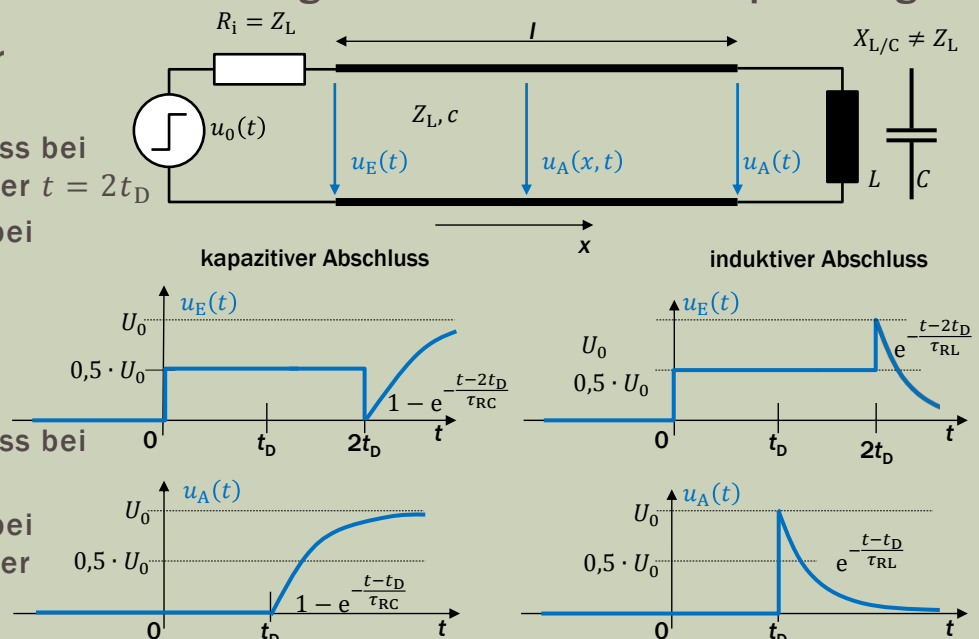
Sprungsignale auf Leitungen - reaktive Fehlanpassung

kapazitiver Abschluss

- Kurzschluss bei $t = t_D$ oder $t = 2t_D$
- Leerlauf bei $t \rightarrow \infty$

induktiver Abschluss

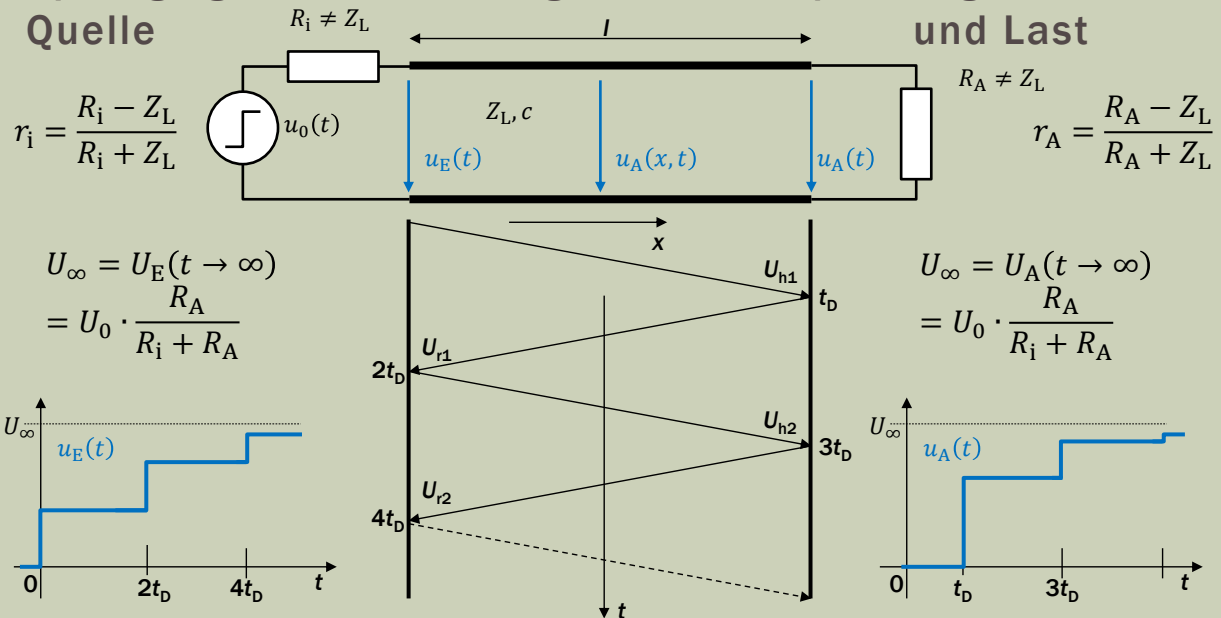
- Kurzschluss bei $t \rightarrow \infty$
- Leerlauf bei $t = t_D$ oder $t = 2t_D$



Folie 66

LEITUNGSTHEORIE

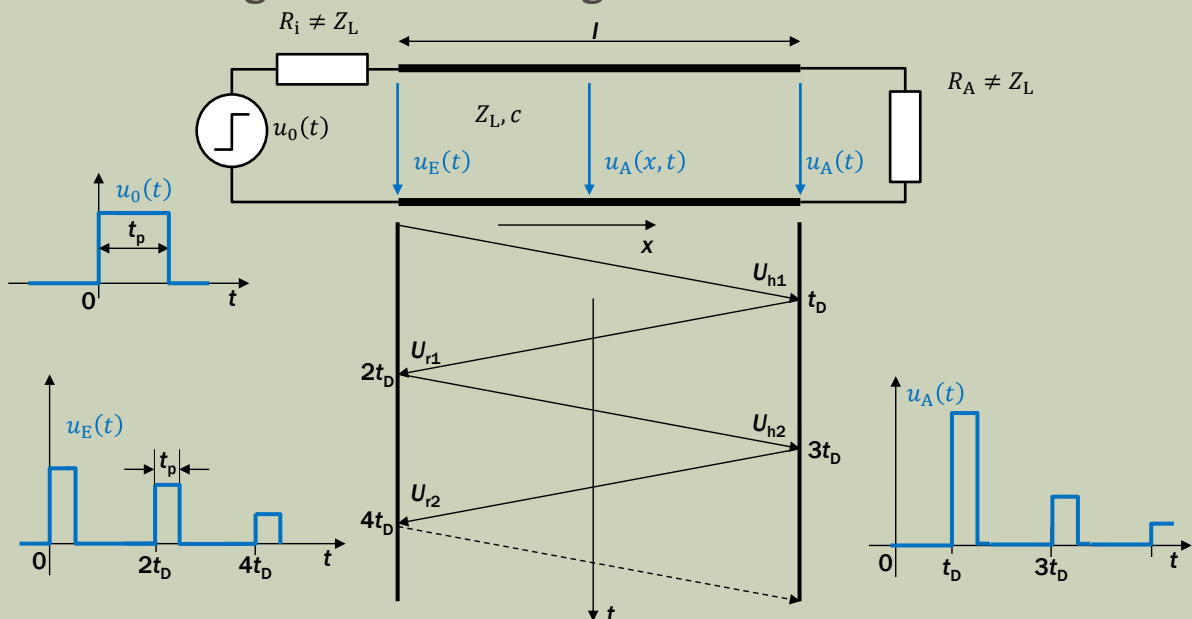
Sprungsignale auf Leitungen - Fehlanpassung an Quelle und Last



