

# Campi Elettromagnetici

Cristiano Cuffaro

## 1 Definizioni e relazioni fondamentali

Spostamento dielettrico  $\rightarrow \mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E}$

Campo magnetico  $\rightarrow \mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0 \mu_r}$

*Equazioni di Maxwell:*

- $\oint_s \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{d}{dt} \iint_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n}_0 dS \Rightarrow \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$  (vortici di  $\mathbf{E}$ )
- $\oint_s \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \frac{d}{dt} \iint_S \mathbf{D} \cdot \mathbf{n}_0 dS + \iint_S \mathbf{J} \cdot \mathbf{n}_0 dS \Rightarrow \nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}$  (vortici di  $\mathbf{H}$ )
- $\oiint_S \mathbf{n}_0 \cdot \mathbf{D} dS = q \Rightarrow \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$  (sorgenti di  $\mathbf{D}$ )
- $\oiint_S \mathbf{n}_0 \cdot \mathbf{B} dS = 0 \Rightarrow \nabla \cdot \mathbf{B} = 0$  (sorgenti di  $\mathbf{B}$  nulle)

### Corrente di conduzione

Densità di corrente  $\mathbf{J}$  e corrispondente quantità integrale  $\mathbf{I}_S$  associata a densità di carica  $\rho$  in moto con velocità media  $\mathbf{u}$ .

$$\mathbf{J} = \rho \mathbf{u}; \quad I_S = \iint_S \mathbf{J} \cdot \mathbf{n}_0 dS$$

*Equazione di continuità:*  $\oiint_S \mathbf{J} \cdot \mathbf{n}_0 dS = \iiint_V \nabla \cdot \mathbf{J} dV = -\frac{\partial}{\partial t} \iiint_V \rho dV$

in forma differenziale  $\rightarrow \nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t}$

Cariche mosse dal campo elettrico, secondo la conducibilità  $g$  ( $S \cdot m^{-1}$ ) del materiale:

$$\mathbf{J} = g \mathbf{E} \quad (\text{per un conduttore ideale } g \rightarrow \infty)$$

### Parametri del mezzo

Il mezzo è caratterizzato magneticamente da:

- costante dielettrica  $\epsilon$ ;

- permittività magnetica  $\mu$ ;
- conducibilità elettrica  $g$ ;

Il mezzo si dice:

- **omogeneo** se i parametri non variano al variare della posizione (NON omogeneo  $\Rightarrow$  il contrario);
- **lineare** se ciascun parametro è indipendente dall'intensità dei campi;
- **isotropo** se si comporta allo stesso modo in tutte le direzioni;

Oss: Un mezzo **anisotropo** è invece caratterizzato da un'espressione tensoriale del parametro. Ad esempio:

$$\text{per il parametro } \epsilon \rightarrow [\epsilon] = \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} & \epsilon_{13} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} & \epsilon_{23} \\ \epsilon_{31} & \epsilon_{32} & \epsilon_{33} \end{bmatrix}$$

In un mezzo *anisotropo* i vettori della coppia corrispondente ( $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{D}$ ;  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{B}$ ;  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{J}$ ) possono non essere paralleli tra loro. Trasformazioni lineari:

$$\mathbf{D} = [\epsilon] \mathbf{E}; \quad \mathbf{B} = [\mu] \mathbf{H}; \quad \mathbf{J} = [g] \mathbf{E};$$

- **chirale** quando i vettori elettrici e magnetici dipendono dai corrispondenti vettori di entrambi i tipi.

## Grandezze impresse

Se  $\mathbf{J} = g \mathbf{E}$  :

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

sono equazioni omogenee

$$\nabla \times \mathbf{H} = -\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + g \mathbf{E}$$

*Chi ha generato il campo magnetico?*

$\Rightarrow$  È generato dai processi che trasformano energia di "altro tipo" in energia elettromagnetica.

Si parla quindi di *corrente impressa*:  $\mathbf{J}_i \neq g \mathbf{E}$

le sorgenti impresse non derivano dalla presenza dei campi MA li generano.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + g \mathbf{E} + \mathbf{J}_i$$

Nella pratica la corrente impressa non descrive l'effettiva sorgente del campo ma una sorgente *equivalente* fissata a priori per poter determinare il campo.

Invece, la *corrente magnetica impressa*:  $\mathbf{J}_{im}$  non è "fisica" ma "matematica".

Con le correnti di sorgente

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mathbf{J}_m - \mathbf{J}_{im}$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} + \mathbf{J} + \mathbf{J}_i$$

**N.B.**  $\mathbf{J}_m$  è nulla e si scrive solo per motivi di simmetria.

Possiamo osservare che esistono queste *dualità*:

$$\begin{array}{ll} \mathbf{E} \rightarrow \mathbf{H} & \mathbf{H} \rightarrow -\mathbf{E} \\ \mathbf{J} \rightarrow \mathbf{J}_m & \mathbf{J}_m \rightarrow -\mathbf{J} \\ \epsilon \longleftrightarrow \mu \end{array}$$

(Le trasformazioni NON alterano le soluzioni!!)

## Condizioni al contorno

Relazioni differenziali che costituiscono un vincolo lasco per le soluzioni, che sono classi di funzioni. La soluzione si trova imponendo le condizioni al contorno. Vincoli compatibili con le proprietà fisiche e vincoli in corrispondenza di superfici di separazione tra mezzi differenti.

Componenti normali	Componenti tangenziali
$\mathbf{n}_0 \cdot (\mathbf{E}_2 - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \mathbf{E}_1) = \frac{\sigma}{\epsilon_2}$	$\mathbf{n}_0 \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0$
$\mathbf{n}_0 \cdot (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_1) = \sigma$	$\mathbf{n}_0 \times (\mathbf{D}_2 - \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \mathbf{D}_1) = 0$
$\mathbf{n}_0 \cdot (\mathbf{H}_2 - \frac{\mu_1}{\mu_2} \mathbf{H}_1) = 0$	$\mathbf{n}_0 \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{K}$
$\mathbf{n}_0 \cdot (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) = 0$	$\mathbf{n}_0 \times (\mathbf{B}_2 - \frac{\mu_2}{\mu_1} \mathbf{B}_1) = \mu_2 \mathbf{K}$

dove  $\mathbf{K}$  è la corrente superficiale di densità lineare ( $Am^{-1}$ ) finita.

## 2 Bilancio energetico e unicità

### Il teorema di Poynting

$$\oint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H} \cdot \mathbf{n}_0 dS + \iiint_V (\mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \mathbf{E} \cdot \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}) dV + \iiint_V g \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} dV = \iiint_V (-\mathbf{J}_i \cdot \mathbf{E} - \mathbf{J}_{im} \cdot \mathbf{H}) dV$$

Il termine  $\iiint_V (-\mathbf{J}_i \cdot \mathbf{E} - \mathbf{J}_{im} \cdot \mathbf{H}) dV$  rappresenta la potenza che le correnti impresse (*sorgenti*) creano all'interno del volume  $V$ .

**Oss:** l'integrando è  $\neq 0$  solo nei punti in cui  $\mathbf{J}_i \neq 0$  e  $\mathbf{J}_{im} \neq 0$ ; tali punti individuano il *volume di sorgente*, che in generale non coincide con il volume, arbitrario,  $V$ .

Il teorema di Poynting mostra che la potenza creata dalle sorgenti si divide in tre parti, corrispondenti ai termini a primo membro:

1.  $\iiint_V g \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} dV = \iiint_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} dV$   
è la potenza che il campo cede alle correnti di conduzione e che viene trasformata in calore (dissipata) per effetto Joule;

2.  $\iiint_V (\mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \mathbf{E} \cdot \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}) dV = \frac{\partial W_m}{\partial t} + \frac{\partial W_e}{\partial t}$   
 è la potenza che va a variare l'energia immagazzinata nel campo elettromagnetico;
3.  $\oiint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H} \cdot \mathbf{n}_0 dS$   
 è la potenza che fluisce attraverso la superficie  $S$  che racchiude il volume  $V$ .

$\mathbf{E} \times \mathbf{H} \rightarrow$  *vettore di Poynting*, rappresenta la densità superficiale di potenza associata al campo elettromagnetico.

## Applicazione a sorgenti armoniche

Osserviamo il caso in cui le sorgenti, e di conseguenza i campi, variano sinusoidalmente nel tempo:

$$\begin{aligned}\mathbf{J}_i &= J_i \sin(\omega t) \mathbf{i}_0 \\ \mathbf{E} &= E \sin(\omega t + \psi_e) \mathbf{e}_0 \\ \mathbf{H} &= H \sin(\omega t + \psi_h) \mathbf{h}_0\end{aligned}$$

Consideriamo il teorema di Poynting e osserviamo che quando le grandezze hanno andamento periodico, più che i valori istantanei sono significativi i valori medi in un periodo  $T$ .

### Mezzo non dissipativo

$$-\frac{1}{2} \iiint_V J_i E \mathbf{i}_0 \cdot \mathbf{e}_0 \cos \psi_e dV = \frac{1}{T} \int_0^T \oiint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H} \cdot \mathbf{n}_0 dS dt$$

I termini corrispondenti a variazioni di energia immagazzinata sono a media nulla. Ipotizzando  $\mathbf{i}_0 \cdot \mathbf{e}_0 > 0$  si osserva che il segno del valore medio della potenza creata dipende dallo sfasamento  $\psi_e$ :

- se  $\frac{\pi}{2} < \psi_e < \frac{3\pi}{2}$ , la potenza creata è positiva (fuoriesce dalla superficie);
- se  $\psi_e = \frac{\pi}{2}$  o  $\psi_e = \frac{3\pi}{2}$  ("quadratura"), la sorgente non eroga potenza, ma crea potenza periodica a media nulla;
- se  $0 < \psi_e < \frac{\pi}{2}$  o  $\frac{3\pi}{2} < \psi_e < 2\pi$ , la potenza creata risulta negativa  $\Rightarrow$  non c'è una sorgente MA un elemento dissipativo.

### Involucro metallico

Consideriamo ora la sorgente racchiusa in un involucro conduttore ideale, all'interno del quale il mezzo è, in generale, dissipativo ( $g \neq 0$ ).

Il campo elettrico su  $S$  è normale alla superficie  $\Rightarrow$  il flusso del vettore di Poynting attraverso  $S$  è nullo.

Considerando le quantità medie su un periodo e assumendo  $\mathbf{i}_0 \cdot \mathbf{e}_0 \neq 0$  si ha:

$$-\frac{1}{2} \iiint_V J_i E \mathbf{i}_0 \cdot \mathbf{e}_0 \cos \psi_e dV = \iiint_V g \frac{E^2}{2} dV$$

tutta la potenza erogata dalla sorgente si dissipa nel materiale.

