CARATTERIZZAZIONE DELLE ANTENNE IN TRASMISSIONE

Il campo lontano irradiato da una qualunque distribuzione di corrente si scrive come

$$\underline{E}(\underline{r}) \sim j k_0 \eta_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \iiint_V \left[(\hat{\underline{r}} \cdot \underline{J}(\underline{r}')) \hat{\underline{r}} - \underline{J}(\underline{r}') \right] e^{jk_0 \hat{\underline{r}} \cdot \underline{r}'} d\underline{r}'$$

In analogia al dipolo elementare

$$\underline{E}(r) = j k_0 \eta_0 I_0 \Delta l \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \hat{\underline{\xi}} \sin\theta$$

Si può introdurre una LUNGHEZZA (ALTEZZA) EFFICACE della distribuzione di corrente

$$\sin\theta \, \Delta l \hat{\underline{\xi}} \longrightarrow \underset{[m]}{\underline{h}(\hat{\underline{r}})} = \frac{1}{I_g} \iiint_V \left[(\hat{\underline{r}} \cdot \underline{J}(\underline{r}')) \hat{\underline{r}} - \underline{J}(\underline{r}') \right] e^{jk_0 \hat{\underline{r}} \cdot \underline{r}'} d\underline{r}'$$

I_g è un valore di riferimento di corrente, per esempio quello misurabile all'ingresso dell'antenna nel punto di alimentazione

$$\Rightarrow \boxed{\underline{E}(\underline{r}) \cong j k_0 \eta_0 I_g \underline{h}(\hat{\underline{r}}) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}}$$

$$\underline{H} = \frac{1}{\eta_0} \hat{\underline{r}} \times \underline{E}$$

In alcuni testi si trova una rappresentazione equivalente

$$\underline{E}(\underline{r}) \simeq I_g \, \underline{f}(\hat{r}) \, \frac{e^{-jk_0 r}}{r}$$

vettore di radiazione (adimensionale) / fattore di elemento

Vale la relazione di proporzionalità

$$\underline{f}(\hat{r}) = j k_0 \eta_0 \, \underline{h}(\hat{r}) \cdot \frac{1}{4\pi}$$

I vettori di radiazione / lunghezze efficace descrivono come la potenza erogata dalla sorgente viene ripartita angolarmente nello spazio. Nel campo lontano questa distribuzione è invariante con la distanza, se non per il valore massimo.

Detto ciò, le antenne in trasmissione sono caratterizzate da due famiglie di grandezze

GRANDEZZE DI RADIAZIONE	GRANDEZZE D'INGRESSO
(campo lontano) distribuzione angolare della potenza	interfaccia con i dispositivi di alimentazione

1 PARAMETRI DI RADIAZIONE

1. Vettore di Poynting

$$\underline{S} = \frac{1}{2}\underline{E}\times\underline{H}^*$$

Nel campo lontano E e H sono ortogonali e quindi

$$\underline{S} = \frac{1}{2\eta_0}|E|^2\hat{r} = \frac{I_g^2}{2\eta_0 r^2}\left|\underline{f}(\theta,\phi)\right|^2\cdot\hat{r} \equiv \frac{I_g^2}{8r^2}\frac{|h|^2}{\lambda^2}\hat{r}$$

E' la densità di potenza per unità di superficie

c'è dipendenza dalle dimensioni "elettriche" $|\underline{h}/\lambda|$

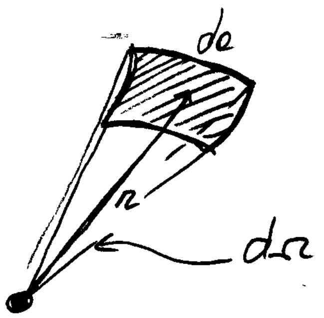
2. Potenza Irradiata

$$P_R = \oiint_{A(\hat{n})} \underline{S}(r,\theta,\phi)\cdot\hat{n}\, da = I_g^2\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{1}{2Z_0}\frac{|f(\theta,\phi)|^2}{r^2}\underbrace{r^2\sin\theta\, d\theta\, d\phi}_{\text{elemento di superficie sferica}}$$

$A(\hat{n})$ superficie chiusa che racchiude l'antenna

elemento infinitesimo di superficie

$$P_R = \frac{I_g^2}{2\eta_0}\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}|f(\theta,\phi)|^2\sin\theta\, d\theta\, d\phi$$



$$\frac{da}{r} = d\Omega$$ elemento di angolo solido

$$= \sin\theta\, d\theta\, d\phi$$

3. Intensità di radiazione

$$I(\theta,\phi) = \frac{dP_R}{d\Omega} \quad \left[\frac{W}{ste}\right]$$

Potenza irradiata per unità di angolo solido nella direzione (θ,ϕ)

$$= r^2\left(\frac{1}{2}\,\underline{E}\times\underline{H}^*\right) = \frac{1}{2\eta_0}\,|f(\theta,\phi)|^2\, I_g^2$$

E' una grandezza indipendente dalla distanza dall'antenna.
Nel caso di sorgente isotropa ($f(\theta,\phi)$ = cost) è indipendente dalla direzione
ed è semplicemente $I_0 = \frac{P_R}{4\pi}$
la potenza totale irradiata divisa l'angolo solido (4π)

NB | Per una qualunque antenna questa quantità costituisce l'intensità di radiazione media.

NB $I(\theta,\phi)$ dipende dall'entità dell'alimentazione

4. Diagramma di radiazione

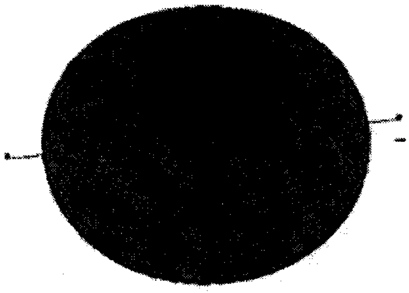
Rappresentazione grafica della potenza irradiata dall'antenna lungo l'angolo. Corrisponde alla rappresentazione di

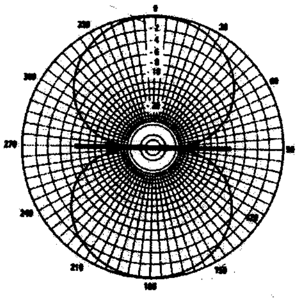
$$|\underline{f}(\theta,\phi)|^2 \qquad |\underline{h}(\theta,\phi)|^2$$

