

# Mitschrift

## Wellenausbreitung - Wintersemester 2023

DINC Atila (11917652)

23. Januar 2024

### 2.1 Ladungskontinuität

Maxwell ergänzt in der letzten Maxwellschen Gleichung die Summe der Leitungsströme mit der Änderung der Verschiebungsstromdichte.

$$\nabla \cdot (\nabla \times H) = \nabla \cdot S + \nabla \cdot \frac{dD}{dt} = \nabla \cdot S + \frac{d\nabla \cdot D}{dt} = \nabla \cdot S + \frac{d\rho}{dt}$$

#### 2.2.1 Hilfspgleichung

Problem: 8 Maxwellgleichungen für 12 unbekannte, daher werden Hilfspgleichungen benötigt.  
el. und mag. Flussdichtegleichungen gelten in isotropen Medien (linear & homogen?)

$\rho$  (ausgesprochen Rohacel)

$$\nabla \cdot (\nabla \times H) = \nabla \cdot (S + \frac{dD}{dt})$$

$$\nabla \times E = -\frac{dB}{dt}$$

$$\nabla \cdot D = \rho$$

(effektive Ladungsfreiheit bei  $f \leq 10^{18} \text{ Hz}$  - bei diesen Wellenlängen ist  $\lambda$  kleiner als der Atomradius, da hören die Kontinuitätsannahmen auf)

$$\nabla \cdot B = 0$$

aus 1 und 3:

$$0 = \nabla \cdot S + \frac{d\rho}{dt} \text{ folgt } \sigma \nabla \cdot E + \frac{d\rho}{dt} = 0$$

$$\sigma \rho \epsilon + \frac{d\rho}{dt} = 0$$

$$\rho(x, y, z, t) \text{ with } (x, y, z) \in \mathbb{R}^3, t \in [0, \infty)$$

$$\rho(x, y, z, t) = \rho(x, y, z) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_D}}$$

$$S = \sigma E$$

$$D = \epsilon E$$

$$\frac{\sigma}{\epsilon} \rho_0(x, y, z) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_D}} + \rho_0(x, y, z) \left( -\frac{1}{\tau_D} \right) e^{-\frac{t}{\tau_D}} = 0$$

$$\frac{\sigma}{\epsilon} = \frac{1}{\tau_D}, \tau_D = \frac{\epsilon}{\sigma}$$

allgemeine Lösung = homogen + partikulär

$$\rho(x, y, z) = \rho_0(x, y, z) \cdot e^{\left( -\frac{t}{\tau_D} \right)} + \text{partikuläre Lösung}$$

$$\int_{\mathbb{R}^3} (\rho(x, y, z, t)) dx dy dz = \int_{\mathbb{R}^3} (\rho_0(x, y, z) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_D}}) dx dy dz$$

$$= e^{\frac{-t}{\tau_D}}, Q(t) = e^{\frac{-t}{\tau_D}} \cdot Q_0$$

Anfangsladungsverteilung:

$$Q_0 = \text{rect}_{-t_0}(t) - \text{rect}_{t_0}(t)$$

Wobei bei Kupfer  $\tau_D = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{F/m} / 60 \cdot 10^6 \text{S/m} = 10^{-18} \text{s}$  gilt.

$$H(x, y, z, t) = \text{Re}\{\underline{H}(x, y, z)e^{j\omega t}\} \dots \text{Notiz: Spitzenwertzeiger } \underline{H}$$

$$\nabla \times \underline{H} = \underline{S} + j\omega \underline{D} = \sigma \cdot \underline{E} + j\omega \epsilon \underline{E} = (\sigma + j\omega \epsilon) \cdot \underline{E} = j\omega \epsilon \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon}\right) \cdot \underline{E} = j\omega \epsilon \left(1 - \frac{j\sigma}{\omega \epsilon}\right) \cdot \underline{E}$$

$\nabla \times \underline{H} = j\omega \delta \underline{E} \dots \delta = \text{effektive Permittivität}$

$$\nabla \times \underline{H} = -j\omega \mu \underline{H}$$

$$\nabla \times \underline{H} = -j\omega \underline{B}$$

$$\nabla \cdot \underline{D} = -j\omega \underline{B}$$

$$\nabla \cdot \underline{B} = 0$$

## Poyntingscher Satz

- Gleichungen mit  $H$  und  $E$  multiplizieren
- Gleichungen subtrahieren
- den Term  $\nabla \cdot (E \times H)$  mittels Produktregel + Spatprodukt umformen auf  $H \cdot (\nabla \times E) - E \cdot (\nabla \times H)$
- Weiter Produktregel an  $E$  und  $H$  Termen anwenden

$$x \cdot \frac{dx}{dt} = |x|^2/2$$

$$\nabla \cdot (E \times H) + \sigma |E|^2 = -\frac{d}{dt} \left( \frac{\epsilon}{2} |E|^2 + \frac{\mu}{2} |H|^2 \right)$$