**N.B.** se il materiale fosse privo di dissipazioni ( $g = 0$ ) la fase verrebbe modificata in modo tale da avere sfasamento  $\psi_e = \frac{\pi}{2}$  ("quadratura") e quindi potenza media nulla.

### 3 Campi nel dominio della frequenza

#### Notazioni complesse

Campo elettromagnetico sinusoidale con pulsazione  $\omega$ :

$$\mathbf{E}(t) = E_x(t) \mathbf{x}_0 + E_y(t) \mathbf{y}_0 + E_z(t) \mathbf{z}_0 \quad \text{con} \quad E_x(t) = E_{0x} \cos(\omega t + \phi_x)$$

**def** Vettore campo complesso:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{E}} &= E_{0x} e^{j\phi_x} \mathbf{x}_0 + E_{0y} e^{j\phi_y} \mathbf{y}_0 + E_{0z} e^{j\phi_z} \mathbf{z}_0 \\ &= E_{0x} (\cos \phi_x + j \sin \phi_x) \mathbf{x}_0 + \dots + E_{0z} (\cos \phi_z + j \sin \phi_z) \mathbf{z}_0 \\ &= (E_{x_r} + j E_{x_j}) \mathbf{x}_0 + (E_{y_r} + j E_{y_j}) \mathbf{y}_0 + (E_{z_r} + j E_{z_j}) \mathbf{z}_0 \\ &= \mathbf{E}_r + j \mathbf{E}_j \end{aligned}$$

Di conseguenza

$$\mathbf{E}(t) = \text{Re}[\hat{\mathbf{E}} e^{j\omega t}] = \mathbf{E}_r \cos \omega t - \mathbf{E}_j \sin \omega t$$

#### Polarizzazione

L'estremo libero di  $\mathbf{E}(t)$  descrive in generale un'ellisse nel piano individuato da  $\mathbf{E}_r$  e  $\mathbf{E}_j$ : il vettore  $\mathbf{E}(t)$  è polarizzato ellitticamente. In casi particolari l'ellisse degenera in

- circonferenza (quando  $\mathbf{E}_r \cdot \mathbf{E}_j = 0$  e  $|\mathbf{E}_r| = |\mathbf{E}_j|$ ): il vettore è polarizzato circolarmente;
- segmento di retta (quando  $\mathbf{E}_r \times \mathbf{E}_j = 0$ ): il vettore ha polarizzazione lineare (o rettilinea);

*Parametri di polarizzazione:*

- angolo di inclinazione  $\psi$ : angolo tra l'asse maggiore dell'ellisse di polarizzazione e una direzione (in genere orizzontale) nel piano dell'ellisse.
- angolo di ellitticità  $\chi = \pm \arctan \frac{E_{min}}{E_{max}}$

**N.B.** posso sempre esprimere qualunque polarizzazione come somma di polarizzazioni lineari (non  $\parallel$ ).

### Costante dielettrica nel dominio della frequenza

In riferimento a mezzi rarefatti non polari (gas), studiamo  $\epsilon$  in funzione del momento di dipolo elettrico  $P$  indotto per unità di volume:

$$\epsilon = \epsilon_0 (1 + \chi) = \epsilon_0 \left[ 1 + \frac{P}{\epsilon_0 E} \right]$$

Allora poiché  $\mathbf{D}(t) = \epsilon_0 \mathbf{E}(t) + \mathbf{P}(t)$ , nel dominio della frequenza:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\omega) &= \epsilon_0 \mathbf{E}(\omega) + \mathbf{P}(\omega) = \epsilon \mathbf{E}(\omega) \\ \Rightarrow \epsilon(\omega) &= \epsilon_0 \left[ 1 + \frac{P(\omega)}{\epsilon_0 E(\omega)} \right] \end{aligned}$$

### Mezzi non polari con cariche vincolate

$$\mathbf{P} = P \mathbf{p}_0 = q\ell \mathbf{p}_0$$

Il moto del sistema di cariche si ottiene dall'equilibrio delle forze, assunte parallele ad  $\mathbf{E}$ :

$$F_i + F_s + F_r = q E(t)$$

dove

- $F_i = m \frac{d^2 \ell}{dt^2}$  è la forza di inerzia;
- $F_s = s \frac{d\ell}{dt}$  è la forza di smorzamento;
- $F_r = c \ell$  è la forza di richiamo;
- $q E(t) = q E_0 \cos \omega t$  è la forza esercitata dal campo elettrico.

Dal bilancio delle forze si ricava l'equazione differenziale

$$m \frac{d^2 \ell}{dt^2} + s \frac{d\ell}{dt} + c \ell = q E_0 \cos \omega t$$

passando alla notazione complessa si ottiene l'equazione algebrica

$$-\omega^2 \hat{\ell} + j\omega \frac{s}{m} \hat{\ell} + \frac{c}{m} \hat{\ell} = \frac{q}{m} \hat{E}$$

definendo  $\alpha = \frac{s}{2m}$  (coefficiente di smorzamento) e  $\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}}$  (pulsazione di risonanza), l'equazione diventa

$$(-\omega^2 + 2j\omega\alpha + \omega_0^2) q \hat{\ell} = \frac{q^2}{m} \hat{E}$$

e fornisce il fasore  $\hat{P} = q\ell$  del momento di dipolo indotto

$$\hat{P} = \frac{q^2}{m} \frac{\hat{E}}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 2j\alpha\omega}$$

per cui

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_0 \left(1 + \frac{\hat{P}}{\epsilon_0 \hat{E}}\right) = \epsilon_0(\epsilon' + j\epsilon'')$$

La costante dielettrica relativa è

$$\epsilon' + j\epsilon'' = 1 + \frac{q^2}{\epsilon_0 m} \frac{(\omega_0^2 - \omega^2) - 2j\alpha\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha^2\omega^2}$$

Rispetto alla pulsazione di risonanza  $\omega_0$  si individuano tre campi di frequenza caratteristici:

1. "basse" ( $\omega \ll \omega_0$ ) frequenze

$$\epsilon' \simeq 1 + \frac{q^2}{\epsilon_0 m \omega_0^2}; \quad -\epsilon'' \simeq \frac{q^2}{\epsilon_0 m} \frac{2\alpha\omega}{\omega_0^4} \ll \epsilon'$$

$\epsilon$  è circa reale e indipendente da  $\omega$ ;

2. "alte" ( $\omega \gg \omega_0$ ) frequenze

$$\epsilon' \simeq 1 - \frac{q^2}{\epsilon_0 m \omega^2}; \quad -\epsilon'' \simeq \frac{q^2}{\epsilon_0 m} \frac{2\alpha}{\omega^3} \ll \epsilon'$$

$\epsilon$  è ancora prevalentemente reale e ha una debole dipendenza dalla frequenza;

3. frequenze nell'intorno della risonanza  $\omega \simeq \omega_0$

$$\epsilon' + j\epsilon'' \simeq 1 + \frac{q^2}{2\epsilon_0 m \omega_0} \left[ \frac{\Delta\omega}{(\Delta\omega)^2 + \alpha^2} - j \frac{\alpha}{(\Delta\omega)^2 + \alpha^2} \right]$$

con  $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$ .

**Oss:**  $\epsilon'' < 0$  e  $\alpha > 0$  sempre!

## Mezzi compositi: atmosfera

L'atmosfera è composta prevalentemente da azoto (poco polarizzabile) e da ossigeno e vapore acqueo.

$N_{O_2}$  singoli modi di polarizzazione:

$$\begin{aligned} \epsilon'(\omega) &= \sum_{i=1}^{N_{H_2O}} [S'F'(\omega)]_i + \sum_{i=1}^{N_{O_2}} [S'F'(\omega)]_i + \bar{\epsilon}' \\ \epsilon''(\omega) &= \sum_{i=1}^{N_{H_2O}} [S''F''(\omega)]_i + \sum_{i=1}^{N_{O_2}} [S''F''(\omega)]_i + \bar{\epsilon}'' \end{aligned}$$

Osserviamo che la parte immaginaria della costante dielettrica nasce quando siamo in presenza di dissipazioni, come in questo caso.

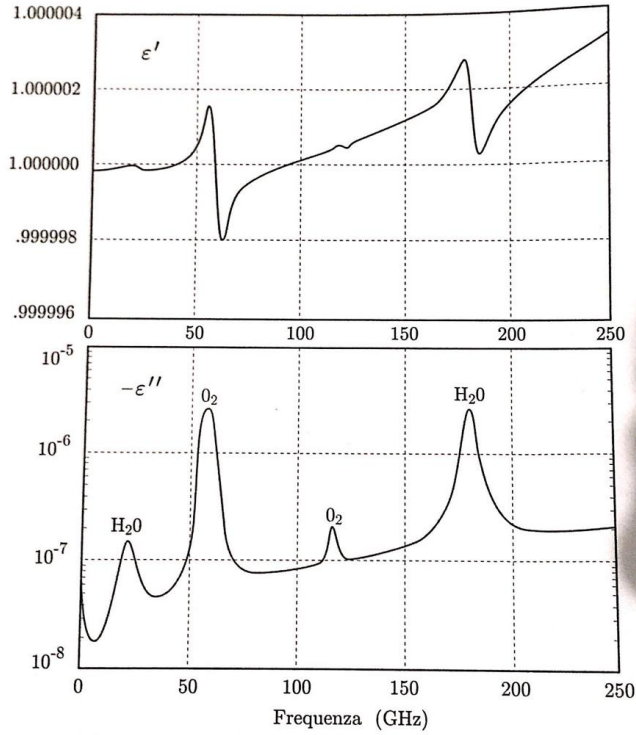


Figura 1: Parte reale e immaginaria della costante dielettrica dell'atmosfera in condizioni *standard*. Si noti che  $|\epsilon' - 1|$  e  $|\epsilon''|$  decrescono con la quota.

## Mezzi conduttori

Qui vi sono delle cariche libere di muoversi (corrente di conduzione) e c'è dissipazione.