- coordinate polari
- coordinate cartesiane

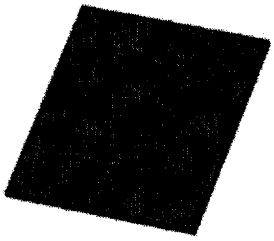
Esempi di diagrammi di radiazione

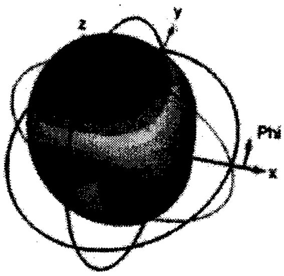
Dipolo a mezz'onda



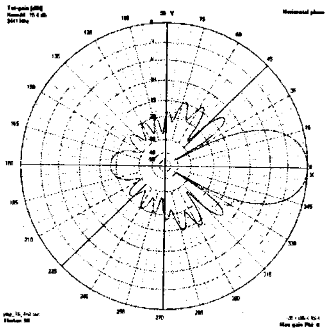


Patch

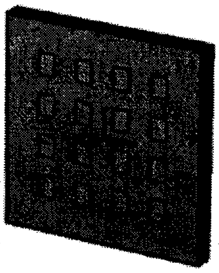


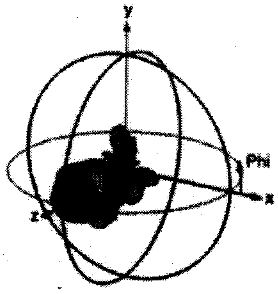


Yagi Uda

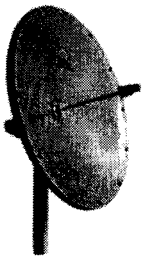


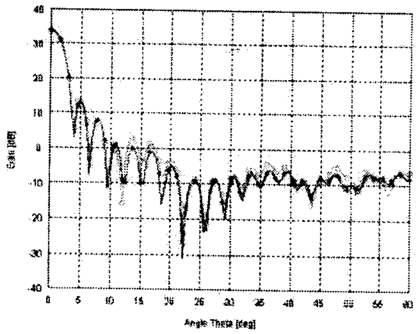
Patch array





Paraboloide





5. Direttività

E' una intensità di radiazione normalizzata per quella del radiatore isotropo

$$D(\theta,\phi) = \frac{I(\theta,\phi)}{I_0} = \frac{I(\theta,\phi)}{P_R}4\pi \qquad \text{adimensionale}$$

Rappresenta il miglioramento (o peggioramento) della capacità di concentrare la potenza nella posizione angolare (θ,ϕ) rispetto al radiatore isotropo, a parità di potenza totale irradiata.

Viene spesso rappresentata in decibel

$$D_{dB} = 10\log_{10} D(\theta,\phi)$$

A volte è riferita, invece che al dipolo isotropo, al dipolo a $\lambda/2$

$$Dd|_{dB} = D_{dB} - D_{dipolo}|_{dB}$$

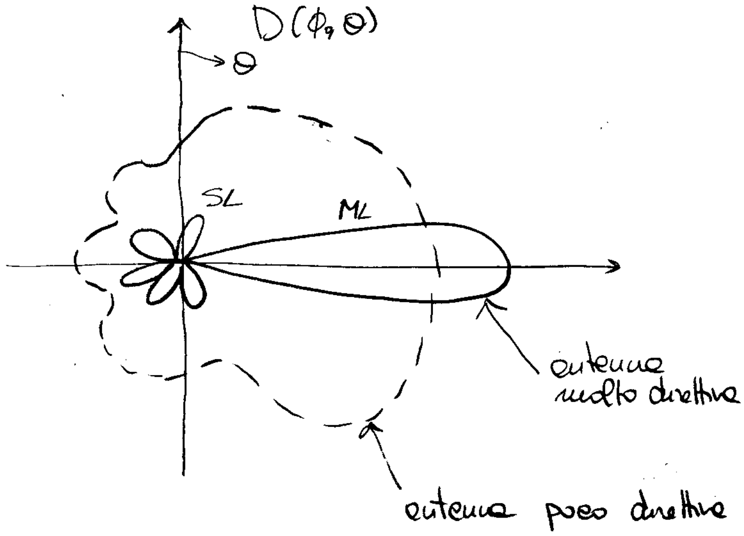
$$\boxed{\text{La direttività non dipende più dall'alimentazione ma solo dalla forma geometrica dell'antenna}}$$

nota: è $\int D(\theta,\phi)\, d\Omega = 4\pi$

Quando non si specifica l'angolo allora:

$$D_{max} \equiv D_0 \hat{=} \frac{I_{max}}{P_R} 4\pi$$

si fa cioè riferimento alla direzione lungo la quale c'è la massima direttività.



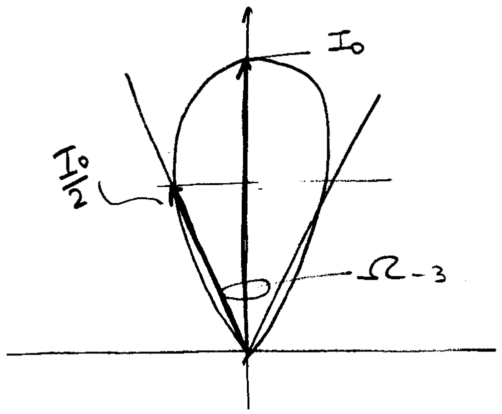
☐ BEAMWIDTH (BW-3)

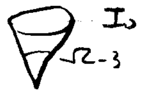
E' l'angolo tra due direzioni per le quali l'intensità di radiazione è metà del valore massimo.

oppure

⇒ è l'angolo solido all'interno del quale la direttività è superiore a metà di quella massima

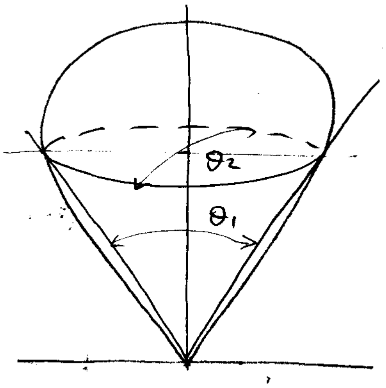
$$D(\Omega_{-3}) > \frac{1}{2} D_0$$





Per antenne molto direttive, la massima direttività può essere calcolata come

$$D_0 = \frac{4\pi}{\theta_1 \cdot \theta_2}$$



θ_1: half-power-b.w. in un piano (in gradi)

θ_2: " " " in un piano ortogonale al primo

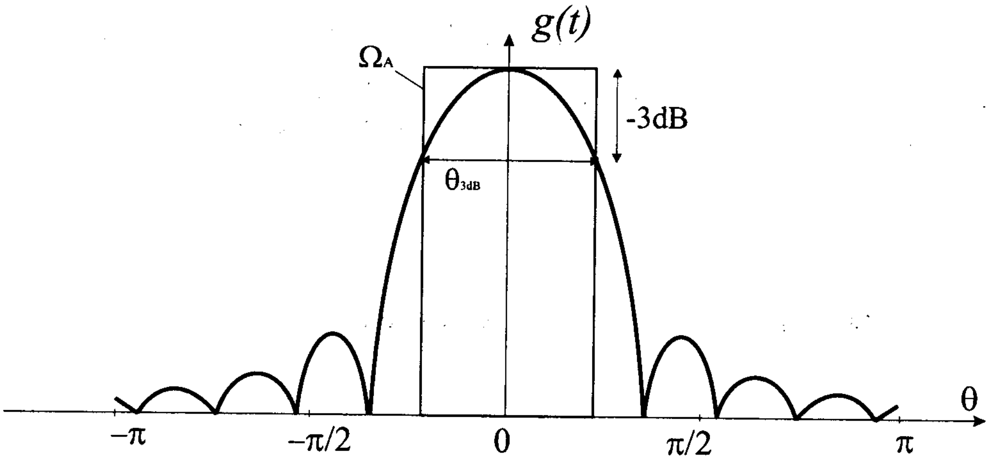


Figura 3.13: *Fascio uniforme a metà potenza quale approssimazione dell'angolo solido di fascio.*