Abstrahlung + Heizung = elektromagnetische

Die dielektrischen Verluste wachsen direkt proportional zur Frequenz.

$$E(x, y, z, t) = \text{Re}\{E(x, y, z, t) \cdot e^{j\omega t}\}$$

$$H(x, y, z, t) = \frac{1}{2} (\underline{H}(x, y, z, t) \cdot e^{j\omega t} + \underline{H}^*(x, y, z) \cdot e^{-j\omega t})$$

$$E(x, y, z, t) \times H(x, y, z, t) = \text{Re}\{\underline{E}(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}\} \times \frac{1}{2} (\underline{H} \cdot e^{j\omega t} + \underline{H}^* \cdot e^{-j\omega t})$$

$$= \text{Re}\left\{\frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^* + \frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H} \cdot e^{2j\omega t}\right\} = \text{stationärer} + \text{pendelnder Anteil}$$

$$= \text{Re}\left\{\frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^*\right\} + \dots$$

komplexer Poyntingvektor:

$$\underline{T} = \frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^* = \underline{T}_w + j\underline{T}_b$$

## Tägliche Trivia

Quellen und Wellen hängen irgendwie zusammen, Antennen sind gerne mal Quellen. Der Begriff der Antenne kommt aus dem italienischen Wort für Zeltstange. Der Dipol ist die elementare Antenne.

Merksatz: Die niedrigste Strahlungsordnung ist die Dipolladung. Eine Druckwelle einer Explosion ist eine Monopolstrahlung, die Erdbebenwelle ist eine Dipol- oder sogar Quadropolstrahlung. Die Kräfte einer Explosion gehen radial weg, während im Zentrum eines Erbebens Platten mit entgegengesetzten Kräften aneinander reiben.

Dinge des Tages:

- Gerade Einzeldrahtantenne mit induktiver Kopplung in der Mitte. Die Kopplung teilt die Antenne in zwei Teile für kurz- und langwellige Signale.  
Skizze: —a—==—b—  $\lambda_a = 70cm | \lambda_b = 100cm$
- Koaxialkabel
- Wifi-Antenne: Diese haben "gespiegelte" Stecker, damit normale Koaxialantennen nicht in einen Router passen. Mehr dazu in Kapitel 11

Also, was war nochmal eine Antenne? Wandler zwischen raumgebundenen und leitungsgebundenen Wellen.

## 2.4 Randbedingungen

Wiederholung: Faraday'sches Gesetz

## 2.1 Grenzflächen zwischen Dielektrika

Beispiel: Oberflächenintegral über kleines Rechteck an Grenzfläche.  $\Delta l$  ist größer als  $\Delta x$ , aber kurz genug, damit  $E_{\text{tangential}}$  an den beiden kurzen Kanten konstant bleibt. Siehe Resultat im Skriptum. Analoges kann für die magnetische Feldstärke durchgeführt werden.

Ähnliche infinitesimale Methode für die Divergenzgleichungen. Die elektrischen Flächenladungen die in den Ergebnissen auftreten, spielen in dieser Vorlesung keine Rolle und daher gibt es auch keine Beispiele dazu. Die Flächenstromdichte spielt sehr wohl eine Rolle (Skineffekt).

Sommerfeld'sche Ausstrahlungsbedingung: Wellen verschwinden in der Unendlichkeit (Mathematische Formulierung wird erstmal nicht durchgeführt)

## 2.5 Lösung der Wellengleichung in kartesischen Koordinaten

Sei angemerkt: unter hinreichenden Bedingungen gilt der Satz von Schwartz.

$$\begin{aligned}\nabla \times H &= \sigma E + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} E \\ \nabla x(\nabla x H) &= \text{sigma}() + \text{epsilon} \text{partd/partdt}(\nabla x E) \\ \nabla(\nabla H) - \delta H &= \sigma - \mu \frac{\partial H}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left( -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \right) \\ \delta H &= \mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} + \epsilon \mu \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}\end{aligned}$$

für  $H, B, E$  &  $D$

In dieser VO wird hauptsächlich auf den Separationsansatz eingegangen. end  $H = \text{Re}\{\underline{H}(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}\} \dots \frac{\partial}{\partial t}$  wird Laplace-transformiert  
 $\delta \underline{H} = j\omega \mu \sigma \underline{H} + \epsilon \mu \omega^2 \underline{H} \dots \delta \underline{H} + (\omega^2 \mu \epsilon j\omega \mu \sigma) \underline{H} = 0? \dots$  Helmholtzgleichung

HÜ: Empfehlung: Das gleiche für E wiederholen. Nächste Woche Di: Separationsansatz (sollte man aus Mathe noch kennen)