La costante dielettrica relativa nel dominio della frequenza è data da

$$\epsilon' + j\epsilon'' = 1 - \frac{q^2}{\epsilon_0 m} \frac{1}{\omega^2 + 4\alpha^2} - j \frac{q^2}{\epsilon_0 m} \frac{2\alpha}{\omega(\omega^2 + 4\alpha^2)}$$

mentre invece la conducibilità complessa nel dominio della frequenza risulta

$$g(\omega) = \frac{q^2}{m(2\alpha + j\omega)} = \frac{q^2}{m} \frac{2\alpha}{4\alpha^2 + \omega^2} - j \frac{q^2}{m} \frac{\omega}{4\alpha^2 + \omega^2}$$

a "bassa" ( $\omega \ll \alpha$ ) frequenza

$$g(\omega) \simeq \frac{q^2}{m} \frac{1}{2\alpha} - j \frac{q^2}{m} \frac{\omega}{4\alpha^2}$$

$$|\text{Im}[g]| \ll \text{Re}[g].$$

Per un conduttore la parte immaginaria della costante dielettrica del mezzo dissipativo è pari a

$$\epsilon'' = -\frac{\text{Re}[g]}{\omega\epsilon_0}$$



descrive lo stesso processo che descrive la parte reale di  $g$ , per cui

$$\epsilon'' \leftrightarrow \text{Re}[g]$$

per mezzi di tipo diverso (non conduttori) come i mezzi condensati è comunque utile considerare questo tipo di relazioni:

$$\epsilon'' \simeq -\frac{g}{\omega\epsilon_0} \quad \Rightarrow \quad g_e = -\omega\epsilon_0\epsilon''$$

dove  $g_e$  è la conducibilità equivalente del mezzo.

## 4 Relazioni nel dominio della frequenza

### Teorema di Poynting

$$\begin{aligned} & \iiint_V \left( -\frac{\mathbf{J}_i^* \cdot \mathbf{E}}{2} - \frac{\mathbf{J}_{im} \cdot \mathbf{H}^*}{2} \right) dV \\ = & \iiint_V g \frac{\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*}{2} dV + j\omega \iiint_V \left( \mu \frac{\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^*}{2} - \epsilon^* \frac{\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*}{2} \right) dV + \frac{1}{2} \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{n} dS \end{aligned}$$

Identifichiamo il significato dei vari termini:

- termine di sorgente

$$\iiint_V \left( -\frac{\mathbf{J}_i^* \cdot \mathbf{E}}{2} - \frac{\mathbf{J}_{im} \cdot \mathbf{H}^*}{2} \right) dV$$

assumendo polarizzazioni lineari nel dominio della frequenza e quindi, assunti  $\mathbf{J}_i$  ed  $\mathbf{E}$  concordi,  $\mathbf{i}_0 \cdot \mathbf{e}_0 = 1$

$$\Rightarrow -\frac{\mathbf{J}_i^* \cdot \mathbf{E}}{2} = -\frac{1}{2} J_0 E_0 \cos \psi_e - j \frac{1}{2} J_0 E_0 \sin \psi_e$$

- parte reale: potenza media erogata nell'unità di volume dalle sorgenti elettriche;
- parte immaginaria: potenza reattiva che rappresenta la misura della potenza a media nulla, fornita e recuperata dalle sorgenti.

- Il termine

$$\iiint_V g \frac{\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*}{2} dV$$

è una quantità reale che coincide con la potenza media dissipata in un periodo per effetto della conducibilità.

- L'integrando del termine

$$j\omega \iiint_V \left( \mu \frac{\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^*}{2} - \epsilon^* \frac{\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*}{2} \right) dV$$

si può riscrivere individuando

– parte reale

$$\frac{1}{2}\omega \iiint_V (\mu_0 |\mu''| \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* + \epsilon_0 |\epsilon''| \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*) dV$$

rappresenta la potenza media in un periodo dissipata per polarizzazione dielettrica e magnetica;

– parte immaginaria

$$\frac{1}{2}\omega \iiint_V (\mu_0 \mu' \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* + \epsilon_0 \epsilon' \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*) dV$$

misura l'ampiezza della variazione di energia immagazzinata nel campo elettrico e magnetico.

• Il termine

$$\frac{1}{2} \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{n} dS$$

è in generale complesso

- parte reale: potenza media su un periodo che fluisce attraverso la superficie  $S$ ;
- parte immaginaria: potenza reattiva sulla superficie  $S$ .

**Oss:**  $\mathcal{P} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$  è il vettore di Poynting complesso, densità superficiale di potenza ( $Wm^{-2}$  o  $VAm^{-2}$ ).

## Bilancio energetico

Parte della potenza erogata dal generatore si perde per dissipazione e in parte esce (fluisce fuori)  $\Rightarrow$  il totale è uguale alla potenza erogata, detta *potenza irradiata*.

Parte della potenza ceduta dalle correnti torna alle sorgenti bilanciando le variazioni periodiche di energia immagazzinata nei campi e l'eventuale rientro periodico di potenza attraverso  $S$ .

**Oss:** se il mezzo è privo di dissipazioni ( $g = 0$  e  $\epsilon, \mu$  reali)  $\Rightarrow$  la potenza media erogata dalle sorgenti viene tutta irradiata attraverso  $S$ .

## 5 Propagazione in mezzi non dissipativi

Mezzo privo di dissipazioni, vale:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} + \nabla \left( \mathbf{E} \cdot \frac{\nabla \epsilon}{\epsilon} \right) = 0$$

$$\text{con } k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon$$

Mezzo debolmente disomogeneo  $|\nabla \epsilon| \rightarrow 0$  si riduce ad una equazione delle onde omogenea a coefficiente non costante

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2(\mathbf{r}) \mathbf{E} = 0$$

L'equazione vale in modo approssimato per qualsiasi coppia  $\nabla\epsilon$  e  $\omega$  tali che

$$\left| \frac{\nabla\epsilon}{\epsilon} \right| \ll k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon$$

*Definizioni*

- $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  costante relativa al vuoto;
- $n(\mathbf{r}) = \sqrt{\epsilon'(\mathbf{r})}$  indice di rifrazione;
- $k(\mathbf{r}) = n(\mathbf{r})k_0$

Riscriviamo l'equazione delle onde in questa forma

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k_0^2 n^2(\mathbf{r}) \mathbf{E} = 0$$

ipotizzando che abbia soluzione

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 e^{-jk_0 \phi(\mathbf{r})}$$

possiamo ricavare la *equazione eiconale*

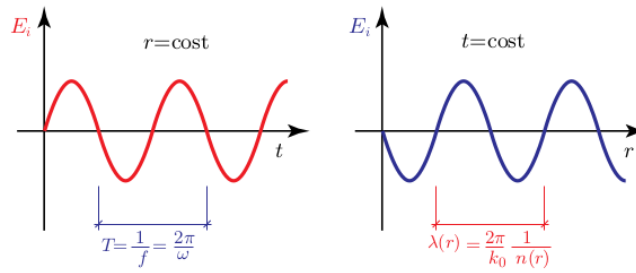
$$n^2 - |\nabla\phi|^2 = 0$$

## L'onda elettromagnetica

- $\mathbf{E}_0$  è il fattore determina ampiezza e polarizzazione;
- $e^{-jk_0 \phi(\mathbf{r})}$  è il fattore di fase.

Campo

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) &= \text{Re} [\mathbf{E}(\mathbf{r}) e^{j\omega t}] = \text{Re} [\mathbf{E}_0 e^{-j[k_0 \phi(\mathbf{r}) - \omega t]}] \\ \Rightarrow E_i(r, t) &= E_{0i} \cos(k_0 \phi(r) - \omega t) \quad i = x, y, z \end{aligned}$$



Se il tempo varia di  $dt$ , lo spostamento  $dr$  lungo  $\mathbf{r}_0$  che annulla il differenziale è

$$k_0(\nabla\phi) \cdot \mathbf{r}_0 dr - \omega dt = 0$$

velocità di propagazione nella direzione  $\mathbf{r}_0$ :

$$\left. \frac{dr}{dt} \right|_{\mathbf{r}_0} = \frac{\omega}{k_0 \nabla\phi \cdot \mathbf{r}_0} = u|_{\mathbf{r}_0}$$

La velocità  $u$  dipende da  $\mathbf{r}_0$

- se  $\mathbf{r}_0 \parallel \nabla\phi$

$$u = \frac{\omega}{k_0|\nabla\phi|} = \frac{\omega}{k_0 n} = \frac{c_0}{n}$$

con  $c_0 \simeq 3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$

$u_{min}$  è la velocità di propagazione;

- se  $\mathbf{r}_0 \perp \nabla\phi$ ,  $u \rightarrow \infty$  (non è velocità di trasporto).

## Relazioni tra campi e direzione di propagazione

Se  $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-jk_0\phi(\mathbf{r})}$ , anche  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{-jk_0\phi(\mathbf{r})}$

Posto

- $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  *impedenza intrinseca del vuoto*;
- $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}}$  *impedenza intrinseca del mezzo*;

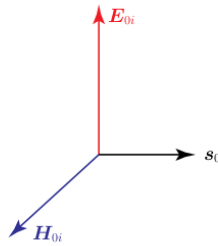
Dalle prime due equazioni di Maxwell

$$\mathbf{E}_0 = -\eta \mathbf{s}_0 \times \mathbf{H}_0$$

$$\mathbf{H}_0 = \frac{1}{\eta} \mathbf{s}_0 \times \mathbf{E}_0$$

componenti reali e immaginari di  $\mathbf{E}_0$  e  $\mathbf{H}_0$  sono ortogonali rispettivamente e alla direzione di propagazione  $\mathbf{s}_0$  e formano una terna trirettangola destra

$$\mathbf{h}_0 = \mathbf{s}_0 \times \mathbf{e}_0; \quad \mathbf{e}_0 = -\mathbf{s}_0 \times \mathbf{h}_0$$



## Raggi elettromagnetici

Vettore di Poynting

$$\mathcal{P} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* = \frac{1}{2} \mathbf{E}_0 \times \mathbf{H}_0^* = \frac{1}{2} \mathbf{E}_0 \times \frac{\mathbf{s}_0 \times \mathbf{E}_0^*}{\eta^*} = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{E}_0 \cdot \mathbf{E}_0^*}{\eta^*} \mathbf{s}_0$$

ha direzione e verso di  $\mathbf{s}_0$ , versore ortogonale alle superfici d'onda  $\phi(\mathbf{r}) = \text{cost}$ , indicando che il trasporto di potenza avviene ortogonalmente alle  $\phi(\mathbf{r}) = \text{cost}$ . Curve ortogonali in ogni punto alle superfici d'onda sono traiettorie dell'energia

elettromagnetica, denominate *raggi elettromagnetici*.

L'uso dei raggi elettromagnetici riduce il problema della propagazione da tridimensionale a monodimensionale.

Va determinato il raggio (linea che congiunge la sorgente con il punto di ricezione) e inoltre vanno determinate ampiezza, fase e polarizzazione del campo lungo il raggio.