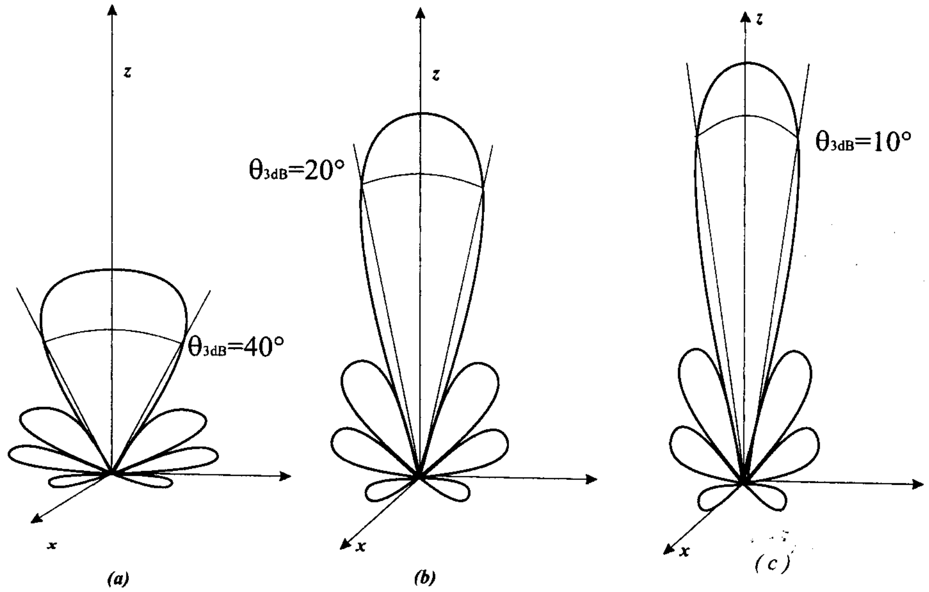


Figura 3.14: *Diagrammi di direttività per antenne che, a parità di potenza massima radiata, hanno direttività via via crescente e ampiezza di fascio decrescente.*

La direttività può inoltre essere facilmente esprimere in funzione della lunghezza efficace e del vettore di radiazione

$$D(\theta,\phi) = 4\pi \frac{|\underline{f}(\theta,\phi)|^2}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} |\underline{f}(\theta,\phi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi}$$

$$D(\theta,\phi) = 4\pi \frac{|\underline{h}(\theta,\phi)|^2}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} |\underline{h}(\theta,\phi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi}$$

PIANI PRINCIPALI

☐ Antenne a corrente elettrica (fe.)

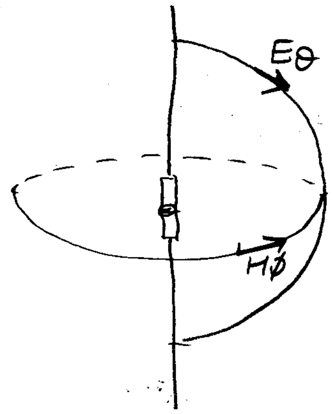
TAGLIO E (E-CUT)

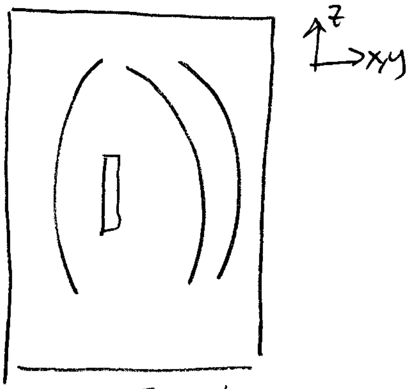
piano che contiene le linee di forza del campo elettrico lontano

TAGLIO H (H-cut)

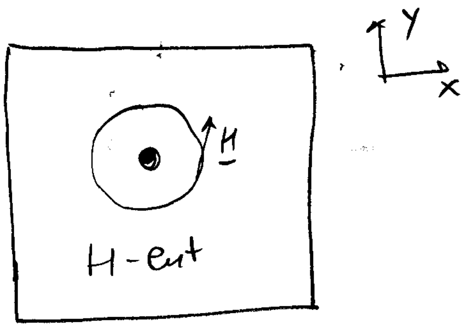
piano che contiene le linee di forza del campo magnetico in zona lontana

ex dipolo elementare



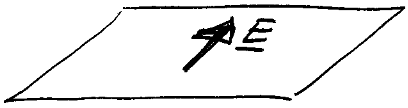


E cut
(piano verticale)



piano orizzontale

□ Antenne a corrente magnetica (aperture)

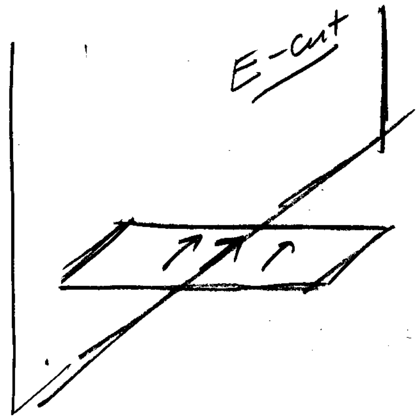


E-cut

piano ortogonale all'apertura passante per il vettore campo elettrico

H-cut

piano ortogonale all'apertura passante per il vettore campo magnetico



Esempio : direttività del dipolo elementare

Ere $\underline{E} = E_\theta \hat{\underline{\theta}} = j k_0 \eta_0 I_0 \Delta\ell \sin\theta \dfrac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \hat{\underline{\theta}}$

L'intensità di radiazione si calcola come

$$I_1(\theta) = \frac{1}{2\eta_0} \left| \underline{f}(\theta) \right|^2 I_0$$

$$\underline{f}(\theta) = j k_0 \eta_0 \Delta\ell \sin\theta \, \hat{\underline{\theta}} \, \frac{1}{4\pi}$$

$$= \frac{I_0^2}{2\eta_0} k_0^2 \eta_0^2 \Delta\ell^2 \sin^2\theta \frac{1}{(4\pi)^2} = \frac{I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta\ell^2 \sin^2\theta$$