Folie 67

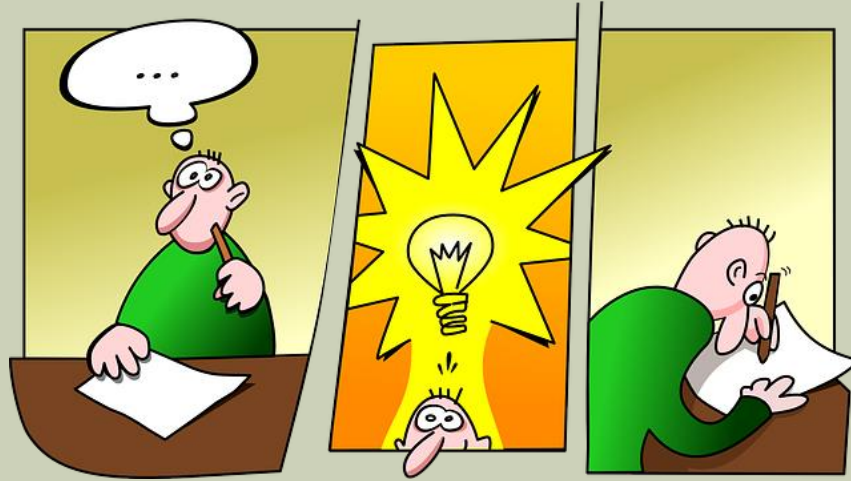
LEITUNGSTHEORIE

Recheck-Signale auf Leitungen



Folie 68

LEITUNGSTHEORIE



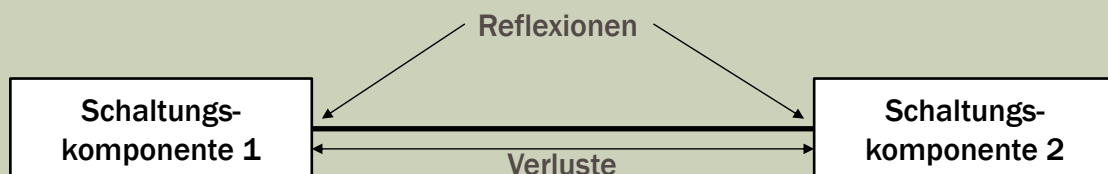
Übungsblatt 2

Folie 69

Bildquelle: online-zeichenkurs.de

LEITUNGSTYPEN

- die erste Aufgabe von Leitungen ist die Signalübertragung zwischen Schaltungskomponenten
- idealerweise ohne Verluste und Reflexionen



- Anforderungen zur Vermeidung von Verlusten und Reflexionen
 - hoch leitfähige Materialien
 - verlustarme Dielektrika
 - Anpassung

Folie 70

LEITUNGSTYPEN

- die zweite Aufgabe von Leitungen ist es, ein bestimmtes Schaltverhalten zu erzeugen
- hierbei werden Reflexionen gezielt eingesetzt
- mit Leitungen können passive Bauelemente und somit diverse Schaltungen realisiert werden
 - Filter
 - Leistungsteiler
 - Koppler
 - Anpassschaltungen
 - usw.

Folie 71

LEITUNGSTYPEN

Überblick

**Einleitersystem
(Hohlleiter)**

Zweileitersysteme
- Koaxialleiter
- Zweidrahtleitung
- Mikrostreifenleitung
- Streifenleitung

Dreileitersysteme

symmetrische Leitungen
- Zweidrahtleitung
- Streifenleitung

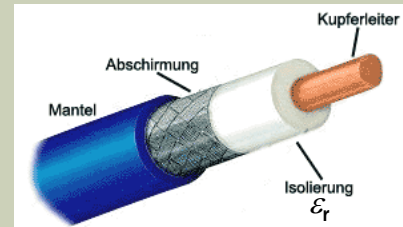
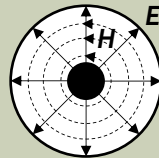
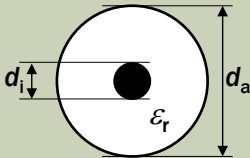
unsymmetrische Leitungen
- Koaxialleiter
- Mikrostreifenleiter

Folie 72

LEITUNGSTYPEN

Koaxialleitung

- Anwendungen und Eigenschaften
 - HF-Standardverbindungsleitung
 - Verhinderung von Störeinkopplungen durch geschlossenen Aufbau
 - geringe Verluste (auch bei größeren Distanzen)
 - verzerrungsarme Signalausbreitung
 - hohe mechanische Flexibilität (bei Verwendung von Litzen)
- Aufbau



Folie 73

Bildquelle: nach forumla.de

LEITUNGSTYPEN

Koaxialleitung – Wellenwiderstand

- Wellenwiderstand einer verlustlosen Leitung

$$Z_L = \frac{c_0 \cdot L'}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}$$

- mit

- $\mu_r = 1$ wenn keine magnetischen Materialien verwendet werden
- $L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right)$

- Wellenwiderstand einer verlustlosen Koaxialleitung

$$Z_L = \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right)$$

Folie 74

LEITUNGSTYPEN

Koaxialleitung – Verluste

■ Ohmsche Verluste

aufgrund des Skin-Effekts steigt der Widerstandsbelag mit der Frequenz

$$R' = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma \cdot \delta} \cdot \left(\frac{2}{d_a} + \frac{2}{d_i} \right) \quad \text{mit} \quad \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}}$$

■ Dielektrische Verluste

dielektrische Materialien werden durch den Verlustfaktor δ_V charakterisiert

$$G' = \omega \cdot C' \cdot \frac{G}{\omega \cdot C} = \omega \cdot C' \cdot \tan \delta_V$$

Folie 75

LEITUNGSTYPEN

Koaxialleitung – Frequenzbereich

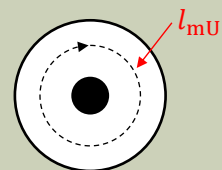
- oberhalb der Grenzfrequenz f_g von Koaxialleitungen breiten sich unerwünschte Wellentypen aus, wie sie in Hohlleitern vorkommen

■ Bestimmung der Grenzfrequenz

Der mittlere Umfang l_{mU} zwischen innerem und äußerem Leiter entspricht der Wellenlänge λ_g der Grenzfrequenz.

$$l_{mU} = 2\pi \cdot \frac{d_i + d_a}{4} = \lambda_g = \frac{c}{f_g} = \frac{c_0}{f_g \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$f_g = \frac{2 \cdot c_0}{\pi \cdot (d_i + d_a) \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

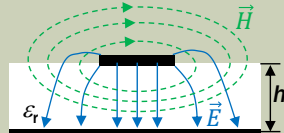


Folie 76

LEITUNGSTYPEN

Mikrostreifenleitung – Aufbau

- die Welle breitet sich in zwei Medien (Substrat und Luft) mit unterschiedlicher Geschwindigkeit (c und c_0) aus



- die Ausbreitungsgeschwindigkeit c ist frequenzabhängig

$$c(\omega) = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}(\omega)}}$$

- die Mikrostreifenleitung hat die Breite b und die Dicke d

Folie 77

LEITUNGSTYPEN

Mikrostreifenleitung – Wellenwiderstand

- Wellenwiderstand und effektive Permittivität von Mikrostreifenleitungen können nicht analytisch bestimmt werden
- hierzu werden numerische Verfahren verwendet
- einfache Beispiellösung für niedrige Frequenzen

$$Z_L = \frac{Z_{F0}}{\pi \cdot \sqrt{8 \cdot (\epsilon_r + 1)}} \cdot \ln \left(1 + \frac{4 \cdot h}{b'} \cdot \left[\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r} \cdot \frac{4 \cdot h}{b'}}{11} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r} \cdot \frac{4 \cdot h}{b'}}{11} \right)^2 + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \pi^2}{2}} \right] \right)$$

$$\text{mit } b' = b + \frac{d}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{4 \cdot e}{\sqrt{\left(\frac{d}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \cdot \left(\frac{b}{a+1,1} \right)} \right)^2}} \right)$$