**Oss:** la traiettoria elettromagnetica dipende dalla distribuzione spaziale dell'indice di rifrazione e dalla direzione iniziale di propagazione.

Dall'equazione eiconale si ricava:

$$\frac{d}{ds}(n\mathbf{s}_0) = \mathbf{s}_0 \frac{dn}{ds} + n \frac{d\mathbf{s}_0}{ds} = \nabla n$$

Per definizione, la curvatura di un raggio  $\rho$  è data da  $\frac{1}{\rho}$ . Per quanto riguarda la curvatura del raggio elettromagnetico, è data da

$$\frac{\mathbf{n}_0}{\rho} = \frac{d\mathbf{s}_0}{ds}$$

con  $\mathbf{n}_0$  normale principale della curva

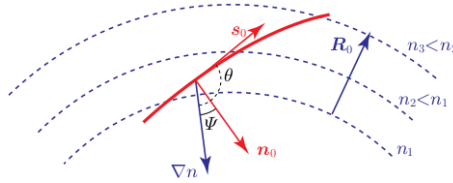
$$\frac{1}{\rho} = \mathbf{n}_0 \cdot \frac{\nabla n}{n}$$

la curvatura aumenta con  $|\nabla n|$ ;

il raggio elettromagnetico rimane localmente rettilineo se  $\mathbf{s}_0 \parallel \nabla n$ .

## Raggi in mezzi stratificati radialmente

Consideriamo un mezzo il cui indice di rifrazione abbia simmetria sferica, ovvero vari solo con la coordinata radiale (è il caso della troposfera).



Dato che

$$\nabla n = -|\nabla n|\mathbf{R}_0$$

segue che

$$\frac{1}{\rho} = \mathbf{n}_0 \cdot \frac{\nabla n}{n} = \frac{|\nabla n|}{n} \cos \psi = \frac{|\nabla n|}{n} \sin \theta$$

## Principio di Fermat e lunghezza di percorso

Un raggio elettromagnetico che passa per due punti  $P_1$  e  $P_2$  è tale che la lunghezza  $L$  del percorso elettromagnetico

$$L = \int_{P_1}^{P_2} n(\mathbf{r}) ds$$

funzionale della traiettoria seguita tra  $P_1$  e  $P_2$ , è stazionaria.

Considerata una qualunque curva che congiunge i due punti, quella (o quelle) che rendono stazionario (generalmente minimo) il valore dell'integrale di linea dell'indice di rifrazione è (sono) la/le traiettoria/e dell'energia elettromagnetica.

### Misura distanza

$$R = \frac{\tau \cdot c_0}{2}$$

$\tau$  tempo che l'energia elettromagnetica impiega tra 2 punti, la sua misura dà la distanza tra trasmettitore e ricevitore.

## 6 Onde piane

### Onde piane in mezzi uniformi

Nel caso di un mezzo uniforme e non dissipativo,

$$\nabla \phi = n \mathbf{s}_0 = \text{cost}$$

e l'energia elettromagnetica si propaga lungo traiettorie rettilinee.

In un mezzo omogeneo la funzione eiconale vale

$$\phi = n \int_{s_i}^s ds = ns + \text{cost}$$

Per superfici d'onda  $\phi = \text{cost}$  che siano dei piani (onde piane)

$$\phi = \gamma_x x + \gamma_y y + \gamma_z z$$

L'onda piana è

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}$$

con  $\mathbf{k} = k_0 \boldsymbol{\gamma} = k_0 \nabla \phi$

i parametri del mezzo, la posizione delle sorgenti determinano posizione e verso.

Il *vettore di propagazione* è in generale complesso

$$\mathbf{k} = \boldsymbol{\beta} - j\boldsymbol{\alpha}$$

e, più in generale, si distinguono due casi:

- mezzo senza dissipazioni,

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{k} = \omega^2 \mu \epsilon$$

e quindi necessariamente  $-\alpha = 0$  oppure  $-\alpha \perp \boldsymbol{\beta}$  e, inoltre,  $\beta > \alpha$  ;

- mezzo con dissipazioni (parametri complessi),

$$\alpha \neq 0 ; \quad \alpha \not\parallel \beta$$

L'espressione generale di un'onda piana è dunque

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} = \mathbf{E}_0 e^{-j(\beta - j\alpha) \cdot \mathbf{r}} = \mathbf{E}_0 e^{-\alpha \cdot \mathbf{r}} \cdot e^{-j\beta \cdot \mathbf{r}}$$

in cui sono messi in evidenza

- *fattore di ampiezza*  $e^{-\alpha \cdot \mathbf{r}}$  ;
- *fattore di fase*  $e^{-j\beta \cdot \mathbf{r}}$  ;

dove

- $\alpha$  individua i piani equiampiezza  $\alpha \cdot \mathbf{r} = \text{cost}$  ad esso ortogonali;
- $\beta$  individua i piani equifase  $\beta \cdot \mathbf{r} = \text{cost}$  ad esso ortogonali.

Un'onda piana è *uniforme* quando i piani equifase coincidono con quelli equiampiezza, cioè quando

$$\alpha = 0 \quad \text{oppure} \quad \alpha \parallel \beta$$

- *velocità di fase* nella direzione  $\mathbf{r}_0$  ad angolo  $\theta$  con  $\beta$

$$u|_{\mathbf{r}_0} = \frac{\omega}{\mathbf{r}_0 \cdot \beta} = \frac{\omega}{\beta \cos \theta}$$

- *velocità di propagazione* nella direzione  $\beta$  (ha valore minimo), dipende dall'uniformità dell'onda:
  - per un'onda uniforme

$$u|_{\beta_0} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = c$$

- per un'onda non uniforme

$$u|_{\beta_0} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 \mu\epsilon + \alpha^2}} < c$$

## Relazioni tra campi e vettore di propagazione

Sostituendo l'espressione dell'onda piana nelle prime due equazioni di Maxwell si ottiene

$$\mathbf{H}_0 = \frac{\mathbf{k} \times \mathbf{E}_0}{\omega \mu} ; \quad \mathbf{E}_0 = \frac{-\mathbf{k} \times \mathbf{H}_0}{\omega \epsilon}$$

con  $\mathbf{k} = \beta - j\alpha$ .

Nel caso di onda piana uniforme  $\mathbf{k} = (\beta - j\alpha)\beta_0 = k\beta_0$  e di conseguenza

$$\mathbf{H}_0 = \frac{\beta_0 \times \mathbf{E}_0}{\eta} \quad \mathbf{E}_0 = -\eta \beta_0 \times \mathbf{H}_0$$

Osserviamo quindi che i componenti di  $\mathbf{E}_0$  e  $\mathbf{H}_0$  di un'onda piana uniforme sono ortogonali

- tra loro;
- al vettore di propagazione;
- al vettore di fase;

e, per un mezzo dissipativo, anche al vettore di attenuazione.

## Costante di propagazione

Per un'onda piana uniforme il parametro complesso  $k = k_r - jk_j$  determina le caratteristiche di propagazione (progressione di fase) e di attenuazione.

- Mezzo dissipativo per conducibilità:  $g \neq 0$ ,  $\epsilon$  e  $\mu$  reali

$$k = k_r - jk_j = \sqrt{-j\omega\mu(g + j\omega\epsilon)}$$

e le costanti di fase e attenuazione sono

$$k_r = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{g}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]}$$

$$k_j = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{g}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]}$$

- se  $\frac{g}{\omega\epsilon} \ll 1$

$$k_r \simeq \omega\sqrt{\mu\epsilon}; \quad k_j \simeq \frac{g}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

e il mezzo "si comporta da dielettrico";

- se, invece,  $\frac{g}{\omega\epsilon} \gg 1$

$$k_r \simeq k_j \simeq \sqrt{\frac{\omega\mu\epsilon}{2}}$$

e il mezzo "si comporta da conduttore".

Per cui il comportamento del mezzo non dipende solo dal valore dei parametri  $g$  ed  $\epsilon$ , ma anche dalla frequenza:

- "alta": il mezzo tende al dielettrico;
- "bassa": il mezzo tende al conduttore.

- Mezzo dielettrico dissipativo:  $g = 0$ ,  $\epsilon$  complessa,  $\mu$  reale

$$k_r - jk_j = \omega\sqrt{\mu\epsilon_0(\epsilon' + j\epsilon'')}$$

se  $|\epsilon''| \ll \epsilon'$

$$k_r \simeq \omega\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon'}; \quad k_j \simeq \frac{\omega}{2}\sqrt{\mu\epsilon_0}\frac{|\epsilon''|}{\sqrt{\epsilon'}}$$

Dal punto di vista propagativo il mezzo può essere considerato privo di dissipazioni. Tuttavia, la presenza di  $\omega$  a fattore nella costante di attenuazione può renderla molto elevata anche se  $|\epsilon''|$  è bassa (è il caso della troposfera).



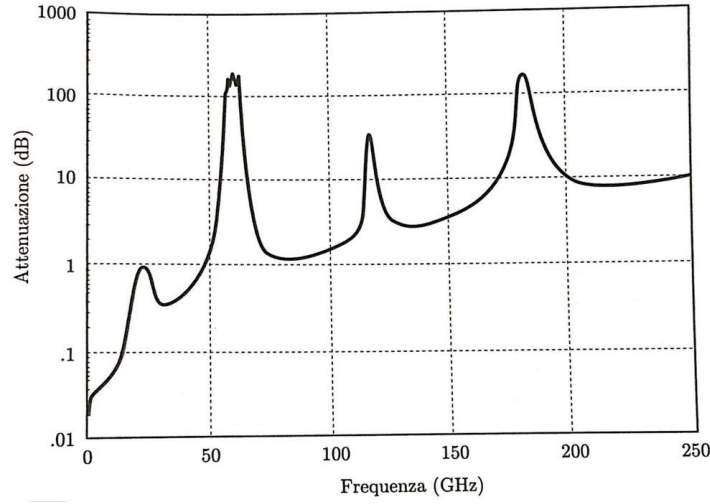


Figura 2: Attenuazione in decibel dovuta alla sola atmosfera su un percorso verticale tra un punto al livello del mare e un satellite allo zenit.