La potenza irradiata dal dipolo elementare è

$$P_R = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E(\theta)|^2 r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I(\theta,\phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi =$$

$$= \frac{I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta\ell^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^3\theta \, d\theta \, d\phi$$

$$= \frac{2\pi I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta\ell^2 \int_0^{\pi} \sin^3\theta \, d\theta$$

a parte

$$\int \sin^3\theta \, d\theta = \quad = \int \sin^2\theta \sin\theta \, d\theta$$

si pone $\quad x = \cos\theta$

$$dx = -\sin\theta \, d\theta$$

$$\sin^2\theta = 1-\cos^2\theta = 1-x^2$$

$$\Rightarrow -\int (1-x^2)\, dx =$$

$$= -\left(x - \frac{1}{3}x^3\right)\Big| \quad = -\left(\cos\theta - \frac{1}{3}\cos^3\theta\right)\Big|_0^\pi = -\left(-1-1+\frac{1}{3}+\frac{1}{3}\right)$$

$$= -\frac{2}{3}+2 = \frac{4}{3}$$

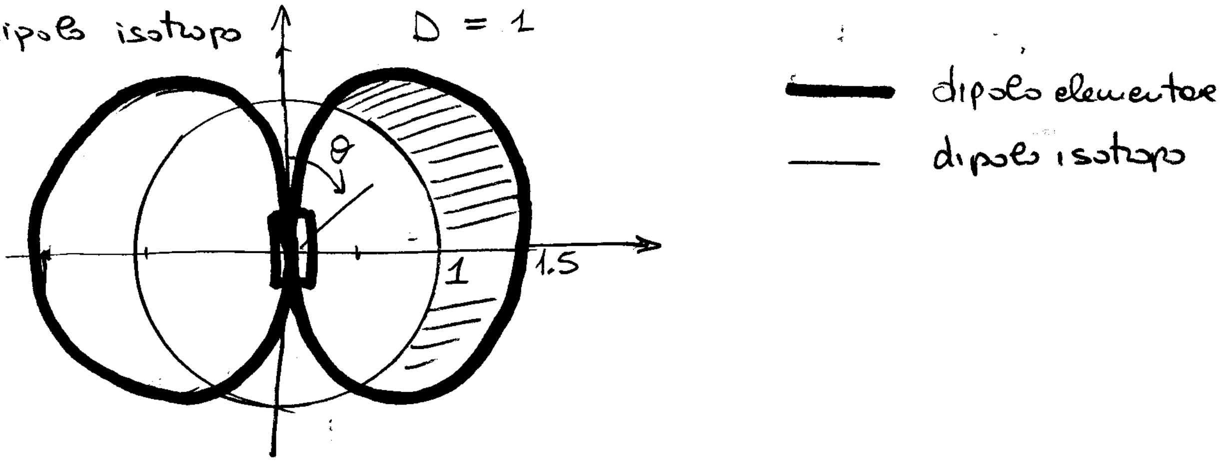
$$\Rightarrow P_R = \frac{I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta l^2 \; 2\pi \cdot \frac{4}{3}$$

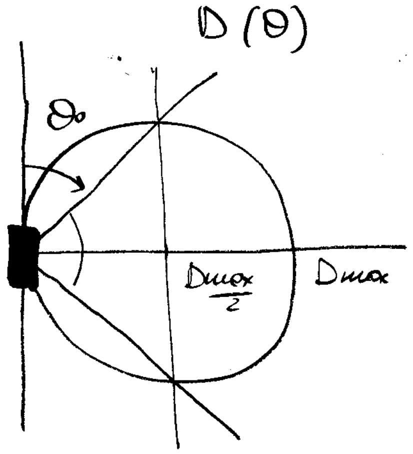
Infine

$$D(\theta) = \frac{\frac{I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta l^2 \sin^2\theta}{\frac{I_0^2 k_0^2 \eta_0}{32\pi^2} \Delta l^2 \; 2\pi \frac{4}{3}} 4\pi = \frac{3}{2}\sin^2\theta$$

La massima direttività si trova per $\theta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow D_{max} = 1.5$
$= 1.76\,dB$

Cioè il dipolo elementare è 1.5 volte più direttivo del dipolo isotropo $\quad D = 1$





Beamwidth (piano E)

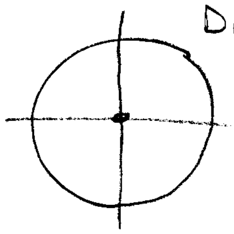
$BW = 2\theta_0$

$D(\theta_0) = \frac{D_{max}}{2} = \frac{1.5}{2}$

$1.5 \cdot \sin^2\theta_0 = \frac{1.5}{2}$

$\sin\theta_0 = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \theta_0 = 45°$

$$\boxed{BW_{-3} = 90°}$$



Beam Width (piano H)

trattandosi di un cerchio è

$BW = 2\pi$

☐ GUADAGNO

Rapporto tra l'intensità di radiazione in una direzione (θ,ϕ) e l'intensità di radiazione ottenuta quando tutta la potenza (P_{in}) ceduta ai morsetti dell'antenna viene irradiata isotropicamente

$$G(\theta,\phi) = \frac{I(\theta,\phi)}{P_{in}/4\pi} = \frac{P_R}{P_R+P_j}\, D(\theta,\phi)$$ — adimensionale

$$G_0 \leq D_0$$

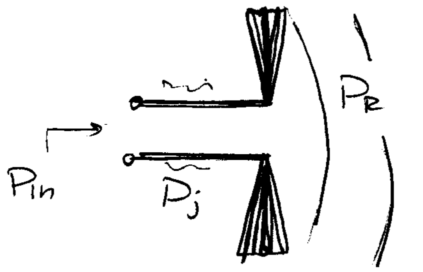
Tiene conto delle perdite di energia (P_j) sul conduttore

☐ EFFICIENZA

Quota parte della potenza totale fornita ai morsetti dell'antenna (irradiata + dissipata) che viene irradiata nello spazio

$$\eta_R = \frac{P_R}{P_R+P_j} \equiv \frac{R_R}{R_R+R_j}$$

$$G(\theta\phi) = \eta_R D(\theta,\phi)$$



$$\frac{1}{4\pi}\int G \, d\Omega = \eta$$

☐ EIRP (Effective Isotropic Radiated Power)

Prodotto del massimo guadagno e potenza d'ingresso

$$EIRP = G_0 \cdot P_{in} \qquad (\equiv I(\theta\phi)\cdot 4\pi)$$

Rappresenta la potenza che bisogna fornire ad un radiatore isotropo ($G_0=1$) per fargli produrre le stesse intensità di radiazione (nella direzione θ,ϕ) dell'antenna d'interesse.

E' utile nei bilanci di collegamento.

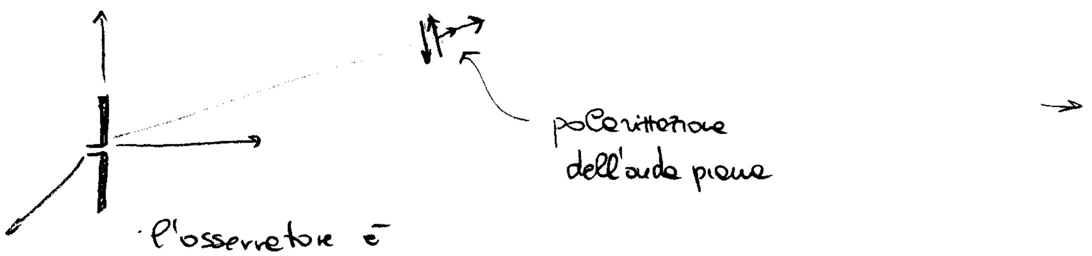
Una elevata intensità di radiazione ($\propto$ densità di potenza) può quindi essere ottenuta da elevata P_{in} o con elevato G.

□ POLARIZZAZIONE

- di un'onda piana
- di un'antenna
  - trasmittente
  - ricevente

La polarizzazione di un'antenna in una data direzione è definita come la polarizzazione del campo radiato dall'antenna lungo quella direzione. Quando non è indicato, si fa riferimento alla direzione di massimo guadagno. In generale, diverse parti del pattern possono avere differente polarizzazione.