Folie 78

LEITUNGSTYPEN

Mikrostreifenleitung – effektive Permittivität

- einfache Beispiellösung für die effektive Permittivitätszahl

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot h}{b}}} \right) + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{b}{h} \right)^2 \right] \quad \text{für} \quad \frac{b}{h} \leq 1$$

und
$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot h}{b}}} \quad \text{für} \quad \frac{b}{h} \geq 1$$

- numerische Berechnungsprogramme gibt es als Freeware-Tools wie beispielsweise TX-Line

Folie 79

LEITUNGSTYPEN

Mikrostreifenleitung – Frequenzbereich und Eigenschaften

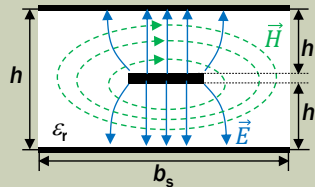
- Grenzfrequenz
$$f_g = \frac{c_0}{4 \cdot h \cdot \sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$
- Anwendung in der planaren Schaltungstechnik
- Vorteile
 - einfach und kostengünstig
 - miniaturisiert herstellbar und mit SMD-Bauteilen kombinierbar
- Nachteile
 - Abstrahlverluste bei hohen Frequenzen (bei offenem Aufbau)
 - mechanisch nicht flexibel
 - relativ hohe Verluste

Folie 80

LEITUNGSTYPEN

Streifenleitung (Stripline) - Aufbau, Wellenwiderstand und Grenzfrequenz

- Aufbau und Feldverlauf



- Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{c_0}{2 \cdot b_s \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

Folie 81

LEITUNGSTYPEN

Streifenleitung (Stripline) - Wellenwiderstand

- Näherungslösung für den Wellenwiderstand

$$Z_L = \frac{30\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left(1 + \frac{8 \cdot h}{\pi \cdot b'} \cdot \left[\frac{16 \cdot h}{\pi \cdot b'} + \sqrt{\left(\frac{8 \cdot h}{\pi \cdot b'} \right)^2 + 6,27} \right] \right)$$

- mit der effektiven Streifenleitungsweite b'

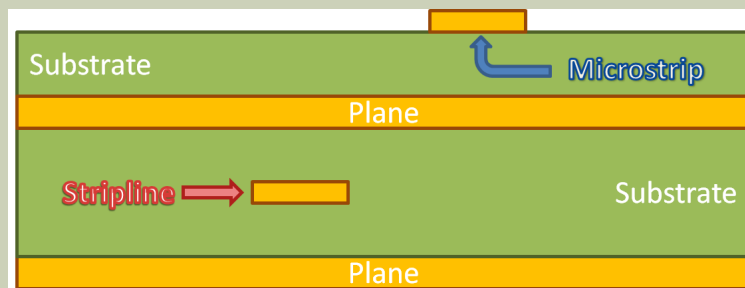
$$b' = b + \frac{d}{\pi} \cdot \ln \left(e \cdot \left[\sqrt{\left(\frac{1}{4 \cdot \left(\frac{h}{d} \right) + 1} \right)^2 + \left(\frac{1}{4 \cdot \pi \left(\frac{b}{d} + 1,1 \right)} \right)^{\frac{6}{3 + \frac{d}{h}}}} \right] \right)$$

Folie 82

LEITUNGSTYPEN

Streifenleitung (Stripline) – Anwendung

Bei Multilayerplatinen werden Mikrostreifenleitungen (oberste Lage) und Streifenleitungen (tiefere Ebenen) kombiniert.



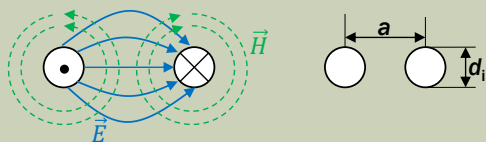
Folie 83

Bildquelle: aerospacepal.com

LEITUNGSTYPEN

Zweidrahtleitung

- Zweidrahtleitungen sind symmetrisch aufgebaut



$$Z_L = \frac{Z_{F0}}{\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \operatorname{arcosh} \left(\frac{a}{d_i} \right)$$

- Anwendung im Bereich der Netzwerkverkabelung mit den baulichen Optionen

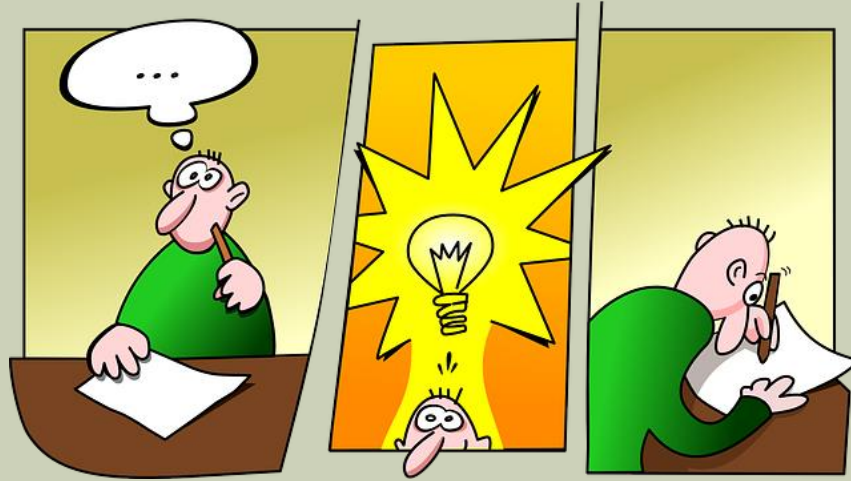
- die Adern (isolierter Leiter) werden verseilt (Vermeidung magnetischer Einkopplungen)
- Verseilung von verseilten Leitungspaaren
- Schirmung aus metallischem Geflecht oder Aluminiumfolie zur Vermeidung elektrischer Einkopplungen



Folie 84

Bildquelle: computerwoche.de

LEITUNGSTYPEN



Übungsblatt 3

Folie 85

Bildquelle: online-zeichnenkurs.de

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

- Passive Bauelemente (Widerstand, Kondensator und Spule) verhalten sich in der Praxis nicht ideal.
- Die vom idealen Verhalten abweichenden Effekte werden mit Ersatzschaltbildern beschrieben.
- Die Wahl des geeigneten Ersatzschaltbildes hängt
 - vom Frequenzbereich ab, in dem die Bauelemente betrieben werden.
 - von der Art des Einsatzes ab.
- Bei hohen Frequenzen
 - tritt das Bauelement mit der Umgebung in Wechselwirkung.
 - spielt die Einbausituation eine Rolle.