L'attenuazione (cui si riferisce il grafico) che subisce il campo nel percorso tra  $s_i$  ed  $s$ , determinata dal rapporto tra i moduli dei campi o tra le densità di potenza, è comunemente espressa in dB:

$$A(s, s_i) = -20 \log_{10} \left| \frac{E(s)}{E(s_i)} \right| = -10 \log_{10} \frac{\mathcal{P}(s)}{\mathcal{P}(s_i)}$$

### Impedenza intrinseca

Mezzo dissipativo per conducibilità:  $g \neq 0$ ,  $\epsilon$  e  $\mu$  reali

$$\eta = \eta_r + j\eta_j = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{\frac{1 + j\frac{g}{\omega\epsilon}}{1 + \left(\frac{g}{\omega\epsilon}\right)^2}}$$

- se il mezzo "si comporta come dielettrico"

$$\eta_r \simeq \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}; \quad \eta_j \simeq \frac{g\sqrt{\mu}}{2\omega\epsilon^{\frac{3}{2}}}$$

- se il mezzo "si comporta come conduttore"

$$\eta_r \simeq \eta_j \simeq \sqrt{\frac{\omega\mu}{2g}}$$

per cui se  $g \rightarrow \infty$ ,  $\eta \rightarrow 0$ .

## 7 Riflessione e rifrazione delle onde piane

### Incidenza normale

#### Materiale dielettrico

Due mezzi  $M_1$  ed  $M_2$  privi di dissipazioni con  $\epsilon_1$  ed  $\epsilon_2$  reali (di solito l'aria  $\Rightarrow \epsilon_0, \mu_0$ ) ed  $\epsilon_2, \mu_2$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 e^{-j\beta z} \quad \mathbf{E}'(\mathbf{r}) = \mathbf{E}'_0 e^{-j\beta' z} \quad \mathbf{E}''(\mathbf{r}) = \mathbf{E}''_0 e^{-j\beta'' z}$$

con

- $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \mathbf{z}_0$  (incidente);
- $\beta' = \omega \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} \mathbf{z}_0$  (rifratta);
- $\beta'' = -\omega \sqrt{\mu \epsilon} \mathbf{z}_0 = -\beta$  (riflessa);

da  $M_1$  un'onda piana uniforme incide normalmente sul piano di separazione.

I campi sono determinati dalle ( $z = 0$ )

$$\mathbf{E}_0 + \mathbf{E}''_0 = \mathbf{E}'_0 \quad \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}''_0 = \mathbf{H}'_0$$

i campi rifratti e riflessi hanno gli stessi  $\mathbf{e}_0$  e  $\mathbf{h}_0$ .

- *Coefficiente di riflessione:*

$$q_E = \frac{E''_0}{E_0} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}$$

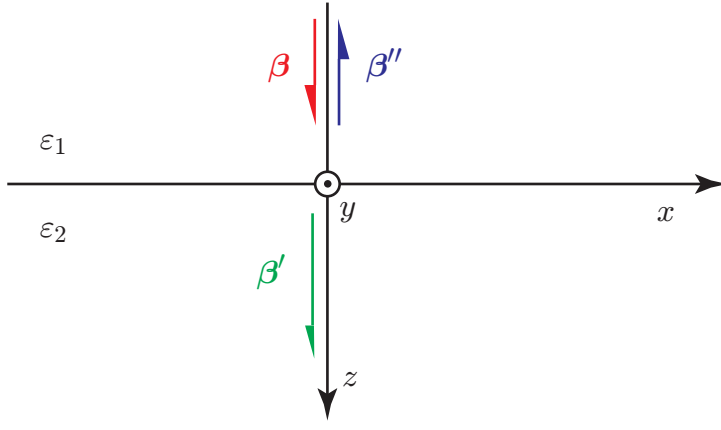
**N.B.**  $q_E = q_H$  (sono nulli quando  $\eta_1 = \eta_2$ )

- *Coefficiente di trasmissione:*

$$t_E = \frac{E'_{0i}}{E_{0i}} = 1 + \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1}$$

$$t_H = \frac{H'_{0i}}{H_{0i}} = 1 - \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{2\eta_1}{\eta_2 + \eta_1}$$

**Oss:**  $t_E = t_H = 1$  se  $\eta_1 = \eta_2$



$$\mu_1 = \mu_2 = \mu_0, \quad \epsilon_1'' = \epsilon_2'' = g_1 = g_2 = 0$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = E_0 e^{-j\beta z} \mathbf{y}_0$$

$$\mathbf{E}''(\mathbf{r}) = q_E E_0 e^{j\beta z} \mathbf{y}_0$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{tot}}(\mathbf{r}) &= E_0 (e^{-j\beta z} + q_E e^{j\beta z}) \mathbf{y}_0 \\ &= E_0 (e^{-j\beta z} + q_E e^{-j\beta z} - q_E e^{-j\beta z} + q_E e^{j\beta z}) \mathbf{y}_0 \\ &= E_0 [(1 + q_E)e^{-j\beta z} + 2j q_E \sin(\beta z)] \mathbf{y}_0 \end{aligned}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = -\frac{E_0}{\eta_1} e^{-j\beta z} \mathbf{x}_0$$

$$\mathbf{H}''(\mathbf{r}) = q_E \frac{E_0}{\eta_1} e^{j\beta z} \mathbf{x}_0$$

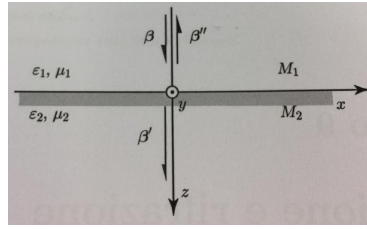
$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{tot}}(\mathbf{r}) &= -\frac{E_0}{\eta_1} (e^{-j\beta z} - q_E e^{j\beta z}) \mathbf{x}_0 \\ &= -\frac{E_0}{\eta_1} (e^{-j\beta z} - q_E e^{-j\beta z} + q_E e^{-j\beta z} - q_E e^{j\beta z}) \mathbf{x}_0 \\ &= -\frac{E_0}{\eta_1} [(1 - q_E)e^{-j\beta z} - 2j q_E \sin(\beta z)] \mathbf{x}_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{\text{tot}} = \frac{1}{2} \mathbf{E}_{\text{tot}} \times \mathbf{H}_{\text{tot}}^* &= -\frac{|E_0|^2}{2\eta_1} (e^{-j\beta z} + q_E e^{j\beta z}) (e^{j\beta z} - q_E e^{-j\beta z}) \overbrace{(\mathbf{y}_0 \times \mathbf{x}_0)}^{-\mathbf{z}_0} \\ &= \frac{|E_0|^2}{2\eta_1} (1 - q_E e^{-2j\beta z} + q_E e^{2j\beta z} - q_E^2) \mathbf{z}_0 \\ &= \frac{|E_0|^2}{2\eta_1} [(1 - q_E^2) + 2j q_E \sin(2\beta z)] \mathbf{z}_0 \end{aligned}$$

$$\mathbf{E}'(\mathbf{r}) = (1 + q_E) E_0 e^{-j\beta' z} \mathbf{y}_0$$

$$\mathbf{H}'(\mathbf{r}) = -(1 - q_E) \frac{E_0}{\eta_1} e^{-j\beta' z} \mathbf{x}_0$$

$$\begin{aligned} \mathcal{P}' = \frac{1}{2} \mathbf{E}' \times \mathbf{H}'^* &= -(1 + q_E)(1 - q_E) \frac{|E_0|^2}{2\eta_1} (\mathbf{y}_0 \times \mathbf{x}_0) \\ &= (1 - q_E^2) \frac{|E_0|^2}{2\eta_1} \mathbf{z}_0 \end{aligned}$$



### Materiale conduttore

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{\omega\mu_2}{2g}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu_2}{2g}}$$

e quindi

$$\frac{\eta_2}{\eta_1} = \sqrt{\frac{\omega\mu_2}{2g} \cdot \frac{\epsilon_1}{\mu_1}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu_2}{2g} \cdot \frac{\epsilon_1}{\mu_1}}$$

poiché in genere  $\mu_2 \simeq \mu_1$ ,  $\epsilon_2$  è dello stesso ordine di grandezza di  $\epsilon_1$

$$\Rightarrow q_E \simeq -1, \quad q_H \simeq -1, \quad t_E \simeq 0$$

L'onda incidente viene riflessa quasi completamente.

Il campo elettrico in un materiale conduttore è praticamente nullo.

Il campo magnetico tangenziale sulla superficie del conduttore è il doppio di quello incidente ma decade esponenzialmente con la profondità.

Il campo elettromagnetico appena dentro il conduttore ideale è nullo.

All'esterno: sovrapposizione di onda incidente e riflessa

$$\mathbf{E}_{tot} = \mathbf{E}_0 e^{-j\beta z} + \mathbf{E}_0'' e^{j\beta z} = \mathbf{E}_0 (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2j\mathbf{E}_0 \sin \beta z$$

$$\mathbf{H}_{tot} = \mathbf{H}_0 e^{-j\beta z} + \mathbf{H}_0'' e^{j\beta z} = \mathbf{H}_0 (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2\mathbf{H}_0 \cos \beta z$$

i campi non si propagano  $\Rightarrow$  onde stazionarie.

Il vettore di Poynting del campo totale è

$$\mathcal{P}_{tot} = -j \frac{|E_0|^2}{\eta} \sin(2\beta z) \mathbf{z}_0$$

è immaginario  $\Rightarrow$  il campo totale non trasporta potenza.