Def. La polarizzazione di un'onda radiata descrive la variazione nel tempo della direzione e dell'ampiezza del vettore di campo elettrico o magnetico. E' una grandezza di campo lontano che è quindi associata alla propagazione di onde piane (ricorda che in zona lontana il campo in un punto è approssimabile da un'onda piana). Pertanto la polarizzazione di un'antenna in un certo punto dello spazio (campo lontano) è pari alla polarizzazione dell'onda piana che in quel punto approssima il campo radiato, propagantesi lungo la congiungente della posizione dell'antenna e del punto di osservazione



l'osservatore è solidale all'antenna e quindi vede l'onda allontanarsi

Il campo elettrico di un onda piana che si propaga lungo la direzione z^+ si può scrivere, istantaneamente:

$$\underline{\mathcal{E}}(z,t) = \hat{\underline{x}}\, \mathcal{E}_x(z,t) + \hat{\underline{y}}\, \mathcal{E}_y(z,t)$$

con

$$\mathcal{E}_x(z,t) = E_{x0}\, \mathrm{Re}\, e^{j(\omega t - kz + \phi_x)}$$

$$\mathcal{E}_y(z,t) = E_{y0}\, \mathrm{Re}\, e^{j(\omega t - kz + \phi_y)}$$

La differenza di fase tra le componenti di $\underline{\mathcal{E}}$ è:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$$

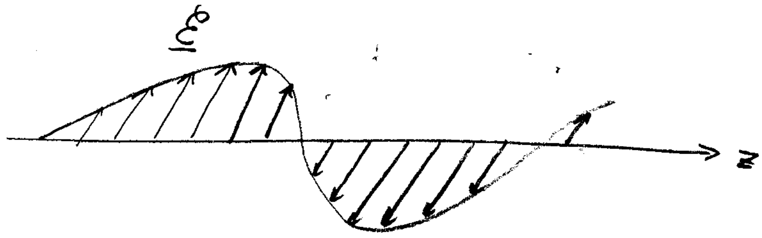
La polarizzazione dell'onda è data dalla traiettoria disegnata del vettore $\underline{\mathcal{E}}$ durante la propagazione

Polarizzazione Lineare

Il vettore di campo elettrico (magnetico) oscilla mantenendosi su una stessa linea

- c'e' solo una componente ($\mathcal{E}_x$ o $\mathcal{E}_y$)
- ci sono ambedue le componenti con una differenza di fase di $n\pi$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi \qquad n = 0, 1, \ldots$$

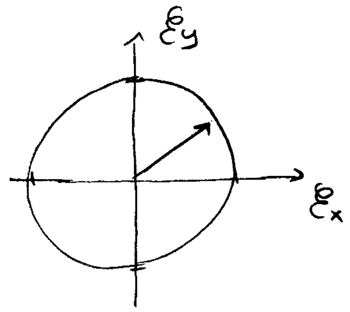


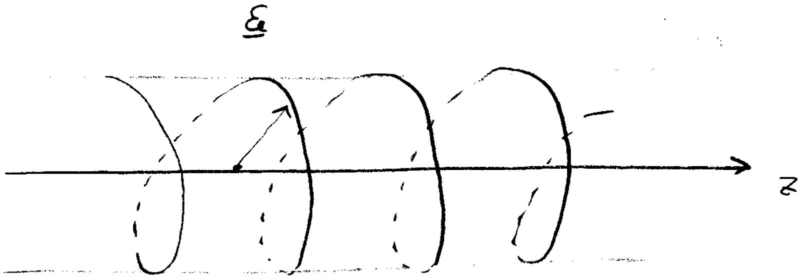
Polarizzazione Circolare

Il vettore di campo disegna una circonferenza

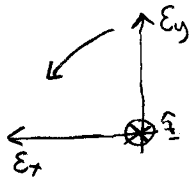
- $|\mathcal{E}_x| = |\mathcal{E}_y|$
- $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \pm \frac{2n+1}{2}\pi$

$n = 0, 1, 2$



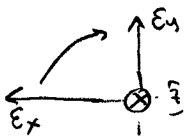


$\Delta\phi > 0$



senso antiorario (sinistra)

$\Delta\phi < 0$

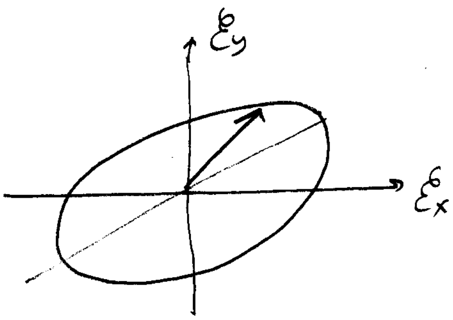


senso orario (destra)

(bisogna guardare l'onda allontanarsi dall'osservatore) ⊛

Polarizzazione ellittica

Il vettore di campo genera un ellisse



in tal caso

$$|\mathcal{E}_x| \neq |\mathcal{E}_y|$$

oppure

$$\Delta\phi \neq \frac{n}{2}\pi$$

NB per disegnare il verso bisogna far riferimento al vettore in anticipo che tende a sovrapporsi a quello e farlo ruotare secondo l'angolo più piccolo

⊛ la stessa convenzione deve applicarsi all'antenna ricevente

Nel campo lontano, la polarizzazione può in generale essere scomposta in una coppia di polarizzazioni ortogonali:

- co-polare
- cross-polare

La polarizzazione copolare è quella principale dell'antenna, (per cui cioè è stata costruita). La cross-polare è in genere una componente non desiderata da rendere la più piccola possibile.

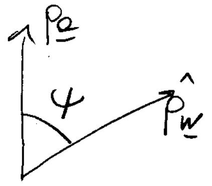
POLARIZATION LOSS FACTOR

Si consideri un'onda piana $\underline{E}_i = \hat{\underline{p}}_w E_i$ incidente su un'antenna con polarizzazione $\hat{\underline{p}}_a$ dove $\hat{\underline{p}}_a$ è il versore di polarizzazione (lineare) dell'antenna, cioè la polarizzazione dell'onda piana incidente che deposita la maggior potenza ai morsetti dell'antenna

se $\hat{\underline{p}}_w \neq \hat{\underline{p}}_a$

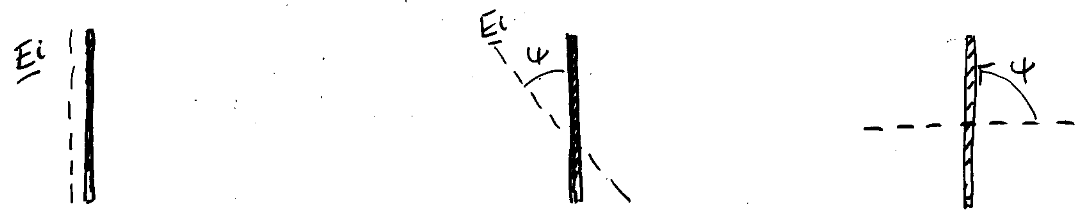
parte della potenza trasportata da $\underline{E}_i$ non verrà raccolta dall'antenna. Si definisce

polarization loss factor $PLF = |\hat{\underline{p}}_w \cdot \hat{\underline{p}}_a|^2 \equiv |\cos \psi_p|^2$



ex

l'antenna è un dipolo a filo. Riceverà pertanto un campo polarizzato solo lungo la direzione del filo