17.10.2023

### 2.5.1 Lösungsansätze

- Methode 1:  $E = a \cdot \psi$
- Methode 2:  
Reines Wirbelfeld E bzw  $H = \nabla x(a \cdot \psi) = -a x \nabla \cdot \psi$  Durch Wiederholung:  $\nabla x(\nabla x(a \cdot \psi))$  Mitgehend Wiederholungen  
Ansatz mittels elektrodynamischer Potentiale Ansatz mittels Vektorpotential

## 2.5.2 Separationsansatz

Zu lösen:

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \sigma \psi &= 0 \\ \psi(x, y, z) &= X(x) \cdot Y(y) \cdot Z(z) \\ \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} \cdot YZ + X \cdot \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} \cdot Z + XY \cdot \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \sigma \psi \cdot XYZ &= 0 \\ \frac{1}{X(x)} \cdot \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{1}{Y(y)} \cdot \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \frac{1}{Z(z)} \cdot \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \sigma &= 0\end{aligned}$$

Aufgrund des konstanten Terms folgt:

$$k \cdot x^2 + k \cdot y^2 + k \cdot z^2 = \omega^2 \mu \sigma$$

... Separationsansatz

$$\frac{1}{X} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} = -k \cdot x^2$$

folglich erhält man die Schwingungsgleichung. Analog können die Schwingungsgleichungen für  $y$  und  $z$  bestimmen und man erhält das Gleichungssystem

$$\begin{aligned}X''(x) + k \cdot x^2 \cdot X(x) &= 0 \\ Y''(x) + k \cdot y^2 \cdot Y(y) &= 0 \\ Z''(x) + k \cdot z^2 \cdot Z(z) &= 0\end{aligned}$$

Zur Bestimmung einer Lösungen können unterschiedliche Formen angesetzt werden. Die nützlichsten sind:

- Fundamentalsystem:  $\{\sin(k_x x), \cos(k_x x)\}$ ... häufig verwendet
- Komplexes Fundsystem:  $\{e^{-jk_x x}, e^{jk_x x}\}$  häufig verwendet
- Mischform:  $\{\sin(k_x x) m e^{jk_x x}\}$ , etc.
- Hyperbelfunktion:  $\{\cosh(k_x x), \sinh(k_x x)\}$

Physikalische Bedeutungen in Tabelle 2.1 können durch einsetzen in unsere Wellenfunktion  $Re\{\psi(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}\} = Re\{\sin(k_z z) \cdot e^{j\omega t}\}$  überprüft werden. Die Wellenfront verläuft in  $z$ -Richtung. Fortan wird die verkürzte Schreibweise  $\frac{\partial}{\partial x} = \partial_x$  verwendet.

$$(2.39) \partial_y H_z - \partial_z H_y = \frac{j\omega \sigma E_x}{j\omega \mu}$$

$$(2.43) \partial_z E_x - \partial_x E_z = -j\omega_y \partial_z$$

Über 2 Schritte folgt:  $j\omega \mu \cdot \partial_y H_z + \partial_z^2 E_x - \partial_z \partial_x E_z = -\omega^2 \mu \sigma \cdot E_x$

Annahme Wanderwelle nach  $z = \infty \dots j\omega \mu \partial_y H_z - k_z^2 \cdot E_x + jk_z \cdot \partial_x E_z = -\omega^2 \mu \sigma E_y$

$$(\omega^2 \mu \sigma - k_z^2) E_x = -j\omega \mu \partial_y \cdot H_z - jk_z \partial_y E_z$$

$$E_x = -j \frac{1}{\kappa^2} \cdot (k_z \cdot \partial_x E_z + \omega \mu \partial_y H_z)$$

... sollte die erste Gleichung (2.45 ergeben) HÜ: Für 2.46 bis 2.48 wiederholen

$$\kappa^2 = 0$$

$$\omega^2 - k_z^2 = 0$$

$$k_z = \pm \frac{\omega}{\sqrt{(\mu \epsilon)}}$$

$$\kappa^2 \neq 0$$

$$\omega^2 \mu \sigma - k_z^2 = k_x^2 + k_y^2$$

... Der Betrag der  $k$ -Vektors bleibt gleich, daher wird die  $k_z$  Komponente wegen  $k_x$  und  $k_y$  kleiner. Aus dieser Erkenntnis zeigt sich: Die TEM-Welle ist die schnellste Welle. Notiz: Eingerahmte Formeln müssen auswendig gelernt werden, außer die Modalen Lösungen in kartesischen Koordinaten. Stattdessen das  $\kappa^2$  auswendig lernen!