### Incidenza obliqua

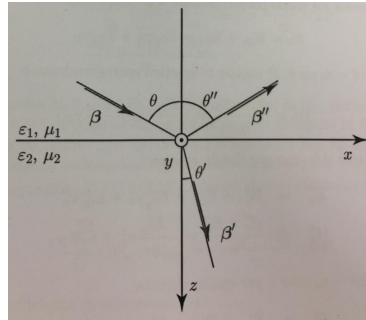
#### Materiale dielettrico

Onda piana uniforme che incide con angolo  $\theta$  Campi

- incidenti

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-j(\beta_x x + \beta_z z)}$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{-j(\beta_x x + \beta_z z)}$$



- riflessi

$$\mathbf{E}'' = \mathbf{E}_0'' e^{-j(\beta_x'' x + \beta_z'' z)}$$

$$\mathbf{H}'' = \mathbf{H}_0'' e^{-j(\beta_x'' x + \beta_z'' z)}$$

- rifratti

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}_0' e^{-j(\beta_x' x + \beta_z' z)}$$

$$\mathbf{H}' = \mathbf{H}_0' e^{-j(\beta_x' x + \beta_z' z)}$$

le condizioni di continuità dei componenti tangenziali  $\mathbf{E}_{0t}$  e  $\mathbf{H}_{0t}$  per  $z = 0$  richiedono che sia

$$\mathbf{E}_{0t} e^{-j\beta_x x} + \mathbf{E}_{0t}'' e^{j\beta_x'' x} = \mathbf{E}_{0t}' e^{-j\beta_x' x}$$

### Determinazione degli angoli di riflessione e rifrazione

È necessario

$$e^{-j\beta_x x} = e^{-j\beta_x'' x} = e^{-j\beta_x' x}$$

$$\Rightarrow \beta_x = \beta_x'' = \beta_x' \Rightarrow \begin{cases} \text{legge di Erone: } \theta = \theta'' \\ \text{legge di Snell: } \frac{\sin \theta}{\sin \theta'} = \frac{\beta'}{\beta} \end{cases}$$

La legge di Snell impone l'uguaglianza delle velocità di fase lungo  $x$  di onda incidente e rifratta

$$\frac{\sin \theta}{\sin \theta'} = \frac{\beta'}{\beta} = \frac{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{n_2}{n_1} = n_{21}$$

### Determinazione dei coefficienti di riflessione

Sappiamo che il campo incidente può essere rappresentato da due vettori tra loro ortogonali e giacenti sul piano perpendicolare a  $\beta$

$$\mathbf{E}_0 = \mathbf{E}_{0h} + \mathbf{E}_{0v} = E_{0y} \mathbf{y}_0 + E_{0v} \mathbf{v}_0 \quad \text{con} \quad \mathbf{v}_0 = \mathbf{x}_0 \cos \theta - \mathbf{z}_0 \sin \theta$$

Il campo magnetico corrispondente è

$$\mathbf{H}_0 = \frac{\beta_0 \times \mathbf{E}_0}{\eta_1} = -\frac{E_{0y}}{\eta_1} \mathbf{v}_0 + \frac{E_{0v}}{\eta_1} \mathbf{y}_0$$

(espressioni analoghe si hanno per l'onda riflessa e per quella rifratta).

Pertanto, le condizioni al contorno proiettate sugli assi danno

$$\begin{aligned} E_{0y} + E''_{0y} &= E'_{0y} \\ E_{0v} \cos \theta - E''_{0v} \cos \theta &= E'_{0v} \cos \theta' \\ -\frac{E_{0y}}{\eta_1} \cos \theta + \frac{E''_{0y}}{\eta_1} \cos \theta &= -\frac{E'_{0y}}{\eta_2} \cos \theta' \\ \frac{E_{0v}}{\eta_1} + \frac{E''_{0v}}{\eta_1} &= \frac{E'_{0v}}{\eta_2} \end{aligned}$$

- per la componente orizzontale del campo elettrico si ha

$$\frac{\cos \theta}{\eta_1} (E''_{0y} - E_{0y}) = -\frac{E_{0y} + E''_{0y}}{\eta_2} \cos \theta'$$

da cui

$$q_{Eh} = \frac{E''_{0y}}{E_{0y}} = \frac{\eta_2 \cos \theta - \eta_1 \cos \theta'}{\eta_2 \cos \theta + \eta_1 \cos \theta'} = \frac{\cos \theta - \frac{1}{n_{21}} \frac{\eta_1}{\eta_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \frac{1}{n_{21}} \frac{\eta_1}{\eta_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}} \quad (\text{per la legge di Snell})$$

$$t_{Eh} = \frac{E'_{0y}}{E_{0y}} = \frac{2\eta_2 \cos \theta}{\eta_2 \cos \theta + \eta_1 \cos \theta'} = \frac{2 \cos \theta}{\cos \theta + \frac{1}{n_{21}} \frac{\eta_1}{\eta_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}}$$

dove  $n_{21}$  è l'indice di rifrazione relativo pari a  $\frac{n_2}{n_1}$ .

Per incidenza dall'aria su un dielettrico

$$q_{Eh} \simeq \frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$$

per  $\theta \rightarrow \frac{\pi}{2} \Rightarrow q_{Eh} \rightarrow 0$ ;

- per la componente verticale del campo elettrico si ha

$$\eta_1 (E_{0v} \cos \theta - E''_{0v} \cos \theta) = \eta_2 (E_{0v} \cos \theta' + E''_{0v} \cos \theta')$$

da cui

$$q_{Ev} = \frac{E''_{0v}}{E_{0v}} = \frac{\eta_1 \cos \theta - \eta_2 \cos \theta'}{\eta_1 \cos \theta + \eta_2 \cos \theta'} = \frac{\cos \theta - \frac{1}{n_{21}} \frac{\eta_2}{\eta_1} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \frac{1}{n_{21}} \frac{\eta_2}{\eta_1} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}} \quad (\text{per la legge di Snell})$$

$$t_{Ev} = \frac{E'_{0v}}{E_{0v}} = \frac{2\eta_2 \cos \theta}{\eta_1 \cos \theta + \eta_2 \cos \theta'} = \frac{2 \cos \theta}{\frac{\eta_1}{\eta_2} \cos \theta + \frac{1}{n_{21}} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta}}$$

Per incidenza dall'aria su un dielettrico

$$q_{Ev} = \frac{\epsilon_r \cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\epsilon_r \cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$$

$\exists \theta_B$  (angolo di Brewstel) tale per cui  $q_{Ev} = 0$  e

$$n_{21} \eta_1 \cos \theta_B = \eta_2 \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_B}$$

Nell'ipotesi di mezzi dielettrici,  $\mu_2 \simeq \mu_1 \simeq \mu_0$  e

$$\cos \theta_B = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \sin^2 \theta_B} \quad \text{da cui} \quad \sin \theta_B = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}}$$

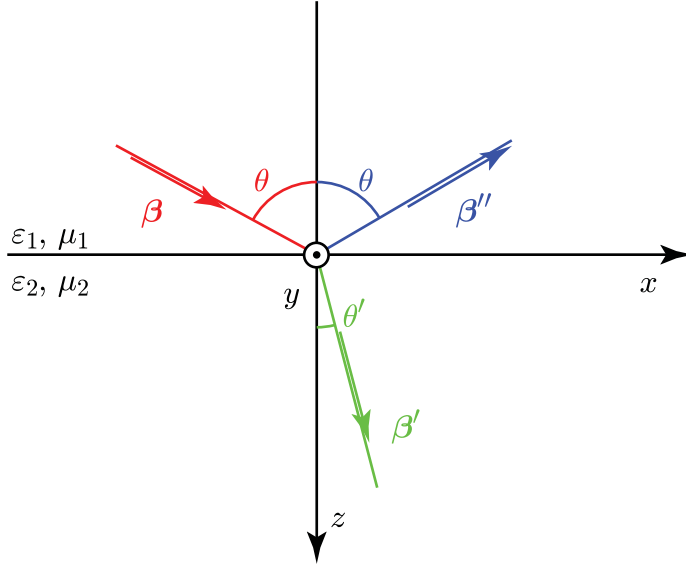
### Espressione delle onde riflessa e rifratta

$$\mathbf{E}'' = [q_{Eh}(\theta)\mathbf{E}_{0h} + q_{Ev}(\theta)E_{0v}\mathbf{v}_0'']e^{-j(\beta_x x - \beta_z z)}$$

$$\mathbf{E}' = [t_{Eh}(\theta)\mathbf{E}_{0h} + t_{Ev}(\theta)E_{0v}\mathbf{v}_0']e^{-j(\beta'_x x + \beta'_z z)}$$

$$\text{con } \mathbf{v}_0'' = -\mathbf{x}_0 \cos \theta - \mathbf{z}_0 \sin \theta \quad \text{e} \quad \mathbf{v}_0' = \mathbf{x}_0 \cos \theta' - \mathbf{z}_0 \sin \theta'.$$

Dato che  $q_{Eh} \neq q_{Ev}$  tranne che per  $\theta = 0$  o  $\theta \rightarrow \frac{\pi}{2}$ , lo stato di polarizzazione dell'onda riflessa è in generale diverso da quello dell'onda incidente. In particolare, indipendentemente dalla polarizzazione dell'onda incidente, l'onda riflessa è polarizzata orizzontalmente quando  $\theta = \theta_B$ .



$$\mu_1 = \mu_2 = \mu_0, \quad \epsilon_1'' = \epsilon_2'' = g_1 = g_2 = 0$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = E_0 e^{-j\beta(\sin\theta x + \cos\theta z)} \mathbf{y}_0$$

$$\mathbf{E}''(\mathbf{r}) = q_{Eh} E_0 e^{-j\beta(\sin\theta x - \cos\theta z)} \mathbf{y}_0$$

$$\mathbf{E}_{tot}(\mathbf{r}) = E_0 e^{-j\beta \sin\theta x} \left( e^{-j\beta \cos\theta z} + q_{Eh} e^{+j\beta \cos\theta z} \right) \mathbf{y}_0$$

$$= E_0 e^{-j\beta \sin\theta x} \left( e^{-j\beta \cos\theta z} + q_{Eh} e^{-j\beta \cos\theta z} - q_{Eh} e^{-j\beta \cos\theta z} + q_{Eh} e^{+j\beta \cos\theta z} \right) \mathbf{y}_0$$

$$= E_0 e^{-j\beta \sin\theta x} \underbrace{\left[ (1 + q_{Eh}) \right]}_{t_{Eh}} e^{-j\beta \cos\theta z} + j 2 q_{Eh} \sin(\beta \cos\theta z) \mathbf{y}_0$$



### Materiale dissipativo

Mezzo dissipativo per effetto della conducibilità ( $g \neq 0$ ).