PLF = 1 (massimo trasferimento tra onda incidente e antenna)

$PLF = \cos^2\psi$ (ricezione parziale della potenza incidente)

PLF = 0 (non viene raccolta potenza)

Nel caso in cui l'antenna trasmittente abbia polarizzazione circolare e quella ricevente polarizzazione lineare (o viceversa) è

$$PLF = 1/2$$

infatti

$$\hat{\rho}_1 = (\hat{x} \pm j\hat{y})\frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$\hat{\rho}_2 = \hat{x}$$

$$|\hat{\rho}_1 \cdot \hat{\rho}_2|^2 = \frac{1}{2}$$

idem se $\hat{\rho}_2 = \hat{y}$

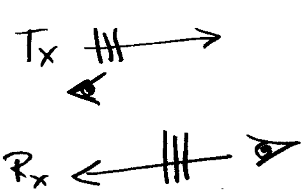
Se ambedue hanno polarizzazione circolare è

$$\hat{\rho}_1 = (\hat{x} \pm j\hat{y})\frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$\hat{\rho}_2 = (\hat{x} \mp j\hat{y})\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$|\hat{\rho}_1 \cdot \hat{\rho}_2| = \frac{1}{4}|1 \pm 1|^2 =$$

0 se i segni sono concordi

1 se i segni sono discordi



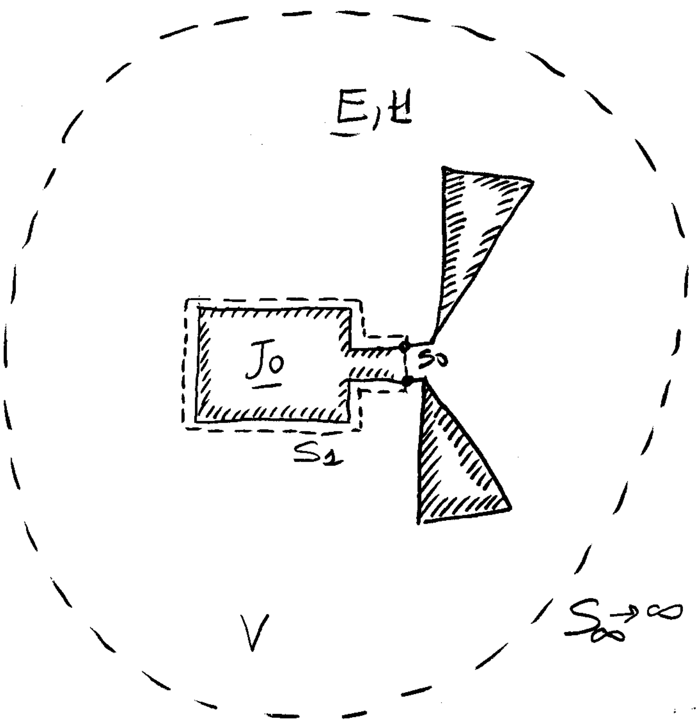
Due antenne identiche, in polarizzazione circolare, non si parlano

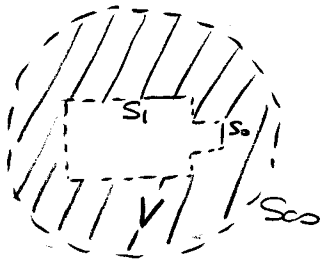
NB: ricordare che la polarizzazione dell'antenna in ricezione è definita considerando l'onda piana incidente l'antenna che si allontana dall'osservatore. Di conseguenza appare l'inversione di segno rispetto l'antenna TX

PARAMETRI D'INGRESSO

□ Impedenza d'Ingresso

Si consideri la seguente configurazione nella quale l'antenna è connessa ad un generatore schermato dall'ambiente esterno da un involucro metallico





S_∞ è importante che sia sufficientemente grande in modo da considerare H, E in far field.

Il generatore comunica con l'esterno tramite l'interfaccia S_0.

Si applica al volume V individuato dalle superfici $\underbrace{S_0 \cup S_1 \cup S_\infty}_{S}$ il teorema di Poynting

Energia media immagazzinata nei campi

$$\oiint_{S(V)} \frac{1}{2}\, \underline{E}\times\underline{H}^* \cdot \hat{\underline{n}}\, da + P_j + 2j\omega\left(W_m - W_e\right) = -\iiint_V \underline{E}\cdot \underline{J}_0\, dv$$

$$P_j = \iiint_V \frac{1}{2}\sigma|E|^2\, dv + \iiint_V \frac{1}{2}\epsilon''|E|^2\, dv$$

potenza dissipata

potenza erogata dai generatori

Il termine al secondo membro è nullo perchè la sorgente è fuori V

L'integrale di superficie si decompone nel modo seguente

$$\oiint_S = \iint_{S_0} + \underbrace{\iint_{S_1}}_{0} + \iint_{S_\infty}$$

perchè $\hat{\underline{n}} \times \underline{E}$ sul conduttore esterno che racchiude il generatore

ma $\displaystyle\iint_{S_0} \frac{1}{2} \underline{E} \times \underline{H}^* \hat{\underline{n}} \, da = -P_{in}$ potenza che entra attraverso l'interfaccia tra generatore e antenna

$\displaystyle\iint_{S_\infty} \frac{1}{2\eta_0} |E|^2 \, da = + P_R$ potenza irradiata (E e H sono in fase)

$$\Rightarrow \quad P_{in} = P_R + P_J + 2j\omega \left(W_m - W_e \right)$$

Ammettendo di poter identificare una corrente d'ingresso (reale o equivalente), allora si può esprimere

$$P_{in} = \frac{1}{2} Z_{in} |I_g|^2$$

Z_{in} : impedenza d'ingresso complessa

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

Eguagliando alle espressioni trovate nel bilancio energetico si trova

$$\frac{1}{2}(R_{in} + jX_{in})|I_g|^2 = P_R + P_j + 2j\omega(\underbrace{W_m}_{\iiint_V \frac{1}{4}\mu |H|^2 dV} - \underbrace{W_e}_{\iiint_V \frac{1}{4}\epsilon |E|^2 dV})$$

$$\Rightarrow \quad R_{in} = \frac{2(P_R + P_j)}{|I_g|^2}$$ Resistenza d'ingresso

$$X_{in} = 4\omega \frac{W_m - W_e}{|I_g|^2}$$ Reattanza d'ingresso

(Al denominatore c'è la media temporale della differenza tra energia magnetica ed elettrica immagazzinata nel volume V)