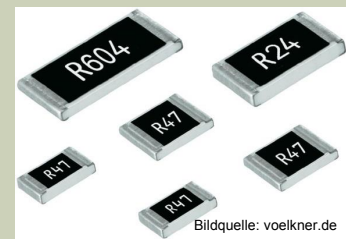
Folie 86

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Widerstände

- in der HF-Technik werden meist SMD-Widerstände verwendet
 - die kleine Bauweise eignet sich gut für hohe Frequenzen
 - die fehlenden Anschlüsse verringern die parasitären Eigenschaften
- der Widerstandswert ist frequenzunabhängig, wenn die Dicke der Widerstandsschicht d viel kleiner als die Eindringtiefe δ ist

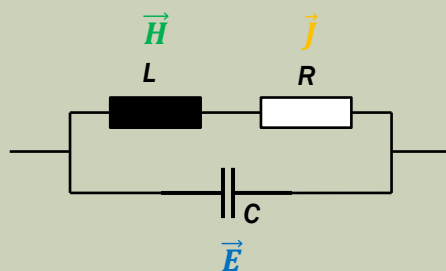
$$\delta \gg d$$



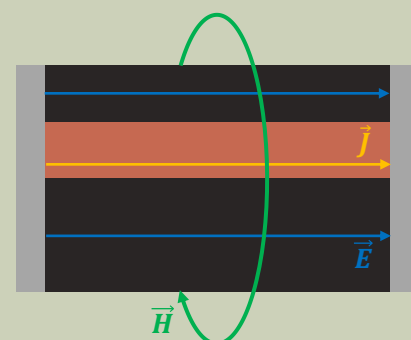
Folie 87

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Widerstände



$$Z_R = \frac{R + j\omega L}{j\omega C \cdot (R + j\omega L) + 1}$$



Folie 88

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Widerstände – Bauformen in der HF-Technik

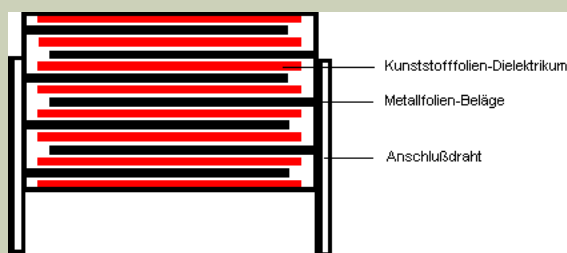
- Kohleschichtwiderstand
 - große parasitäre Reaktanz
 - Kapazitäten zwischen Kohlewendel und Anschlusskappen
 - Induktivitäten der Anschlussdrähte
 - deshalb nur bis ca. 100 MHz einsetzbar
- Drahtwiderstände sind wegen der großen Eigeninduktivität für die HF-Technik nicht geeignet
- SMD-Widerstände sind als HF-Bauelemente ideal
 - kleine Bauform
 - keine Anschlussdrähte

Folie 89

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Kondensatoren

- in der HF-Technik werden meist Chip-Kondensatoren verwendet (Gründe wie bei SMD-Widerständen)
- aufgrund des Stromflusses und des damit verbundenen magnetischen Feldes, entstehen Induktivitäten



Folie 90

Bildquelle: wima.de



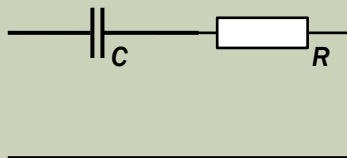
Bildquelle: compotec-electronic.com

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

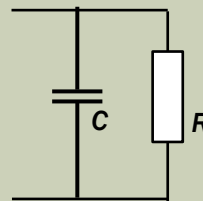
Kondensatoren

- die Anschlusskontakte verursachen ohmsche Verluste
- der keramische Träger und die dielektrischen Zwischenschichten verursachen dielektrische Verluste
- Ersatzschaltbilder ohne induktive Effekte

Serien-ESB



Parallel-ESB



Folie 91

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Kondensatoren

- Ersatzschaltbild mit induktivem Effekt



- Serienschwingkreis mit der Impedanz Z_C

$$Z_C = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

- der Güte Q_C und der Resonanzfrequenz f_0

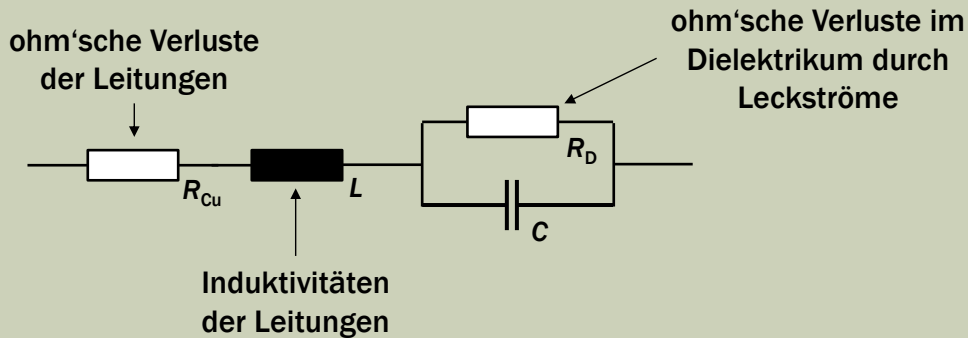
$$Q_C = \frac{1}{\omega RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Folie 92

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Kondensatoren

vollständiges Ersatzschaltbild eines Kondensators



Folie 93

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Kondensatoren – Bauformen in der HF-Technik (Bsp.)

■ Scheiben- und Plattenkondensatoren

- Vorteil: hohe Kapazität bei kleiner Bauform durch HDK-Werkstoffe
- Nachteil: hoher Verlustfaktor $\tan \delta_v$ und große Temperaturabhängigkeit
- HF-Einsatz als Abblockkondensatoren
- kein HF-Einsatz als frequenzbestimmende Bauelemente in Filterschaltungen und Oszillatoren

■ Wickelkondensatoren (Folienkondensatoren)

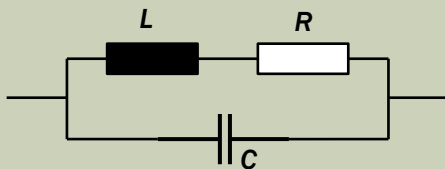
- kleine Bauform mit großen Plattenflächen
- kleine parasitäre Induktivitäten
- guten HF-Eigenschaften für Filter und Oszillatoren

Folie 94

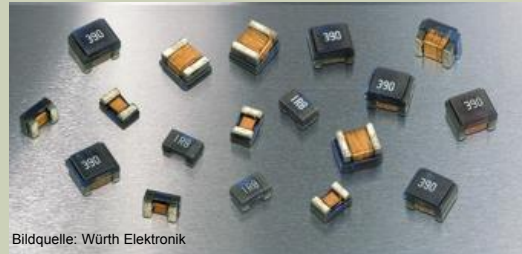
ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Spulen

- in der HF-Technik werden meist SMD-Spulen verwendet (Gründe wie bei SMD-Widerständen und Chip-Kondensatoren)
- um hohe Induktivitäten bei kleiner Bauform zu erreichen, werden Materialien mit hoher Permeabilität verwendet



Folie 95



Bildquelle: Würth Elektronik

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Spulen

- Parallelschwingkreis mit der Impedanz Z_S

$$Z_S = \frac{R + j\omega L}{j\omega C \cdot (R + j\omega L) + 1}$$

- der Güte Q_S

$$Q_S = \frac{\omega L}{R}$$

- und der Resonanzfrequenz f_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