Campi incidente e riflesso

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-j(\beta_x x + \beta_z z)}$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{-j(\beta_x x + \beta_z z)}$$

$$\mathbf{E}'' = \mathbf{E}_0'' e^{-j(\beta_x x - \beta_z z)}$$

$$\mathbf{H}'' = \mathbf{H}_0'' e^{-j(\beta_x x - \beta_z z)}$$

mentre il campo rifratto è caratterizzato dal vettore di propagazione complesso

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}_0' e^{-\boldsymbol{\alpha}' \cdot \mathbf{r} - j\boldsymbol{\beta}' \cdot \mathbf{r}}$$

$$\mathbf{H}' = \mathbf{H}_0' e^{-\boldsymbol{\alpha}' \cdot \mathbf{r} - j\boldsymbol{\beta}' \cdot \mathbf{r}}$$

Per la continuità, a  $z = 0$  si ha

$$e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} = e^{-j\mathbf{k}' \cdot \mathbf{r}}$$

ovvero

$$e^{-j\beta_x x} = e^{-(\alpha'_x x + j\beta'_x x)} \quad \forall x$$

condizione sugli esponenti

$$-j\beta_x = -\alpha'_x - j\beta'_x$$

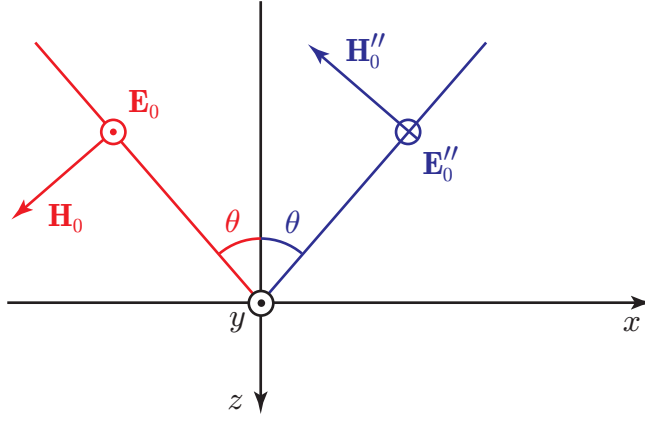
$$\alpha'_x = 0; \quad \beta'_x = \beta_x$$

Di conseguenza

$$\boldsymbol{\alpha}' = \alpha' \mathbf{z}_0; \quad \beta'_x = \beta' \sin \theta' = \beta \sin \theta$$

Per cui

$$\boldsymbol{\alpha}' \nparallel \boldsymbol{\beta}' \quad \Rightarrow \quad \text{l'onda nel materiale conduttore non è uniforme.}$$



$$\epsilon_1 = \epsilon_0, \mu_1 = \mu_0, g_1 = 0; \quad g_2 = \infty$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = E_0 e^{-j\beta(\sin\theta x + \cos\theta z)} \mathbf{y}_0$$

$$\mathbf{E}''(\mathbf{r}) = -E_0 e^{-j\beta(\sin\theta x - \cos\theta z)} \mathbf{y}_0$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{tot}}(\mathbf{r}) &= E_0 e^{-j\beta \sin\theta x} (e^{-j\beta \cos\theta z} - e^{j\beta \cos\theta z}) \mathbf{y}_0 \\ &= -2j E_0 e^{-j\beta \sin\theta x} \sin(\beta \cos\theta z) \mathbf{y}_0 \end{aligned}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{E_0}{\eta_0} e^{-j\beta(\sin\theta x + \cos\theta z)} (-\mathbf{x}_0 \cos\theta + \mathbf{z}_0 \sin\theta)$$

$$\mathbf{H}''(\mathbf{r}) = \frac{E_0}{\eta_0} e^{-j\beta(\sin\theta x - \cos\theta z)} (-\mathbf{x}_0 \cos\theta - \mathbf{z}_0 \sin\theta)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{tot}}(\mathbf{r}) &= \frac{E_0}{\eta_0} e^{-j\beta \sin\theta x} [e^{-j\beta \cos\theta z} (-\mathbf{x}_0 \cos\theta + \mathbf{z}_0 \sin\theta) \\ &\quad + e^{j\beta \cos\theta z} (-\mathbf{x}_0 \cos\theta - \mathbf{z}_0 \sin\theta)] \\ &= \frac{E_0}{\eta_0} e^{-j\beta \sin\theta x} [- (e^{j\beta \cos\theta z} + e^{-j\beta \cos\theta z}) \mathbf{x}_0 \cos\theta \\ &\quad - (e^{j\beta \cos\theta z} - e^{-j\beta \cos\theta z}) \mathbf{z}_0 \sin\theta] \\ &= 2 \frac{E_0}{\eta_0} e^{-j\beta \sin\theta x} [-\cos(\beta \cos\theta z) \mathbf{x}_0 \cos\theta - j \sin(\beta \cos\theta z) \mathbf{z}_0 \sin\theta] \end{aligned}$$

$$\mathcal{P}_{\text{tot}} = \frac{1}{2} \mathbf{E}_{\text{tot}} \times \mathbf{H}_{\text{tot}}^*$$

$$\begin{aligned} &= -2j \frac{|E_0|^2}{\eta_0} \sin(\beta \cos\theta z) [-\cos(\beta \cos\theta z) \overbrace{(\mathbf{y}_0 \times \mathbf{x}_0)}^{-\mathbf{z}_0} \cos\theta \\ &\quad + j \sin(\beta \cos\theta z) \underbrace{(\mathbf{y}_0 \times \mathbf{z}_0)}_{\mathbf{x}_0} \sin\theta] \\ &= 2 \frac{|E_0|^2}{\eta_0} [\sin^2(\beta \cos\theta z) \mathbf{x}_0 \sin\theta - j \sin(\beta \cos\theta z) \cos(\beta \cos\theta z) \mathbf{z}_0 \cos\theta] \\ &= \frac{|E_0|^2}{\eta_0} \{ [1 - \cos(2\beta \cos\theta z)] \mathbf{x}_0 \sin\theta - j \sin(2\beta \cos\theta z) \mathbf{z}_0 \cos\theta \} \end{aligned}$$

## Riflessione totale

Mezzi privi di dissipazioni.

Incidenza obliqua con la seguente ipotesi

$$\sqrt{\mu_1 \epsilon_1} > \sqrt{\mu_2 \epsilon_2}$$

La continuità dei componenti tangenziali dei campi richiede che

$$\sin \theta' = \frac{\sin \theta}{n_{21}} = \sqrt{\frac{\mu_1 \epsilon_1}{\mu_2 \epsilon_2}} \sin \theta$$

quindi per la nostra ipotesi notiamo che  $\theta' > \theta$ . Ne consegue che all'aumentare dell'angolo di incidenza, la direzione di  $\beta'$  si allontana sempre di più dalla normale alla superficie di discontinuità, avvicinandosi ad  $\mathbf{x}_0$ .

In particolare per  $\theta = \theta_L$  (angolo limite)

$$\sin \theta_L = \sqrt{\frac{\mu_2 \epsilon_2}{\mu_1 \epsilon_1}}$$

l'onda rifratta si propaga parallelamente al piano di discontinuità.

Oltrepassando  $\theta_L$  la continuità dei componenti tangenziali dei campi non è più assicurata poiché la velocità di fase lungo  $x$  dell'onda incidente è più bassa della minima velocità di fase che un'onda uniforme può avere nel secondo mezzo:

$$\frac{\omega}{\beta \sin \theta} < \frac{\omega}{\beta'} \quad \text{per } \theta > \theta_L$$

Un'onda rifratta non uniforme ha velocità di fase

$$u' = \frac{\omega}{\beta'} = \frac{\omega}{\sqrt{\alpha'^2 + k'^2}} < \frac{1}{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}$$

Per il secondo mezzo privo di dissipazioni

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}'_0 e^{-\alpha' z' - j \beta' x}$$

$$\beta' = \sqrt{\alpha'^2 + \omega^2 \mu_2 \epsilon_2} = \omega \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \sin \theta$$

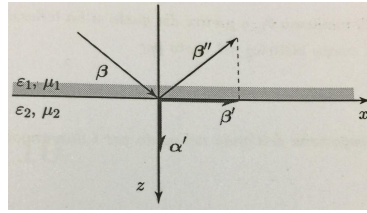
$$\alpha' = \omega \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \sqrt{\sin^2 \theta - \frac{\mu_2 \epsilon_2}{\mu_1 \epsilon_1}}$$

Le espressioni dei campi nel secondo mezzo sono quindi

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}'_0 e^{-\omega \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \left( \sqrt{\sin^2 \theta - n_{21}^2} z + j \sin \theta x \right)}$$

$$\mathbf{H}'_0 = \frac{(\beta' \mathbf{x}_0 - j \alpha' \mathbf{z}_0) \times \mathbf{E}'_0}{\omega \mu_2}$$

l'onda del campo rifratto si propaga in direzione  $\parallel$  al piano di discontinuità  
 $\Rightarrow \theta' = \frac{\pi}{2}$



### Trasporto di potenza

Per comodità assumiamo l'onda incidente polarizzata orizzontalmente  $\Rightarrow$  per continuità anche l'onda rifratta lo è

$$\mathbf{E}'_0 = E'_0 \mathbf{y}_0$$

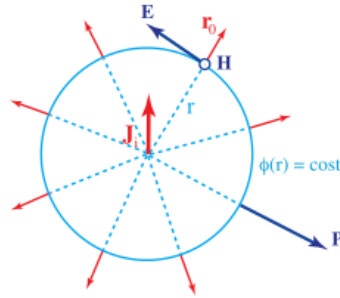
$$\mathbf{H}'_0 = \frac{\beta' E'_0}{\omega \mu_2} \mathbf{z}_0 + j \frac{\alpha' E'_0}{\omega \mu_2} \mathbf{x}_0$$

$$\mathcal{P}' = \frac{1}{2} j |E'_0|^2 \frac{\alpha'}{\omega \mu_2} e^{-2\alpha' z} \mathbf{z}_0 + \frac{1}{2} |E'_0|^2 \frac{\beta'}{\omega \mu_2} e^{-2\alpha' z} \mathbf{x}_0$$

il termine diretto verso  $\mathbf{z}_0$  è immaginario mentre quello diretto verso  $\mathbf{x}_0$  è reale  $\Rightarrow$  quando l'angolo di incidenza supera l'angolo limite non vi è flusso di potenza attraverso il piano di separazione ma la potenza fluisce parallelamente ad esso.

## 8 Irradiazione

Campo prodotto da una sorgente elettrica "puntiforme" in un mezzo omogeneo privo di dissipazioni



i raggi elettromagnetici scaturiscono dal punto in cui è posta la sorgente.

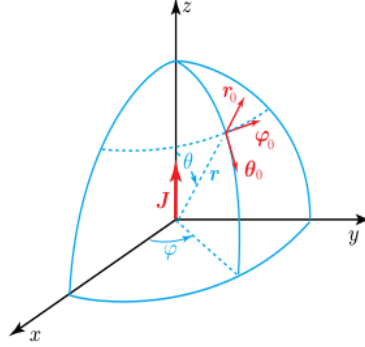
$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 e^{-j k_0 \phi(r)}$$

con  $\mathbf{E}_0 \perp \mathbf{H}_0 \perp \mathbf{r}_0 \parallel \mathcal{P}$ .

Nel mezzo omogeneo privo di dissipazioni  $\phi(r) = nr \Rightarrow k_0 \phi(r) = kr$  e considerata la generica sfera  $S$  centrata sulla sorgente, per la conservazione dell'energia si ha

$$Re \left[ \oint_S \frac{\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*}{2} \cdot \mathbf{n} dS \right] = Re \left[ \oint_S \frac{\mathbf{E}_0 \times \mathbf{H}_0^*}{2} \cdot \mathbf{n} dS \right] = cost \quad \forall S$$

$\Rightarrow E_0$  e  $H_0$  devono decrescere come  $\frac{1}{r}$ , inoltre i loro valori iniziali dipendono dalla corrente di sorgente.