La resistenza d'ingresso ha due termini

$$R_{in} = R_R + R_j$$

$$R_R = \frac{2P_R}{|I|^2} \qquad R_j = \frac{2P_j}{|I|^2}$$

RESISTENZA DI RADIAZIONE

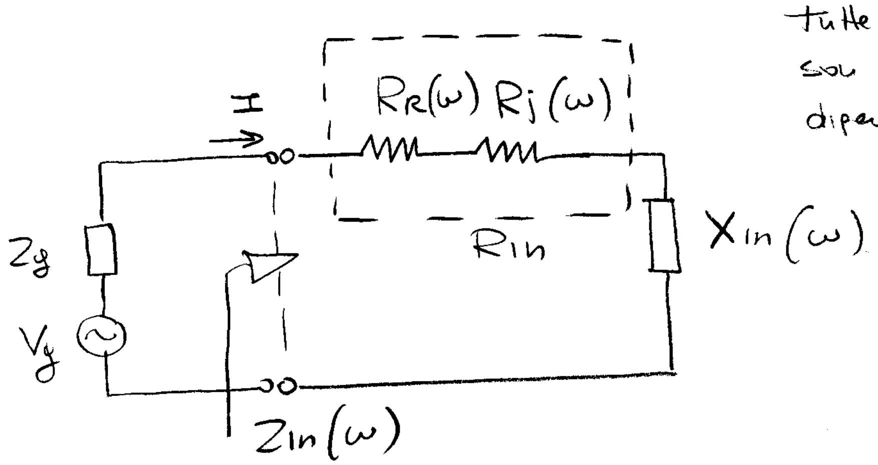
RESISTENZA DI DISSIPAZIONE (PERDITA)

dovuta alle perdite per effetto Joule sul materiale che compone l'antenna (e degli eventuali oggetti vicini)

- La reattanza d'ingresso è quindi legata allo sbilanciamento tra l'energia reattiva immagazzinata nel campo magnetico e l'energia reattiva immagazzinata nel campo elettrico.
  È quindi una grandezza che descrive il comportamento dell'antenna in zona di induzione.

  La Resistenza di radiazione descrive invece il comportamento dell'antenna in zona lontana. (✱)

- Un'antenna può quindi essere rappresentata con il seguente circuito di Thevenin



tutte le grandezze sono in genere dipendenti dalla frequenza.

Si ha il massimo trasferimento di potenza tra generatore ed antenna in caso di adattamento coniugato

$$\begin{cases} X_{in} = -X_g \\ R_{in} = R_g \end{cases}$$

✱ NOTA

L'impedenza d'ingresso, per come è definita, tiene conto di tutti gli oggetti che eventualmente si trovino entro il volume V.
Per avere una grandezza specifica per l'antenna, di tipo assoluto, l'antenna deve essere nello spazio libero.
⇒ problemi nelle misure (camere anechoiche)

Nella maggior parte dei casi il generatore ha una impedenza interna reale

$$Z_g = R_g$$
$$X_g = 0$$

Oppure è la linea di trasmissione ad avere impedenza caratteristica reale

di conseguenza la condizione di massimo trasferimento di potenza richiede che l'antenna abbia pure una impedenza d'ingresso reale (reattanza nulla)

$$Z_{in} = Z_g$$
$$X_{in} = 0$$

Ciò è vero se la forma dell'antenna è tale che nel volume V ci sia completo bilanciamento tra l'energia magnetica e l'energia elettrica immagazzinata

$$W_m = W_e$$

Questa è la condizione di Risonanza.

Molte antenne, non tutte, lavorano in regime di risonanza.

Esempio dipolo elementare

Calcolo della resistenza di radiazione

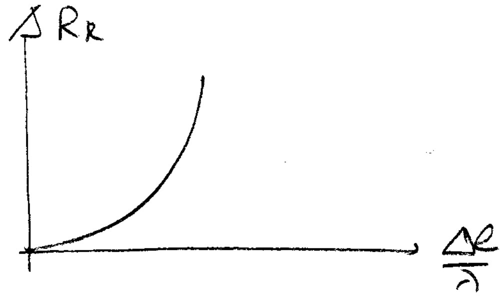
$$R_R = \frac{2 P_R}{|I_0|^2}$$

Si era trovato precedentemente

$$P_R = \frac{I_0^2 K_0^2 \eta_0}{32 \pi^2} \Delta l^2 \, 2\pi \frac{4}{3}$$

$$\Rightarrow \quad R_R = \frac{2 \cdot 4\pi^2 \cdot \eta_0}{32 \pi^2} \left(\frac{\Delta l}{\lambda}\right)^2 2\pi \frac{4}{3}$$

$$\boxed{R_R = \frac{2}{3} \pi \eta_0 \left(\frac{\Delta l}{\lambda}\right)^2}$$



La resistenza di radiazione è quindi proporzionale alla lunghezza elettrica del dipolo $\Delta l/\lambda$ e quindi assume valori di pochi ohm nel caso di dipolo elementare.

Per esempio, se $\Delta l = \lambda/10$

$$R_R = \frac{2}{3} \pi \, 377 \, \frac{1}{100} \simeq 8 \, \Omega$$

Diventa molto difficile adattare dipoli piccoli a generatori che tipicamente hanno impedenza d'ingresso a 50Ω.

Se inoltre si torna alla definizione di efficienza

$$\eta = \frac{P_R}{P_T} = \frac{\frac{1}{2} R_R |I_0|^2}{\frac{1}{2} R_{in} |I_0|^2} = \frac{R_R}{R_R + R_j}$$

si vede che una bassa resistenza di radiazione può produrre una bassa efficienza

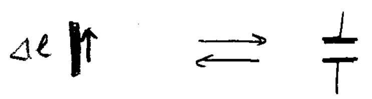
(cioè R_j può diventare comparabile con R_R)

Per quanto riguarda la reattanza d'ingresso

$$X_{in} = \frac{4\omega\,(W_m - W_e)}{|I_0|^2}$$

Ci limitiamo ad osservare che in un dipolo elementare l'accumulo di energia reattiva elettrica domina su quella magnetica: $W_e > W_e$

Come conseguenza la reattanza d'ingresso è negativa, cioè il dipolo elementare si comporta <u>come un condensatore</u>.

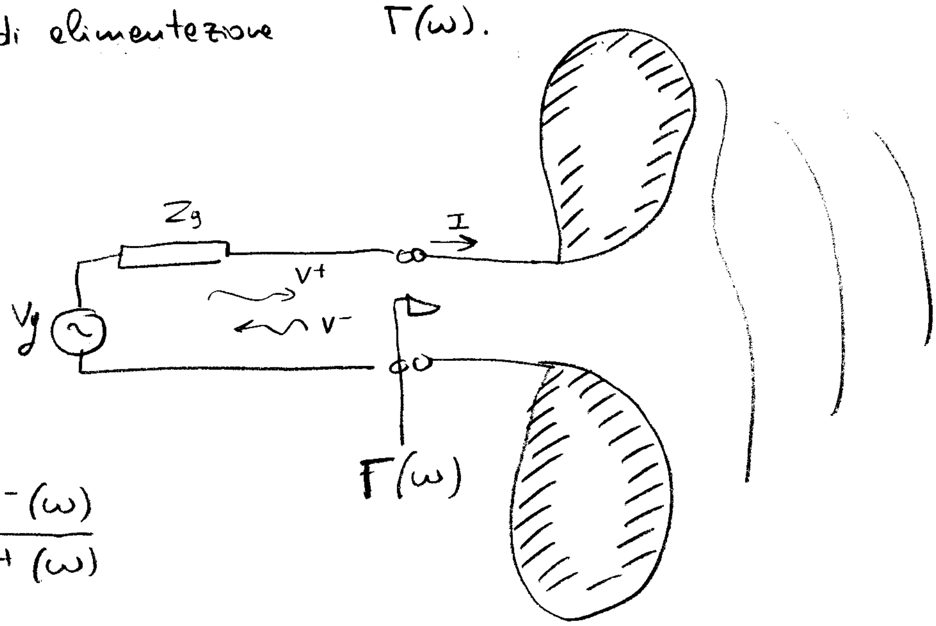


dipolo elementare $\Delta l \ll \lambda$

reattanza capacitiva

Coefficiente di riflessione sull'interfaccia generatore - antenna

La bontà dell'adattamento tra antenna e generatore è normalmente quantificata dal coefficiente di riflessione sui morsetti di alimentazione $\Gamma(\omega)$.