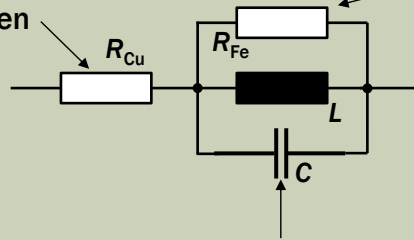
Folie 96

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE

Spulen

vollständiges Ersatzschaltbild einer Spule mit Kern

Ohm'sche Verluste
der Leitungen und
Wicklungen



spannungsabhängige
Kernverluste

Kapazitäten, die
sich zwischen
den Wicklungen
bilden

Folie 97

ERSATZSCHALTBILDER PASSIVER BAUELEMENTE



Übungsblatt 4

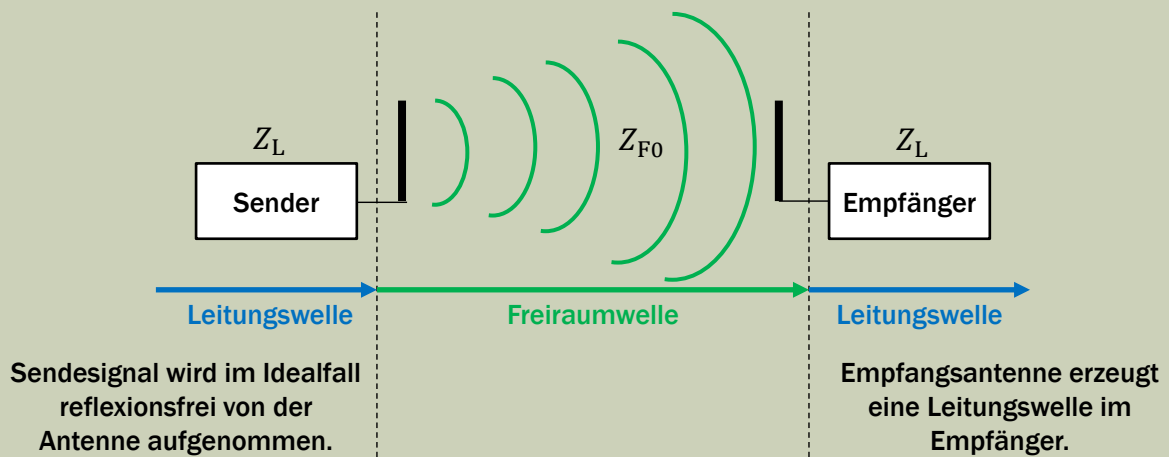
Folie 98

Bildquelle: online-zeichnenkurs.de

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Wellentypenwandlung

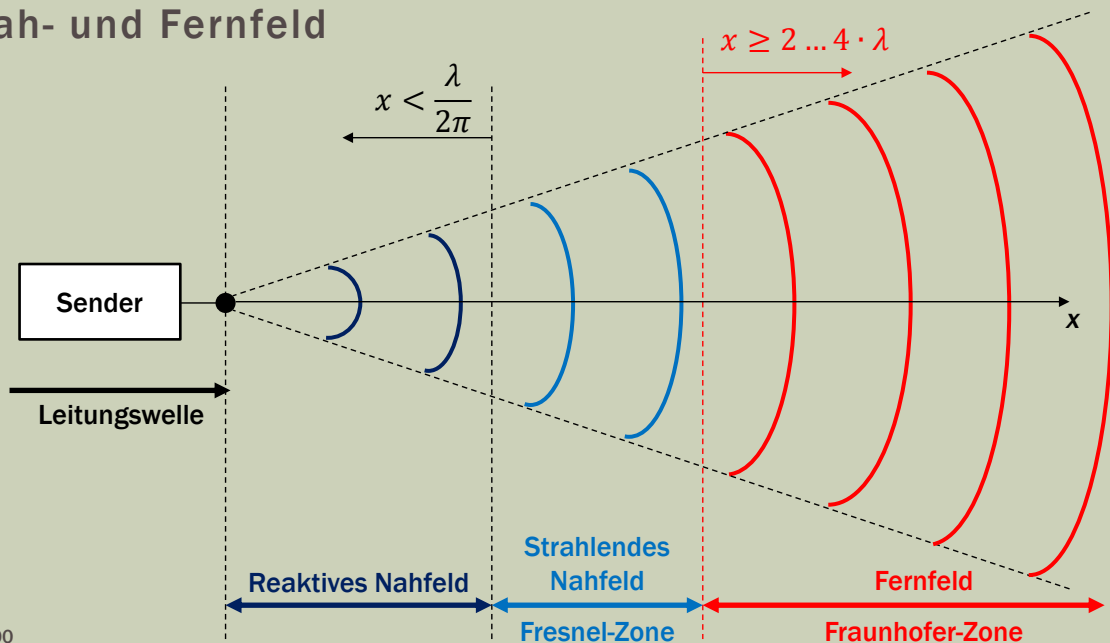
Antennen wandeln Leitungs- in Freiraumwellen und umgekehrt



Folie 99

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Nah- und Fernfeld



Folie 100

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Nah- und Fernfeld

- Der Übergang vom Nah- zum Fernfeld einer Antenne
 - ist abhängig von der Wellenlänge.
 - ist Abhängig von der Antennengröße.
 - ist kontinuierlich.
 - beträgt $2 \cdot \lambda$ bei elektrisch kleinen Antennen.
 - beträgt $\frac{2 \cdot D_A^2}{\lambda}$ bei elektrisch großen Antennen.
- Nah- und Fernfeld müssen mathematisch unterschiedlich behandelt werden
- für die einzelnen Zonen existieren verschiedene Näherungsverfahren

Folie 101

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Nah- und Fernfeld

- Definition des Fernfeldes (Fraunhofer-Zone)
 - Die drei Vektoren (\vec{E} , \vec{H} und \vec{S}) stehen senkrecht aufeinander und weisen keine Phasendifferenz auf ($\Delta\varphi = 0$).
 - Der Feldwellenwiderstand entspricht dem Feldwellenwiderstand des freien Raums ($Z_F = Z_{F0} = 120 \cdot \pi \Omega$).
- Definition des reaktiven Nahfeldes
 - in diesem Bereich erfolgt keine Abstrahlung
 - elektrische und magnetische Energie ist im Nahfeld gespeichert
 - Nahfeld enthält starke reaktive Feldanteile
 - Bildleistung pendelt zwischen Antenne und Umgebung

Folie 102

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Störsignalübertragung

- Signalübertragungen können auch unerwünscht stattfinden
- hierbei handelt es sich um Störsignalübertragung über Verkopplung auf parasitärem Wege
- die Übertragung von Störsignalen kann durch die Maxwell'schen Gleichungen beschrieben werden

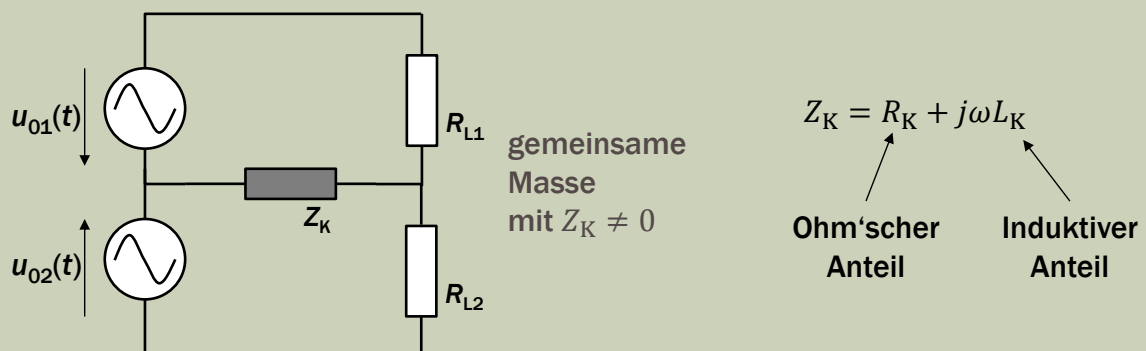


Folie 103

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Galvanische Kopplung

- Störsignalübertragung durch gemeinsame Impedanz unterschiedlicher Stromkreise
- Beispiel: gemeinsame Masseleitung