### 3. Die homogene ebene Welle

#### 3.1 Die HEW im idealen Dielektrikum

$e$ ... elektrische Feldstärke

$h$ ... magnetische Feldstärke

Kleinbuchstaben zur Andeutung der Zeitabhängigkeit.

$$\partial_z^2 e_x(z, t) - \mu\epsilon \partial_z^2 e_x(z, t) = 0$$

mit  $e_x(z, t) = f_1(z - vt) + f_2(z + vt)$  eingesetzt folgt (nur mal für  $f_1$ ):

$$f_1''(z - vt) - \mu\epsilon f_1''(z - vt)(-v)^2 = 0$$

$$1 - \mu\epsilon v^2 = 0 \implies v = \pm \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$h_y^+ = \frac{1}{v} \cdot e_x^+ \dots \nu = \sqrt{\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)}, \nu_0 = \sqrt{\left(\frac{0}{\epsilon_0}\right)} = \sqrt{\left((4 \cdot \pi \cdot 10^{-7})^2 \cdot c_0^2\right)} = 12 \cdot \pi \cdot 10\Omega = 120 \cdot \pi\Omega$$

... Feldwellenwiderstand (hat nichts mit ohmschen Verlusten zu tun)

$$\epsilon_0 \cdot 0 = \frac{1}{c_0^2} = \frac{1}{\mu_0 \cdot c_0^2}$$

19.10.2023

#### Ding des Tages

Der Prof. baute sich einmal eine Antenne, um mit der ISS beim FAQ mit einer Schule zuzuhören. Eine 50cm Stange nach links, eine 50cm Stange nach rechts. Die Stangen gehen per Bananenstecker in eine mysteriöse graue Box. Von unten wird ein Koax-Kabel angesteckt, bissl qualitativer, nicht so wie das vom grindigen Fernsehen.

Es wird ein Balun benötigt (Bal=balanced, un=unbalanced). Dieses schließt eine balanzierte Leitung an eine unbalanzierte Leitung an.

Abb.: Tafelbild + Diashow Weil die Ströme gegensinnig, die Wicklung aber gleichsinnig ist, heben sich die Flüsse auf  $\implies L=0$ ,  $\omega_0 = 0$  Da bereits eine geringe Stromdifferenz eine relativ hohe Impedanz erzeugt, bestraft dieser Balun Differenzströme.

Weil die Schule unterhalb des Horizontes lag, konnte der Prof. nur der ISS, nicht aber der Schule zuhören. Der Prof. hat auch die Aufnahme zur Verfügung gestellt.

#### 3.1.3 Energiedichte der HEW, Poyntingscher Vektor

Zu jedem Zeitpunkt, an jedem Ort, ist die elektrische Energiedichte gleich groß wie die magnetische Energiedichte: sie gehen synchron.

Abb. 3.1 Man sieht die Energiedichte eines Photons. Dort wo die Pfeile näher zusammen liegen, ist die Feldstärke erhöht. Man kann einen sinusförmigen Verlauf der Feldstärke erkennen.

Weiters ist die Homogene Elektromagnetische Welle im freien Raum dargestellt. Unbedingt einprägen!

#### 3.1.4 Wellenzahl und Wellenlänge

Unterschied zwischen  $k$  und  $\omega$ .

#### Polarisation

Alle haben eine Polarisation. Unpolarisierte sind nur im Mittel nicht polarisiert.

## Polarisationsarten

elliptische Polarisations (allgemeine Form)

07.11.2023

## Ding des Tages

Ehemalige Diplomarbeit:

Eine helixförmige Kunststofflinse wandelt eine ebene harmonische Welle in einen Gauss-Laguerre-Beam um. Die "Wendeltreppe" verzögert wellen an unterschiedlichen Stellen unterschiedlich lang, wodurch eine ebene harmonische Welle spiralförmig phasenverschoben in eine ebene harmonische Welle umgewandelt wird. Durch diese Konstruktion kann ein Empfänger-Linsen Paar in 4 unterschiedlichen Kombinationen aufgebaut werden, wodurch die Bandbreite vervierfacht werden kann. Siehe Anhang für mehr.

Er überspringt ein wenig Stoff und niemand traut sich was zu sagen

## 4.1 Grenzfläche zwischen ...

Wir betrachten den TM-Fall.

Die geometrischen Zusammenhänge werden erstmal festgelegt. Die Annahme, dass der Winkel der einfallenden und ausfallenden Welle gleich ist, wird noch ausgelassen.

### Ansätze anschreiben

- einfallende Welle  $\vec{E}_e$
- reflektierte Welle  $\vec{E}_r$
- transmittierte Welle  $\vec{E}_t$
- Randbedingungen bei  $z = 0$ :

$$E_{\text{tang}} \text{ stetig bei } z = 0 : \dots$$

$$D_{\text{norm}} \text{ stetig bei } z = 0 : \dots$$

$$\Rightarrow \text{Reflexionsgesetz: } \Theta_e = \Theta_r = \Theta_1$$

$$\text{Snelliussches Brechungsgesetz: } \frac{\sin(\Theta_1)}{\sin(\Theta_2)} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} = \frac{n_2}{n_1}$$

Durch Einsetzung:

$$\begin{pmatrix} -\cos(\Theta_1) & \cos(\Theta_2) \\ \epsilon_1 \sin(\Theta_1) & -\epsilon_2 \sin(\Theta_2) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Gamma_{TM} \\ T_{TM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\Theta_1) \\ -\epsilon_1 \sin(\Theta_1) \end{pmatrix}$$