Definizione

$$\Gamma(\omega) \triangleq \frac{V^-(\omega)}{V^+(\omega)}$$

rapporto tra le onde di tensione riflesse e dirette.

Si dimostra che può essere calcolato come il seguente rapporto di impedenze

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_g(\omega)}{Z_{in}(\omega) + Z_g(\omega)} ;$$

Z_g può essere sostituita dall'impedenza della eventuale linea di alimentazione che connette il generatore all'antenna

Nel caso di adattamento perfetto tra antenna e generatore si ha che

$$\Gamma = 0$$

In tal caso tutta la potenza erogata dal generatore che incide sull'antenna viene assorbita da essa e quindi irradiata e/o dissipata per effetto Joule

E' importante esprimere il coefficiente di trasmissione in potenza

$$\tau = 1 - |\Gamma|^2$$

quota parte della potenza incidente sui morsetti dell'antenna che viene assorbita da questa

$\rho = |\Gamma|^2$ è invece la quota parte della potenza incidente sull'antenna che viene riflessa indietro verso il carico del generatore venendo dissipata da questo.

(coeff di riflessione in potenza)

Un forte disadattamento di Impedenza può provocare un surriscaldamento o un danneggiamento del trasmettitore.

Si può allora definire una nuova tipologia di guadagno che tiene conto del disadattamento di impedenza ai morsetti dell'antenna

GUADAGNO REALIZZATO $\quad \tilde{G} \triangleq \frac{I(\theta,\phi)}{P_0} 4\pi \quad$ REALIZED GAIN

Intensità di radiazione normalizzata per quella di un radiatore isotropo che irradia tutta la potenza nominale P_0 che è in grado di fornire il generatore

$$P_{in} = P_0 \cdot \tau \quad \Rightarrow \quad P_0 = \frac{P_{in}}{\tau} \equiv \frac{P_{in}}{1-|\Gamma|^2}$$

$$\Rightarrow \quad \tilde{G} = \frac{I(\theta,\phi)}{P_{in}} 4\pi \left(1-|\Gamma|^2\right)$$

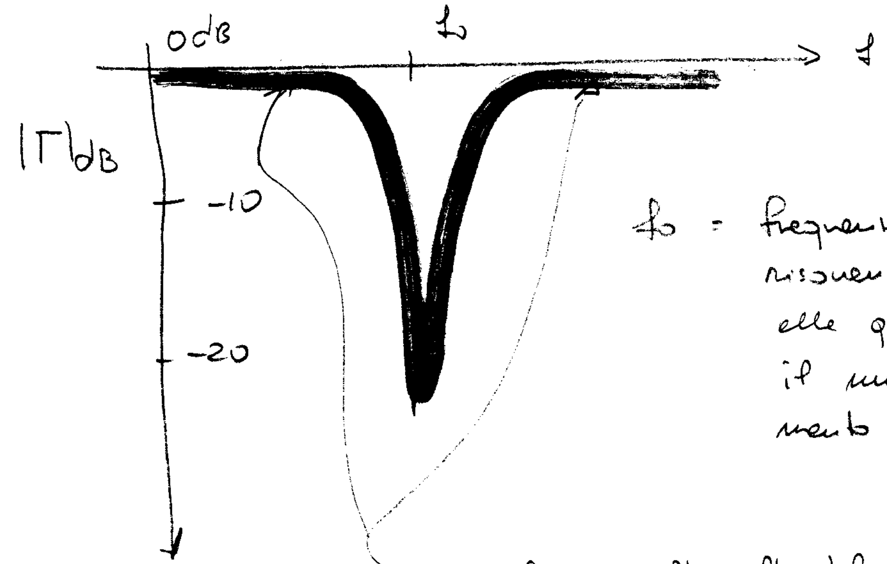
$$= G(\theta,\phi) \cdot \left(1-|\Gamma|^2\right) \equiv G\tau$$

$$\tilde{G} \leq G \leq D$$

Il guadagno realizzato è la vera grandezza di sistema che tiene conto sia delle perdite dell'antenna che del cattivo uso della potenza disponibile

Il coefficiente di riflessione è quasi sempre rappresentato in scala logaritmica

$$20\log_{10}\Gamma = \Gamma(dB)$$

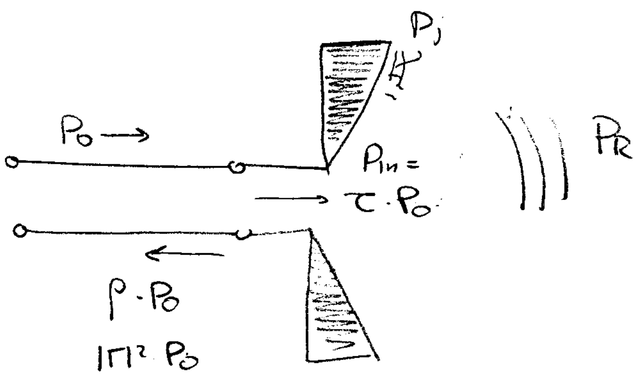


f_0 = frequenza di risonanza dell'antenna alla quale si ha il massimo adattamento al generatore

valori molto alti del coefficiente di riflessione

$$0 < |\Gamma| < 1$$

per cui buona parte della potenza erogata dal generatore viene riflessa verso di esso.



P_0: potenza nominale (massima potenza che potrebbe essere assorbita dall'antenna in caso di adattamento perfetto.

□ LARGHEZZA DI BANDA (bandwidth)

Intervallo di frequenze in cui i parametri rilevanti dell'antenna si mantengono su valori ancora compatibili con le modalità di funzionamento dell'antenna. Poiché i vari parametri non variano tutti allo stesso modo con la frequenza esistono più caratterizzazioni della larghezza di banda ex

- pattern bandwidth (grandezza in campo lontano)
- impedance bandwidth (grandezze in campo vicino)

Per antenne a larga banda viene espressa come rapporto tra la frequenza massima utile e quella minima

ex 10:1 (la freq max è 10 volte quella minima)

$\frac{f_{max}}{f_{min}} : 1$ quella max o minima va specificata

Per antenne a banda stretta viene espressa in modo percentuale

$$\frac{f_2 - f_1}{f_0} \%$$