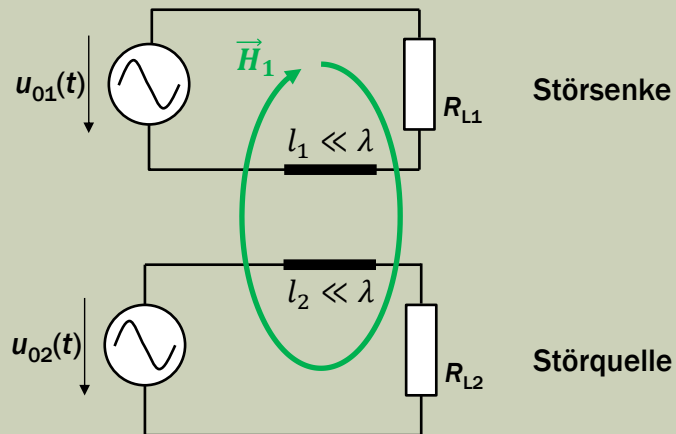


Folie 104

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Induktive Kopplung

Störsignalübertragung durch das quasi-statische magnetische Nahfeld bei großen Strömen



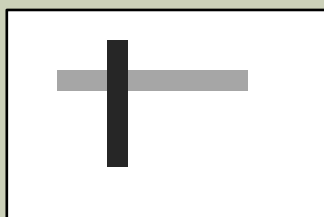
Folie 105

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

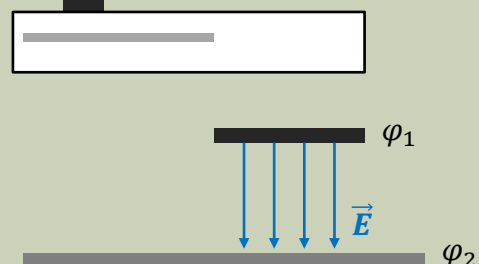
Kapazitive Kopplung

- Störsignalübertragung durch das quasi-statische elektrische Nahfeld bei großen Spannungen
- Beispiel: sich kreuzende Leiterbahnen

Platine - Draufsicht



Platine - Seitenansicht

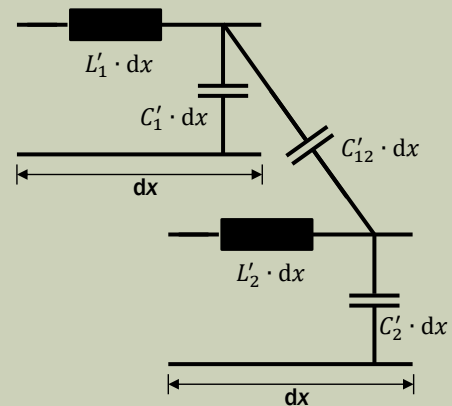


Folie 106

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Leitungskopplung

- Störsignalübertragung zwischen parallelen Strukturen, wenn
 - deren Länge groß genug für eine Wellenausbreitung ist
 - die elektromagnetischen Felder nicht mehr als quasi-statisch angenommen werden können
- Beispiel: parallele Leiterbahnen
- Berücksichtigung der Felder
- keine Trennung von magnetischem und elektrischem Einfluss, wie bei rein kapazitiver bzw. induktiver Kopplung

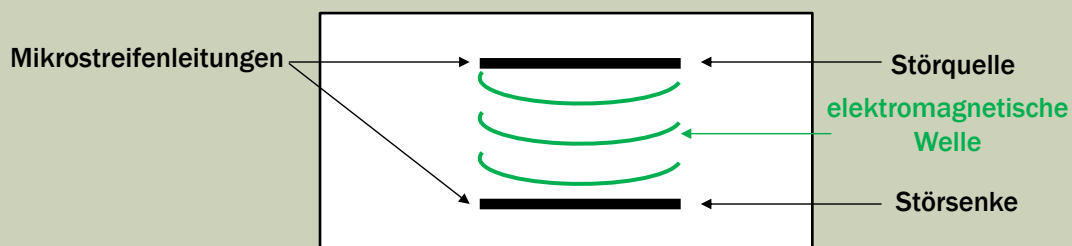


Folie 107

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN

Strahlungskopplung

- Störsignalübertragung durch Ausbreitung elektromagnetischer Wellen zwischen entfernten Strukturen
 - Fernfeldstörung
 - Schaltungsstrukturen wirken als Sende- oder Empfangsantenne
- Beispiel: Kühlkörper, Masseflächen, Mikrostreifenleitungen usw.



Folie 108

ANTENNEN-EFFEKT UND KOPPLUNGSMECHANISMEN



Übungsblatt 5

Folie 109

Bildquelle: online-zeichnenkurs.de

LITERATUR UND QUELLEN

- Detlefsen, J. und Siart, U.: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. 4. Aufl., München: Oldenbourg 2012
- Franz, J.: *EMV*. 5. Aufl., Wiensbaden: Springer Vieweg 2013
- Griffiths, D.J.: *Elektrodynamik*. 3. Aufl., München: Pearson Studium 2011
- Gustrau, F.: *Hochfrequenztechnik*. 2. Aufl., München: Carl Hanser 2013
- Gustrau, F. und Kellerbauer, H.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. München: Carl Hanser 2015

Folie 110

LITERATUR UND QUELLEN

- Küpfmüller, K. et al.: *Theoretische Elektrotechnik*. 19. Aufl., Berlin Heidelberg: Springer Vieweg 2013
- o.A.: *Erläuterung der Bewertungsverfahren nach BEMFV*. Referat 414, Bonn: Bundesnetzagentur 2013
- Schwab, A.J.: *Begriffswelt der Feldtheorie*. 6. Aufl., Heidelberg: Springer 2002
- Stadler, E.: *Hochfrequenztechnik*: Würzburg: Vogel 1973

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 1

Einführung und Grundlagen

1. Gegeben ist eine Zweidrahtleitung aus zwei dünnen, unendlich langen und parallel verlaufenden Leitern im Abstand $d = 1$ cm. Die Ströme in jedem Leiter betragen $I = 10$ mA. Die Leiter verlaufen in y -Richtung und liegen in der Ebene $z = 0$.
 - a. Skizzieren Sie die Verteilung des magnetischen Feldes in einer Querschnittsebene.
 - b. Berechnen Sie die magnetische Feldstärke \vec{H} auf der x -Achse.
2. Gegeben ist eine homogene ebene Welle (HEW), die sich in einem homogenen Dielektrikum ($\mu_r = 1$; $\varepsilon_r \neq 1$) ausbreitet. Die elektrischen und magnetischen Feldstärkevektoren lauten

$$\vec{E}(x, t) = E_0 \cdot \cos(\omega \cdot t - k \cdot x) \cdot \vec{e}_y$$

$$\vec{H}(x, t) = 4 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot \cos(\omega \cdot t - k \cdot x) \cdot \vec{e}_z$$

mit $f = 314,16$ MHz und einem Feldwellenwiderstand von 300Ω .

Berechnen Sie

- a. die Amplitude E_0 der elektrischen Feldstärke.
 - b. die relative Dielektrizitätszahl ε_r des Mediums.
 - c. die Wellenzahl k .
 - d. die Ausbreitungsgeschwindigkeit c der Welle.
3. Meerwasser hat bei einer Frequenz von $f = 400$ MHz die Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = 81$, die Permeabilitätszahl von $\mu_r = 1$ und den spezifischen Widerstand $\rho = 0,23 \Omega \cdot \text{m}$.

Welches betragliche Verhältnis haben die Amplituden des Leitungsstroms und des Verschiebungsstroms?