Im Skriptum findet man die Fresnelschen Formeln für den TE-Fall und den TM-Fall. Muss nicht auswendig gelernt werden aber sollte verstanden werden. Er legt uns stark ans Herz, dass es einmal selbstständig hergeleitet/angewandt werden soll. Hört sich einfach an, aber für den Prüfungsfall ist das eine sehr wichtige Übung.

$$\text{Zu merken: } \tan(\Theta_B) = \sqrt{\frac{n^2-1}{n^4-1}}$$

Denkübung: Eine Taschenlampe leuchtet auf eine Fläche im Brewster Winkel  $\Theta_B$ , dann ist die reflektierte Welle TE-polarisiert. Sollte mittlerweile verständlich sein.

$$\Gamma(\Theta_1 = 0) = \frac{\sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_2 + \epsilon_1}} = \frac{n - 1}{n + 1}$$

$$\Gamma_{TE} = -\Gamma_{TM} = \frac{1 - n}{1 + n}$$

Siehe Diagramm im Skriptum, die Nullstelle ist der Brewster Winkel. Die Abbildungen wurden ausführlich besprochen. Alles links vom Grenzwinkel der totalen Reflexion  $\Theta_{1,T}$  findet man auch in der anderen Abbildung, alles rechts davon wiederum nicht.

In der nächsten Abbildung sieht man, wie das einfallende und das reflektierte Feld bei einer totalen Reflexion lokal miteinander interferieren. Es sollte nichts transmittieren, es entsteht jedoch

ein evaleszentes Feld in -x-Richtung. Der Energietransport für den Feldaufbau des evaleszenten Feldes finden im Einschwingvorgang auf.

Er demonstriert an den Beispielen Reflektion am Auge und Reflektion am Mikrowellen-Gitter, wie nach man rangehen muss, um das evaleszente Licht zu spüren/messen.

Weitere Übung: Dämpfung durch Mikrowellengitter:  $D = \frac{P_{\text{legal}}}{P_N} = \frac{2W}{1000W} = \frac{1}{500} \implies -27dB$

## 4.1.2 Nichtideale Dielektrika

Kann wie gehabt berechnet werden. Im Realteil der Wellenzahl findet man die Dämpfung und im Imaginärteil das effektive Lambda. Siehe Quasi-Brewsterwinkel im Skriptum.

## 4.2

### 4.2.1 TM-Fall

Kann man durchrechnen, ist aber sehr einfach.

Siehe Ergebnis in Abbildung. Diesmal tritt kein evaleszentes Feld im unteren Halbraum auf. Im oberen Halbraum findet sich wieder die Superposition aus einfallender und reflektierter Welle vor. Weiters sieht man, dass eine Metallplatte oberhalb der ursprünglichen Metallplatte die Randbedingung nicht verletzt. Siehe Abbildung mit rot markierter Platte.

Weiters sieht man, dass eine Metallplatte oberhalb der ursprünglichen Metallplatte die Randbedingung nicht verletzt. Siehe Abbildung mit rot markierter Platte.

Im praktischen Fall, werden die parallelen Platten vorgegeben im Eingang muss wird die Welle mit einem Winkel eingepreßt, der die Randbedingungen erfüllt.

## 4.3 Parallelplattenleitung

### 4.3.2 Die TEM-Welle und die TE-Welle

Die Feldstärke breitet sich in der horizontalen Ebene aus.

Durch mathematische Herleitung im Skriptum folgt:

$$\lambda_{H,m} = \frac{\lambda_0}{\sin(\Theta_m)}$$

09.11.2023

## Ding des Tages

Der Richtkoppler - zwei parallelplattenleiter umgeben von einem gemeinsamen Gehäuse nähern sich im Zentrum möglichst weit an. Dadurch überlagern sich ihre H-Felder, wodurch eine Kopplung entsteht. Die Die Leitung haben zwar 90° Winkel, welche mit einer Phase versehen sind. Diese Phase ist eine freundliche Erinnerung an die Welle, dass sie abbiegen soll. Mit solch einem Richtkoppler, kann also in der Hochfrequenztechnik eine geringe ausgekoppelte Vorwärtsleistung des anderen Leiters gemessen werden. Weiters kann am eingehenden Ende auch die reflektierte Leistung messen. Der Richtkoppler kommt wieder beim Hohlleiter. Siehe Tafelbild und Foto vom Ding des Tages.

Siehe weiters Tafelbild von sexy Verstärkerschaltung. Der linke Transistor ist thermisch an den Widerstand gekoppelt.