Assunta  $\mathbf{J}_i = J_i \mathbf{z}_0$ , se  $J_i$  è indipendente da  $\varphi$  (simmetria assiale), allora lo sono anche  $\mathbf{E}_0$  e  $\mathbf{H}_0$ , ma dipendono in generale da  $\theta$  oltre che da  $r$ .

Definito il *momento della sorgente*:

$$\mathbf{M} = M \mathbf{z}_0 = \iiint_{V'} \mathbf{J}_i(\mathbf{r}') dV$$

il campo elettromagnetico irradiato è

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \frac{\eta M}{2\pi r^2} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \cos \theta \mathbf{r}_0 \\ &+ \frac{j\omega\mu M}{4\pi r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{k^2 r^2} \right) e^{-jkr} \sin \theta \boldsymbol{\theta}_0 \\ \mathbf{H} &= \frac{jkM}{4\pi r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \sin \theta \boldsymbol{\phi}_0 \end{aligned}$$

proporzionale a  $M$ .

- $\mathbf{H}$  è ortogonale alla direzione della sorgente e alla direzione radiale;
- $\mathbf{E}$  giace in un piano meridiano, contenente la direzione della sorgente.

Le espressioni dei campi contengono somme di potenze di  $\frac{1}{jkr} = \frac{1}{j\beta r} = \frac{1}{j2\pi} \frac{\lambda}{r}$  per cui, a seconda del rapporto  $\frac{r}{\lambda}$

- possono prevalere i termini di ordine massimo o minimo;
- può prevalere il componente meridiano di  $\mathbf{E}$  rispetto a quello radiale.
- A distanza "piccola" (rispetto a  $\lambda$ ) dalla sorgente

$$E \propto \frac{1}{r^3} \qquad H \propto \frac{1}{r^2}$$

come nel caso statico di dipolo elettrico o magnetico. Il campo nelle “vicinanze” (rispetto a  $\lambda$ ) della sorgente è detto campo di induzione. Il campo di induzione può essere elevato anche se la potenza erogata dalla sorgente è bassa (predomina la potenza reattiva).

- A distanza "grande" (rispetto a  $\lambda$ ) dalla sorgente

$$\mathbf{E} \simeq j \frac{\eta M}{2\lambda r} e^{-j\beta r} \sin \theta \boldsymbol{\theta}_0; \quad \mathbf{H} \simeq \frac{jM}{2\lambda r} e^{-j\beta r} \sin \theta \boldsymbol{\phi}_0; \quad \mathbf{H} = \frac{\mathbf{r}_0 \times \mathbf{E}}{\eta}$$

il campo è detto *campo di radiazione* e trasporta la potenza erogata (irradiata) dalla sorgente.

*Campo di radiazione*

- è un'onda sferica la cui ampiezza decresce come  $\frac{1}{r}$ , come richiesto dalla conservazione dell'energia;
- $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  sono trasversi tra loro e a  $\mathbf{r}_0$  (direzione del trasporto di energia e direzione locale di propagazione);
- il rapporto tra  $E$  e  $H$  è l'impedenza intrinseca del mezzo.

*Campo asintotico*

- ha le proprietà di un raggio elettromagnetico.

## Irradiazione da sorgente corta filiforme

Sorgente cilindrica corta e sottile di lunghezza  $\ell$  in cui scorre corrente  $I$ , con  $\mathbf{J}_i$  indipendente dalle coordinate;

$$M = I\ell;$$

il campo di radiazione è

$$\mathbf{E}_\infty(\mathbf{r}) = j \frac{\eta I}{2} \frac{\ell}{\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \theta \boldsymbol{\theta}_0; \quad \mathbf{H}_\infty = \frac{\mathbf{r}_0 \times \mathbf{E}_\infty}{\eta}$$

la potenza irradiata è proporzionale a  $\left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2$ : se la sorgente è "corta" rispetto a  $\lambda$  essa irradia poco.

Per il generatore, il filamento di corrente che irradia equivale a una resistenza  $R_i$  (*resistenza di radiazione*) che dissipa la potenza  $W_i$  irradiata

$$W_i = \frac{\pi}{3} \eta I^2 \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2$$

$$R_i = \frac{2W_i}{I^2} = \frac{2}{3} \pi \eta \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2$$

qualunque elemento di circuito percorso da corrente è una sorgente che irradia.

Per dimensioni dell'ordine del centimetro, almeno sino a frequenze dell'ordine delle centinaia di  $MHz$  ( $\lambda \simeq 1\text{ m}$ ), la radiazione è trascurabile e i circuiti possono essere analizzati con le approssimazioni "quasi statiche".

## Le antenne

Le antenne irradiano (agiscono da sorgente) e captano il campo elettromagnetico.

Campo a grande distanza di una sorgente generica

$$\mathbf{E}_\infty(\mathbf{r}) = C \frac{e^{-j\beta r}}{r} \mathbf{f}(\theta, \phi)$$

- i primi due fattori sono gli stessi qualunque sia la sorgente;
- il terzo dipende da dimensioni, forma e distribuzione spaziale delle correnti ed è quindi caratteristico dell'antenna.

Le proprietà radiative di un'antenna sono descritte

- ampiezza e fase dal *diagramma di radiazione in campo*

$$\mathbf{F}(\theta, \phi) = F_\theta(\theta, \phi) \boldsymbol{\theta}_0 + F_\phi(\theta, \phi) \boldsymbol{\phi}_0$$

- in potenza dal *diagramma di radiazione in potenza*

$$P(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} |\mathbf{F}(\theta, \phi)|^2$$

il diagramma di radiazione in potenza è la densità di potenza irradiata per unità di angolo solido ( $W \cdot \text{ster}^{-1}$ ).

I diagrammi di radiazione dipendono dalla potenza irradiata.

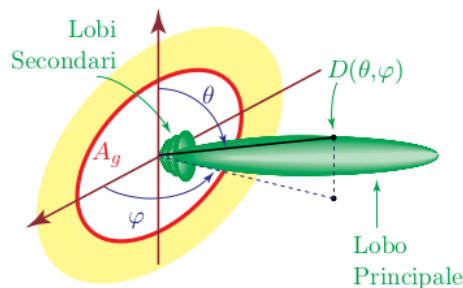
Per avere un parametro che dipende solo dall'antenna, si definisce la *funzione di direttività*:

diagramma di radiazione in potenza normalizzato alla densità angolare media di potenza irradiata (trasmessa):

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{W_T}{4\pi}}$$

la *direttività* di un'antenna è il valore massimo di  $D(\theta, \phi)$ .

Rappresentazione di  $D(\theta, \phi)$  in coordinate polari



Spesso un'antenna opera sia in trasmissione, sia in ricezione

$$\text{Area equivalente} \quad A_{ep}(\theta, \phi) = \frac{W_{rp}(\theta, \phi)}{\mathcal{P}}$$

- $W_{rp}$  è la potenza ricevuta;
- $\mathcal{P}$  è la densità superficiale di potenza incidente;

$A_{ep}$  dipende dalla polarizzazione del campo incidente.

**N.B.** l'area eq. di un'antenna "ad apertura" è una frazione dell'area geometrica

$$A_e = \eta_A A_g \quad \eta_A \leq 1$$

$\eta_A$  è il rendimento di apertura, se ci fosse una distribuzione di correnti impresse uniforme sull'apertura  $\Rightarrow \eta_A = 1$ .  
Ma in pratica  $0.5 \leq \eta_A \leq 0.8$

Introduciamo una grandezza che misura la proporzionalità tra area equivalente e direttività

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D(\theta, \phi)$$

Angolo a metà potenza (-3dB):  $\theta_0$

$$P\left(\frac{\theta_0}{2}, \phi\right) = P\left(-\frac{\theta_0}{2}, \phi\right) = \frac{1}{2} P(\theta_0, \phi)_{max} = \frac{1}{2} P(0, 0)$$

$$\theta_0 = C \frac{\lambda}{D}$$

ci indica quant'è grande l'antenna rispetto a  $\lambda$ .

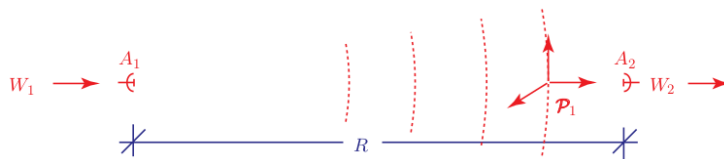
D: dimensione antenna in piano contenente  $\theta_0$ ;

C: dipende dal tipo di antenna ( $C \simeq 0.88 \div 2$  oppure  $= 1$  nel caso ideale di distribuzione di campo uniforme sull'apertura).

Lunghezza di lobo:  $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ .

## Il collegamento radio

Due antenne  $A_1$  e  $A_2$  a distanza "grande"



$$W_2 = A_{e2} \mathcal{P}_1$$

$\mathcal{P}_1$  è la densità superficiale di potenza che  $A_1$  crea sul piano di bocca di  $A_2$

$$\mathcal{P}_1 = \frac{1}{2} E_1 H_1^* = \frac{1}{2} E_{10} H_{10}^* e^{-2 \int_0^R k_j(\lambda, s) ds} = \frac{P_1}{R^2} e^{-2 \int_0^R k_j(\lambda, s) ds}$$



se  $E_{10}$  e  $H_{10}$  sono i campi in assenza di attenuazione;  
 $k_j$  è l'attenuazione specifica del mezzo attraversato

$$\mathcal{P}_1 = \frac{D_1 W_1}{4\pi R^2} e^{-2 \int_0^R k_j(\lambda, s) ds}$$

coefficiente di trasmissione tra le due antenne:

$$T_{12} = \frac{W_2}{W_1} = \frac{D_1 A_{e2}}{4\pi R^2} e^{-2 \int_0^R k_j(\lambda, s) ds}$$

se le antenne sono ad apertuta, in funzione dell'area geometrica delle antenne

$$T_{12} = \eta_{A_1} \eta_{A_2} \frac{A_{g1} A_{g2}}{(\lambda R)^2} e^{-2 \int_0^R k_j(\lambda, s) ds}$$

Il coefficiente di trasmissione

- cresce con le dimensioni delle antenne;
- decresce con il quadrato della distanza;
- cresce con la frequenza, a meno che il fattore di attenuazione, che dipende da essa, non ne alteri la dipendenza;
- non dipende dal verso di trasmissione (se il mezzo è reciproco).