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 2

Leitungstheorie

1. Ein Generator mit dem Innenwiderstand $R_i = 50 \Omega$ speist über eine Leitung (ohne ohmsche Verluste) mit dem Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ ($\epsilon_r = 2,25$) einen 50Ω -Verbraucher. Durch ungünstiges Platinenlayout ergibt sich eine parasitäre Reiheninduktivität von $1,2 \text{ nH}$. Die Schaltung wird mit einer Frequenz von $9,95 \text{ GHz}$ betrieben. Auf der Leitung wird durch Messung ein Minimum der Spannungsamplitude von 20 mV bei $x_{\min} = -4,7 \text{ cm}$ festgestellt.
 - a. Skizzieren Sie die Schaltung mit allen notwendigen Angaben.
 - b. Wie groß ist die Phasenkonstante β ?
 - c. Berechnen Sie die normierte Impedanz z_A des Verbrauchers.
 - d. Berechnen Sie den Reflexionsfaktor am Leitungsende.
 - e. Welcher Anteil der maximal möglichen Wirkleistung wird an den Verbraucher abgegeben?
 - f. An welchem Ort der Leitung (x_{\max}) wird die Spannungsamplitude maximal?
 - g. Berechnen Sie die maximale Spannungsamplitude.

2. Lösen Sie das Beispiel 2 zum Smith-Diagramm (allgemeine Impedanztransformation über eine Leitung) rechnerisch.

3. Passen Sie mit Hilfe des Smith-Diagramms die Abschlussimpedanz $Z_A = (120 - j80) \Omega$ an eine Impedanz von 50Ω an ($f = 1 \text{ GHz}$). Verwenden Sie hierfür eine serielle Leitung und eine kurzgeschlossene Stichleitung ($Z_L = 50 \Omega$, $\epsilon = 1$).
 - a. Bestimmen Sie die Längen der Leitungen.
 - b. Durch welche Bauelemente kann die Stichleitung ersetzt werden?

4. Ein Lastwiderstand $Z_A = 960 \Omega$ soll über eine $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung mit einstellbarem Wellenwiderstand Z_L an einen Spannungsgenerator mit dem Innenwiderstand $R_0 = 50 \Omega$ angepasst werden. Die Anpassung erfolgt mit einer in Reihe geschalteten 50Ω -Leitung variabler Länge l und einer festen Serieninduktivität $L = 75 \text{ nH}$. Das Dielektrikum der Leitungen hat die relative Permittivität $\epsilon_r = 2,1$. Die Schaltung soll mit einer Frequenz von 138 MHz betrieben werden.
 - a. Skizzieren Sie die vollständige Schaltung mit allen notwendigen Angaben.
 - b. Welchen Wert hat die Eingangsimpedanz Z_E , wenn die Anpassung hergestellt ist?
 - c. Berechnen Sie die normierte Impedanz der Serieninduktivität.
 - d. Welche Wellenlänge liegt auf den Leitungen vor?
 - e. Welchen Wert muss die Zwischenimpedanz Z_z (Eingangsimpedanz der $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung) haben, damit die Anpassung erreicht werden kann? (Wählen Sie die Lösung so, dass gilt $Z_z < 50 \Omega$)

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 2

Leitungstheorie

- f. Wie muss der Wellenwiderstand der $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung eingestellt werden?
 - g. Berechnen Sie das Stehwellenverhältnis der $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung.
 - h. Bestimmen Sie die Länge der 50 Ω -Leitung so, dass am Generator Leistungsanpassung erreicht wird.
5. An einem Spannungsgenerator mit dem Innenwiderstand R_I sei eine verlustlose Zweidrahtleitung der Länge l und dem Wellenwiderstand Z_L angeschlossen. Es gilt $R_I = Z_L$. Skizzieren Sie
- a. die vollständige Schaltung mit allen Angaben.
 - b. den Spannungsverlauf über der Zeit im Leerlauf, wenn mit dem Spannungsgenerator zum Zeitpunkt $t = 0$ s ein Sprung von 0 V auf die Spannung $U = U_G$ erzeugt wird.
6. Ergänzen Sie die Schaltung aus Aufgabe 5 durch einen Abschlusswiderstand $R_A = 200 \Omega$. Der Leitungswellenwiderstand sei $Z_L = 50 \Omega$, die Leitungslänge sei $l = 0,2$ m, die relative Dielektrizitätszahl sei $\epsilon_r = 2,25$, die Generatorleerlaufspannung sei $U_G = 1$ V und der Innenwiderstand des Spannungsgenerators sei $R_I = 150 \Omega$.
- a. Skizzieren Sie das Gitterdiagramm, wenn mit dem Spannungsgenerator zum Zeitpunkt $t = 0$ s ein Sprung von 0 V auf die Spannung $U = U_G$ erzeugt wird.
 - b. Berechnen Sie die Spannungsamplituden der hin- und rücklaufenden Wellen (bis U_{3h}).
 - c. Skizzieren Sie die Spannungsverläufe über der Zeit am Eingang und am Ausgang.

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 3

Leitungstypen

1. Eine Koaxialleitung für hohe Leistungen ist mit einem homogenen Dielektrikum gefüllt in dem sich eine TEM-Welle mit 89% der Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Der Außenradius beträgt 21,5 mm und der Innenradius 8,85 mm.
Wie groß ist die Grenzfrequenz der Koaxialleitung?
2. Bei einer Netzwerkverkabelung wird eine Zweidrahtleitung mit einem Wellenwiderstand von 100Ω verwendet.
Wie groß muss das Verhältnis von Abstand der zwei Leiter zu deren Durchmesser sein?
3. In einer Multilayerplatine aus Epoxidharz ($\epsilon_r = 3,71$) mit der Substratdicke von 1 mm werden Streifenleitungen und Mikrostriifenleitungen verwendet. Die Streifenleitung wurde in der Mitte der Substratdicke verlegt. An dieser Stelle ist die effektive Substratbreite 1 cm. Berechnen Sie die Grenzfrequenzen der
 - a. Streifenleitung und der
 - b. Mikrostriifenleitung
4. Gegeben sind zwei Koaxialleitungen mit den Wellenwiderständen $Z_{L1} = 75 \Omega$ und $Z_{L2} = 125 \Omega$ und den Außenradien $R_{a1} = R_{a2} = 2$ mm, die mit dem gleichen Material gefüllt sind. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in der Leitung beträgt 81 % der Vakuumlichtgeschwindigkeit.
 - a. Berechnen Sie die relative Dielektrizitätszahl des Füllmaterials.
 - b. Berechnen Sie die Innenradien der Koaxialleitungen.Zur Anpassung bei einer Frequenz von $f = 10$ GHz soll eine dritte Koaxialleitung mit gleichem Außenleiterradius wie die Leitungen 1 und 2 und dem Innenradius von Leitung 2 als $\lambda/4$ -Transformator verwendet werden.
 - c. Berechnen Sie den erforderlichen Leitungswellenwiderstand Z_{L3} .
 - d. Wie groß muss die relative Permittivitätszahl des Mediums in Leitung 3 sein?
 - e. Berechnen Sie die geometrische Länge des Leitungsstückes 3.

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 4

Ersatzschaltbilder passiver Bauelemente

1. Ein Chipkondensator mit der Kapazität $C = 27 \text{ pF}$ soll für den Einsatz bei einer Frequenz von 950 MHz getestet werden. Zur vereinfachten Betrachtung sollen nur die elektrischen Felder im Bereich des Dielektrikums mit der relativen Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 1000 - j$ betrachtet werden. Rand- und Streueffekte sowie ohm'sche Verluste der Zuleitungen mit der Induktivität $L = 420 \text{ pH}$ sind zu vernachlässigen
 - a. Skizzieren Sie das geeignete Ersatzschaltbild, wenn alle Bauelemente in Serie geschaltet sind.
 - b. Bestimmen Sie die Dicke d des Kondensators, wenn die Elektrodenfläche 2 mm^2 beträgt.
 - c. Berechnen Sie die dielektrischen Verluste.
 - d. Wie groß ist die elektrische Feldstärke, wenn der Betrag der Amplitude der Klemmenspannung 20 mV beträgt?