## 3.3 Der Begriff des Modus

### 3.3.4 Die Grenzfrequenz

$$d = m \frac{\lambda_0}{2}$$

Das kleinste  $m$  ergibt sich aus dem Durchmesser des Hohlleiters:  $g_{G,m} = \frac{mc}{2d}$

Siehe Tafelbild: Diagram der Wellenzahl abhängig von der Frequenz. Eine Gerade - unterhalb der Gerade ist Informationsaustausch möglich, oberhalb der Garde ist kein Informationstausch notwendig. Die Steigung ist falsch ausgerechnet kann aber easy hergeleitet werden. links von der ersten Hyperpel ( $< m=1$ , also unterm ersten Modus) befindet sich ausschliesslich die TEM-Welle und ist somit die schnellste (hat immer die höchste Gruppengeschwindigkeit) Diagram der Gruppengeschwindigkeit abhängig von der Frequenz. Unterhalb der konstante ist ein Informationsaustausch

möglich, oberhalb jedoch nicht! Es gibt unendlich viele evaneszente Moden, wenig Energie aber Kleinvieh macht auch Mist.

WICHTIG: Kommenden Dienstag kommt eine Übung, Beispiel 7 Parallelplattenleiter wird besprochen.

Die Begriffe wie Wanderwelle, evaneszentes Feld, evaneszente Moden, etc. sind wenig überraschend wichtig und werden bei der Prüfung erwartet.

**16.11.2023**

## Geschichte des Tages

Nobelpreisverleih an Marconis für eine transatlantische Übertragung. Die Übertragung wird zwar angezweifelt, der Verleih wurde jedoch nicht widerrufen.

Fig. 2: Marconis Empfänger 1901

Die moderne Erklärung läuft auf eine Oberflächenwelle über dem schlecht leitfähigem Atlantis durch die feuchte Luft als Dielektrikum.

## Der Oberflächenwelle

Wir leiten Schritt für Schritt folgenden Ansatz her:

$$E_{z,1} = e^{jk_{x,1}x} e^{-jk_z z}$$

$$E_{z,2} = e^{jk_{x,2}x} e^{-jk_z z}$$

$$H_{z,1} = H_{z,2} = 0 \dots \text{bedeutet TM-Welle}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} = 0$$

$$k_{x,i}^2 + k_y^2 + k_z^2 = \omega^2 \mu_i \epsilon_i, i \in 1, 2$$

Modale Lösung: siehe Skriptum Randbedingungen: siehe Skriptum

Aus dem Gleichungssystem erhalten wir eine Gleichung mit den beiden Amplituden  $A_1$  und  $A_2$

$$\begin{pmatrix} \frac{\omega \delta_1}{k_{x,1}} & -\frac{\omega \delta_2}{k_{x,2}} \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Wir fordern von der Matrix  $\det M \stackrel{!}{=} 0$  Nach some Algebra erhalten wir:

$$k_{x1}^2 = \omega^2 \delta_1^2 \frac{\delta_1 \mu_1 - \delta_2 \mu_2}{\delta_1^2 - \delta_2^2}$$

$$k_{x2}^2 = \omega^2 \delta_2^2 \frac{\delta_1 \mu_1 - \delta_2 \mu_2}{\delta_1^2 - \delta_2^2}$$

$$k_z^2 = \omega^2 \delta_1^2 \delta_2^2 \frac{\delta_1 \mu_1 - \delta_2 \mu_2}{\delta_1^2 - \delta_2^2}$$

Für das Beispiel der transatlantischen Übertragung:

- Medium 1 ist Quasileiter:  $s_1 = \frac{\sigma_1}{\omega \epsilon_1} \gg 1$
- Medium 2 ist Quasidielektrikum:  $s_2 = \frac{\sigma_2}{\omega \epsilon_2} \ll 1$

## 5.2 Feldbilder

Achtung: das Feld ist planar. Es geht nicht in die y-Richtung.

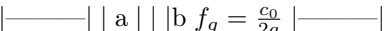


## 5.3 Wellenwiderstände und Leistungsumsatz

### Nächste Woche: 5.3.2 Der Leitungswellenwiderstand

21.11.2023

#### Ding des Tages

- Hohlleiter (rechteckiger Querschnitt) Kann beliebige Frequenzen ausser Gleichstrom leiten. Für Gleichstrom gibt es keinen Rückleiter, für alle anderen Frequenzen kann man einen beliebigen Schnitt ziehen und die beiden Teile beliebig als Hin- und Rückleiter definieren.
- Hohlleiter (rechteckiger Querschnitt) Kann beliebige Frequenzen ausser Gleichstrom leiten. Für Gleichstrom gibt es keinen Rückleiter, für alle anderen Frequenzen kann man einen beliebigen Schnitt ziehen und die beiden Teile beliebig als Hin- und Rückleiter definieren. Je nach Schnitt ist die Definition von Strom und Spannung anzupassen. Für schräge Schnitte gilt auch nicht mehr die Wegunabhängigkeit für  $ds$ . Skizze: 

### 5.3.2 Der Leitungswellenwiderstand

Wir erhalten den Ansatz

$$dP = \frac{1}{2} \|I_z\|^2 dZ \dots P = \text{Scheinleistung! } P = \text{Scheinleistung!}$$

mit dem Integral

$$I_z = \int_{\Sigma} \vec{S}_1 d\vec{F} = \sigma_1 \int_{x=0}^{\infty} \int_{y=0}^b E_{z1} dx dy = j \frac{\sigma_1 A_1 b}{k_{x1}} e^{-jk_z z}$$

Man bedenke, dass für  $x = 0$  der Grenzwert verwendet werden muss. Der Leitungswellenwiderstand charakterisiert den Leistungsumsatz. Zu sehen aus  $dU_z = \text{irgendwas}$  siehe Skriptum

Durch Einsetzen erhält man das erste Zwischenergebnis:

$$dP = \frac{1}{2} \dots \text{siehe Skriptum}$$

Weiters kann der Poyntingvektor herangezogen werden.

$$\vec{T} = \frac{1}{2} \vec{E} x \vec{H}^* = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} -E_z H_y^* \\ 0 \\ E_z H_y^* \end{pmatrix}$$

Durch Einsetzen des Ansatzes erhalten wir das zweite Zwischenergebnis.

Durch Gleichsetzen der Zwischenergebnisse erhalten wir:  $dZ_L \approx \eta_1 \frac{dz}{b}$

$\eta_1 \dots$  Mediumswellenwiderstand

$\frac{dz}{b} \dots$  Geometrie

### 5.3.3 Berechnung der Leitungsverluste: Power Loss Method

Über die Sprungbedingung der tangentialen Feldstärke auf der Leiteroberfläche kann ein Ausdruck für die Oberflächenstromdichte hergeleitet werden.

$$\implies I_z = -b H_{y1}(\text{Oberfläche})$$

$$p = \frac{1}{b} \frac{dP_W}{dz} = \frac{1}{2} \|H_{\text{tang}}(\text{Oberfläche})\|^2 b_1$$

$\dots$  Realteil des zugehörigen Leitungswellenwiderstandes

### 5.3.4 Der Oberflächenwiderstand

$$R = \frac{l}{\sigma_1 A} = \frac{l}{\sigma_1 d_1 b} = R_{square} \frac{l}{b}$$

### 5.3.5 Der Skin-Effekt

$R = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_1}}$  Wenn wir das nun plotten, können wir das erste Grundgesetz der Nachrichtentechnik überprüfen: Alle Verluste steigen mit der Frequenz!

#### Einschub Exponentialfunktion

Die Fläche unter  $\int_0^\infty a \cdot e^{-bx} dx$  kann durch Konstruktion einer Gerade durch die Achsen bestimmt werden.

23.11.2023

### Ding des Tages

- Hohlleiter: Merkllich dünn, ausgelegt für das D-Band; Mechanischer Aufbau: Klemmverbindung mittels trichterförmigem Flansch
- Quadratischer Trichter
- SIW (Substrate Integrated Waveguide): Durch eine Serie an Vias wird aus einem Bereich einer doppelteitig beschichteten Platine wird ein Hohlleiter geformt. Die Lücke zwischen den Vias darf maximal ein vierte der Hohlleiterwellenlänge betragen

## 6.1 Der Rechteckhohlleiter

die transversalen Feldkomponenten  $\nabla^2 \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ H_x \\ H_y \end{pmatrix} + (\omega^2 \epsilon \mu - k_z^2) \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ H_x \\ H_y \end{pmatrix} = 0$  mit  $k_z = \frac{\omega}{c} = \omega \sqrt{\epsilon \mu}$  für

TEM-Wellen  $\Rightarrow$  Die TEM – Welle ist nicht ausbreitungsfähig im Hohlleiter

Wegen den Randbedingungen für die H-Welle wird der ein cos-Ansatz für die H-Welle gemacht. Wegen den Randbedingungen für die E-Welle wird der ein sin-Ansatz für die E-Welle gemacht.

Die Randbedingungen ergeben  $k_z = \frac{m\pi}{a}$  und  $k_y = \frac{n\pi}{b}$  mit Breite  $a$  und Höhe  $b$  Wellen, die entweder von ihren Wellenbäuchen oder Wellenknoten angrenzen.

Wir leiten also einen Ausdruck für die Grenzwellenlänge  $\lambda_G$  her. Dadurch kann die Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_H = \frac{1}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda}{\lambda_G})^2}}$  berechnet werden. Diese Formel für die Hohlleiterwellenlänge ist gültig für sehr viele Hohlleiterformen.

Wichtige Formeln:

- Grenzwellenlänge:  $\lambda_G$
- Gruppengeschwindigkeit:  $v_o$
- Phasengeschwindigkeit:  $v_o$

Wichtig: Die Gruppengeschwindigkeit ist immer kleiner als die Phasengeschwindigkeit. (vielleicht hab ichs vertauscht...)