2. Es sollen die Hochfrequenzeigenschaften zweier unmagnetischer Silberdrähte ($\sigma = 65 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) mit kreisrundem Querschnitt ($D_1 = 1,5 \text{ mm}$ und $D_2 = 0,2 \text{ mm}$) bei $f = 220 \text{ MHz}$ analysiert werden.
 - a. Berechnen Sie die Eindringtiefe in den Drähten.
 - b. Berechnen Sie für beide Drähte den längenbezogenen Hochfrequenzwiderstand.
 - c. Begründen Sie die unterschiedlichen Werte aus Aufgabenteil b in Bezug auf die Tatsache, dass die Eindringtiefe beider Drähte gleich ist.

Hochfrequenztechnik – Übungsblatt 5

Koppelmechanismen

1. Zwischen zwei sich im Winkel von 90° kreuzende Leitungen mit der Breite $b = 10$ mm und den Leitungslängen $l_1 = 80$ mm und $l_2 = 100$ mm befindet sich Luft. Die untere Leitung verläuft 10 mm über der Massefläche und der Abstand zwischen den Leitungen beträgt 0,2 mm. Der Quellenwiderstand und der Lastwiderstand sind jeweils 50Ω . An der oberen Leitung, die mit einem Widerstand von $1 \text{ M}\Omega$ abgeschlossen ist, liegt eine Spannung von 5 V an; ihre Frequenz kann zwischen 0 und 60 MHz variiert werden kann.
 - a. Skizzieren Sie den Aufbau der Schaltung.
 - b. Um was für eine Kopplungsart handelt es sich?
 - c. Skizzieren Sie das Ersatzschaltbild der Schaltung.
 - d. Berechnen Sie die Bauelemente des Ersatzschaltbildes.
 - e. Stellen Sie die Gleichung der Störspannung auf, die in die untere Leitung zu messen ist.

2. Der Fernfeldabstand vierer Antennen mit folgenden technischen Daten ist zu vergleichen:
 - Antenne 1: Frequenz 900 MHz; Aperturweite 0,2 m
 - Antenne 2: Frequenz 900 MHz; Aperturweite 0,5 m
 - Antenne 3: Frequenz 1,8 GHz; Aperturweite 0,1 m
 - Antenne 4: Frequenz 1,8 GHz; Aperturweite 0,2 m
 - a. Berechnen Sie die Fernfeldabstände aller Antennen.
 - b. Diskutieren Sie die Ergebnisse von Aufgabenteil a

Hochfrequenztechnik – Liste der verwendeten Symbole

Formelzeichen

a	Abstand	[m]
A	Fläche	[m ²]
b	Breite	[m]
b_S	Substratbreite	[m]
b'	effektive Breite	[m]
B	magnetische Flussdichte	[Vs/m ²]
B	Blindleitwert (Suszeptanz)	[S]
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle	[m/s]
C	Kapazität (dielektrischer Leitwert)	[F]
C'	Kapazitätsbelag	[F/m]
d	Dicke	[m]
d	Plattenabstand, Luftspalt	[m]
D	elektrische Flussdichte	[As/m ²]
D_A	Aperturweite der Antenne	[m]
E	elektrische Feldstärke	[V/m]
f	Frequenz	[Hz]
f_0	Resonanzfrequenz	[Hz]
f_g	Grenzfrequenz	[Hz]
G	Wirkleitwert (Konduktanz)	[S]
G'	Leitwertbelag	[S/m]
h	Höhe, Substratdicke	[m]
H	magnetische Feldstärke	[A/m]
I	Stromstärke	[A]
I_W	Wirbelstrom	[A]
J	Stromdichte	[A/m ²]
k	Wellenzahl	[1/m]
\vec{k}	Wellenvektor	[1/m]
l	Länge	[m]
L	Induktivität	[H]
L'	Induktivitätsbelag	[H/m]
m	Anpassungsfaktor	[dimensionslos]
P	Wirkleistung	[W]
Q	elektrische Ladung	[As]
Q_C	Güte des Kondensators	[dimensionslos]
Q_L	Güte der Spule	[dimensionslos]
r	Reflexionsfaktor	[dimensionslos]
r	radialer Abstand in Kugelkoordinaten	[m]
r_A	Reflexionsfaktor am Leitungsende	[dimensionslos]
R	Wirkwiderstand (Resistanz)	[Ω]
R_{Cu}	ohm'sche Leitungsverluste	[Ω]
R_D	ohm'sche Verluste im Dielektrikum	[Ω]
R_{Fe}	spannungsabhängige Kernverluste	[Ω]
R_i	Innenwiderstand	[Ω]
R'	Widerstandsbelag	[Ω /m]
s	Welligkeit (Stehwellenverhältnis)	[dimensionslos]
\vec{S}	Poynting Vektor	[W/m ²]
t	Zeit	[s]
t_D	Signallaufzeit	[s]

Hochfrequenztechnik – Liste der verwendeten Symbole

U_C	Spannung am Kondensator	[V]
U_e	elektrische Spannung	[V]
U_h	hinlaufende Spannungswelle	[V]
U_m	magnetische Spannung	[A]
U_r	rücklaufende Spannungswelle	[V]
V	Volumen	[m ³]
W_C	Energie (im Kondensator gespeichert)	[Ws]
X	Blindwiderstand (Reaktanz)	[Ω]
X_E	Blindwiderstand am Leitungseingang	[Ω]
y	normierte Admittanz	[dimensionslos]
Y	Scheinleitwert (Admittanz)	[S]
z	normierte Impedanz	[dimensionslos]
Z	Scheinwiderstand (Impedanz)	[Ω]
Z_A	Lastimpedanz	[Ω]
Z_C	Impedanz des realen Kondensators	[Ω]
Z_E	Eingangsimpedanz einer Leitung	[Ω]
Z_F	Feldwellenwiderstand	[Ω]
Z_K	Koppelimpedanz	[Ω]
Z_L	Wellenimpedanz	[Ω]
Z_S	Impedanz der realen Spule	[Ω]
δ	Eindringtiefe	[m]
δ_V	Verlustfaktor	[dimensionslos]
ε	Permittivität (dielektrische Leitfähigkeit)	[As/Vm]
ε_r	Dielektrizitätszahl	[dimensionslos]
$\varepsilon_{r,eff}$	effektive Dielektrizitätszahl	[dimensionslos]
λ	Wellenlänge	[m]
λ_g	Grenzwellenlänge	[m]
Λ	magnetischer Leitwert	[Vs/A]
μ	Permeabilität	[Vs/Am]
μ_r	Permeabilitätszahl	[dimensionslos]
ρ	Raumladungsdichte	[As/m ³]
σ	elektrische Leitfähigkeit	[S/m]
φ	Phasenwinkel	[°]
φ_h	Phasenwinkel der hinlaufenden Welle	[°]
φ_r	Phasenwinkel der rücklaufenden Welle	[°]
ϕ	magnetischer Fluss	[Vs]
Ψ	elektrischer Fluss	[As]
ω	Kreisfrequenz	[1/s]

Indizes, Funktionen und sonstige Zeichen

\vec{e}	Einheitsvektor	[dimensionslos]
∇	Nabla-Operator	$\nabla = \frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} + \frac{\partial}{\partial z}$
γ	Ausbreitungskonstante	$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')}$

Hochfrequenztechnik – Liste der verwendeten Symbole

Naturkonstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit	299.792.458 m/s
e	Elementarladung	$1,602 \cdot 10^{-19}$ As
ε_0	elektrische Feldkonstante	$8,85 \cdot 10^{-12}$ As/Vm
μ_0	magnetische Feldkonstante	$1,27 \cdot 10^{-6}$ Vs/Am
Z_{F0}	Feldwellenwiderstand des freien Raums	$120 \cdot \pi \Omega$