27.11.2023

### Ding des Tages

- David Eurocom

- Hohlleiter Die Stummelantenne ragt in das Zentrum des hornförmigen Trichters (Megafon, siehe Tafelbild). Die von der Antenne ausgehende Welle breitet sich in alle Richtungen aus und wird auch an der Rückwand des Trichters reflektiert. Die Reflektion erzeugt einen Phasensprung

$$\Delta\phi = lk_z + \pi + 2lk_z = \pi + 2l \frac{2\pi}{\lambda_H} = \pi + \frac{4\pi}{\lambda_H} \stackrel{!}{=} 2\pi$$

. Zur Einstellung kommen solche Antennen Werkstjustiert oder mit einer verstellbaren Rückwand (+100€).

Man kann die Antenne zum Beispiel am Gehäuse kurzschliessen  $\Rightarrow$  *Stromflussregte H-Feldan*

*Weiters kann man die Bandbreite mit einer Stufe (oder Schräge) erhöhen. Parallele Rechteckhohlleiter :*

*Die beiden Hohlleiter werden voneinander getrennt. Wenn nun Löcher in dieser Wand angebracht werden, können sie als Eingangswelle von links : wenn Lochabstand  $d = \lambda_H/4 \Rightarrow$  rechter Ausgang konstruktiv und linker Ausgang destruktiv  
wenn Lochabstand  $d = \lambda_H/2 \Rightarrow$  rechter Ausgang destruktiv und linker Ausgang konstruktiv*

Wir erkennen also, dass wir hier einen Richtkoppler gegeben haben.

- Zirkulator: Leitet Wellen einmal im Kreis um (siehe Tafelbild: 2->3->1->2, von 2 kommt aber hoffentlich nicht im Beispiel des Handys)
- Wandler (siehe Tafelbild)
- ein paar Sachen mit noch mehr Löchern, hat er zum selbst nachdenken durchgereicht

## TM und TE Ausbreitung

Modenkarte wie im Skriptum: Die gesamte Karte enthält nur Hyperbeln, die Geraden sind hier einfach nur degenerierte Hyperbeln. Die rote Gerade bestimmt sowohl die Reihenfolge als auch Positionen der Durchstoßpunkte. Je flacher die Gerade um so besser, weil wir dann noch länger im Monomodebetrieb bleiben.

**16.01.2024**

## Dinge des Tages

### Vivaldi-Antenne

Vivaldis Grab lag im Friedhof der Karlskirche. Dieser Friedhof wurde mittlerweile ausgehoben um das polytechnische Institut an die Stelle zu errichten. Ein ebener Kreiskondensator zieht Ladungsträger an. Die Lücke in der darunter liegenden Schicht zwingt weitere Ladungsträger einen Umweg zu wählen, wodurch sie entlang der hornförmigen fließen und somit eine Freiraumwelle führen.

Diese Antennen sind nicht-resonant.

- Vivaldi-Antenne auf Teflon-Substrat (schwarz)
- Vivaldi-Antenne auf FR4
- Vivaldi-Antenne

### Halbwellendipol

Beim Anschluss zu einem Koax, wird die serielle Induktivität mit einem seriellen Trimmerkondensator kompensiert.

In der Vorlesung wurde der Duale-Halbwellendipol mitgebracht.

13k€-Antenne (Liberator - V1000)

IOT-Antenne (billig und stinkt)

## Antennen

23.01.2024

## Dinge des Tages

### Helixförmige Antenne:

- Breitbandig
- Form muss nicht kritisch homogen sein

### Kleeblattantenne

- Kreissegmente löschen gegenseitige axiale Ströme aus und bilden einen Kreis

### Jaggi-Antenne

- nur 2 gespeiste Antennen am Anfang
- die restlichen Stifte schwingen nur passiv mit

### Lokaler Oszillator

- Ein Quadrat mit 2 gegenüber liegenden abgekanteten Ecken: Strom wird wie am Billard Tisch gebounct und erzeugt eingeschungen Zirkularität

### Hornantennen und noch mehr Hornantennen (innen versilbert)

### Richtfunk

$$P_e = P_s \left( \frac{1}{\lambda d} \right)^2 A_s A_c$$

### Steckendämpfung

Achtung: Beim Rechnen mit dBW dürfen die dBW nicht mit weiteren dBW aufaddiert werden, wenn es nicht auf beiden Seiten der Gleichung durchgeführt wird.

$$P[dBW]P \tag{1}$$

$$_1[dBW] + G[dBi] + L[dB] \neq P_1[dBW] + P_2[dBW] = P[dBW^2]$$

### Rauschen

### Pegelplan

Siehe Pegelplan am Beispiel des James Webb Space Telescope (Excel-Sheet im TISS)

- JWST liegt im L2 Punkt (stationärer Punkt relativ zur Erde)
- der L2 liegt im Schatten der Erde

Der Pegelplan wird rechts unten angefangen. Rot sind die Niveaus eingetragen und die Differenzen sind blau.