Antenne filiformi
(*Wire Antennas*)

Antenne a filo (*wire antennas*)

⋆ Le ***antenne a filo*** sono il tipo di antenna più semplice, più economico e più versatile

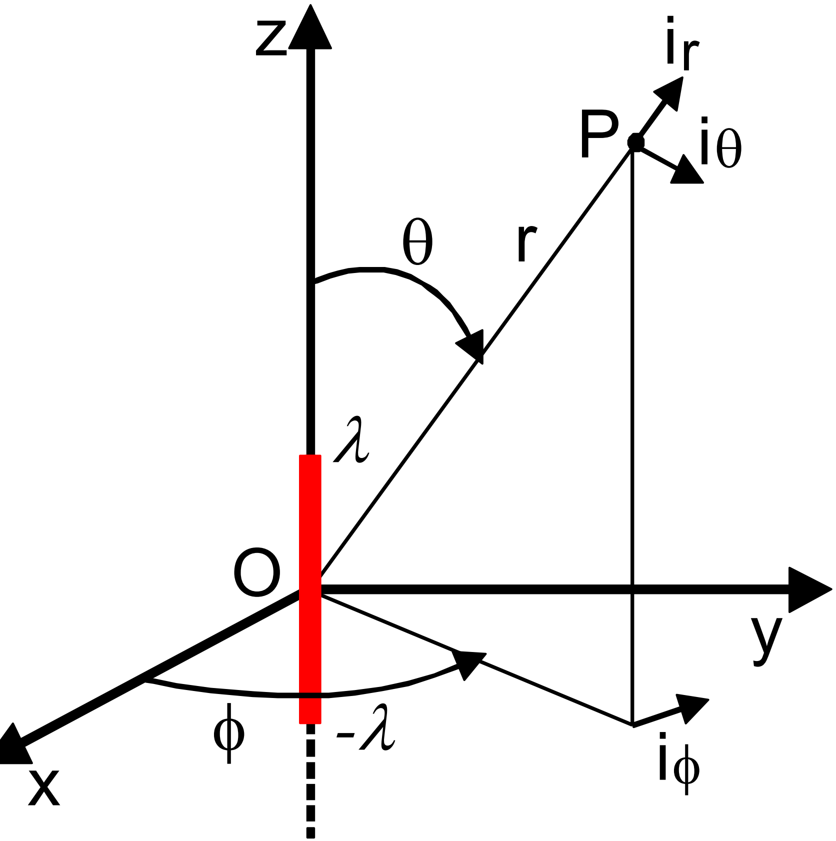
- Dipolo elettromagnetico (dipolo infinitesimo)
- Monopolo elettromagnetico
- Antenne *long-wire*
  - diritte
  - a V

LINEARI

- Antenne a spira (o *loop antennas*)
  - Spira puntiforme
  - Spira ad onda intera

CURVE

Dipolo



$$\vec{J}_i = I(z)\,\hat{i}_z \quad \text{per} \quad |z| \le \lambda$$

NOTA1:
lunghezza del dipolo: $L = 2\lambda$

NOTA2: la scelta del riferimento è arbitraria. **Per comoda convenzione si fissa l'origine nel centro del dipolo e l'asse Z ≡ asse del dipolo. Le <u>espressioni</u> delle grandezze dipendono ovviamente da tale scelta (non il loro valore!)** FF8

NOTA3: il caso particolare $2\lambda \ll \lambda$ viene usualmente indicato come *dipolo infinitesimo*

f8 il valore di campo in un punto P ovviamente non puo' dipendere dalla scelta del sistema di riferimento.
Pertanto, al variare del sistema di riferimento, le FORMULE che esprimono il campo in P cambiano (ovviamente) ma in modo che necessariamente il valore del campo resti inalterato.
Franco Fuschini, 26/01/2008

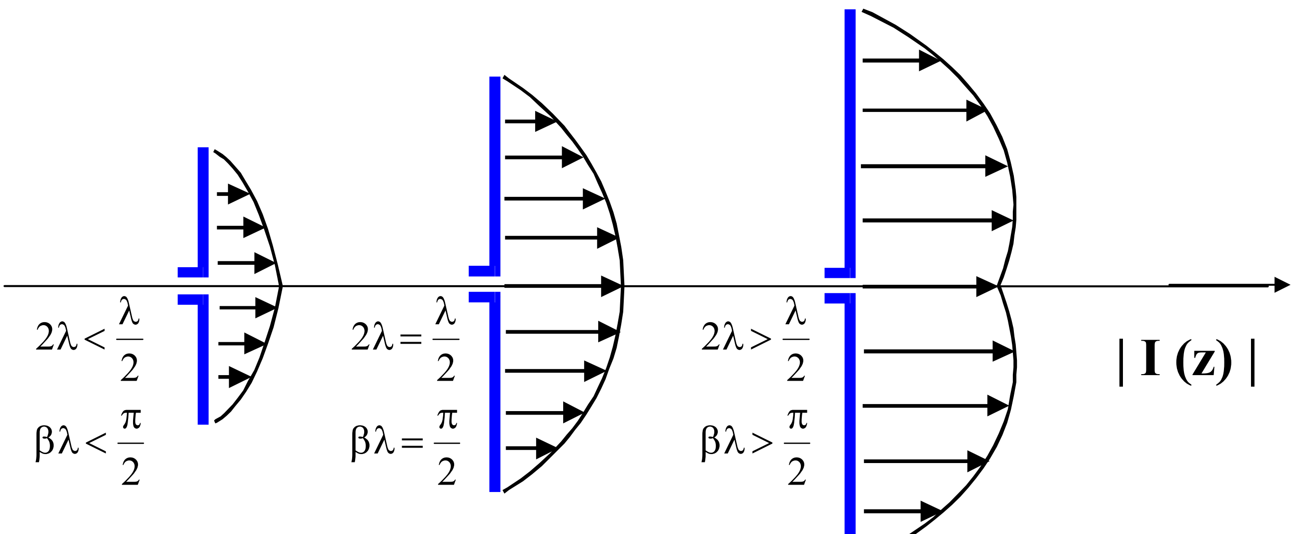
Dipolo elettromagnetico

Antenna a filo lineare con lunghezza 2λ (in pratica sempre $\leq \lambda$)

Come si vedrà in seguito, una buona approssimazione della distribuzione di corrente per dipolo EM *alimentato centralmente* è rappresentata dalla seguente funzione:

$$I(z) = \begin{cases} I_0 \operatorname{sen}[\beta(\lambda - z)], & 0 \leq z \leq \lambda \\ I_0 \operatorname{sen}[\beta(\lambda + z)], & -\lambda \leq z \leq 0 \end{cases}$$

Distribuzione di corrente *SINUSOIDALE*

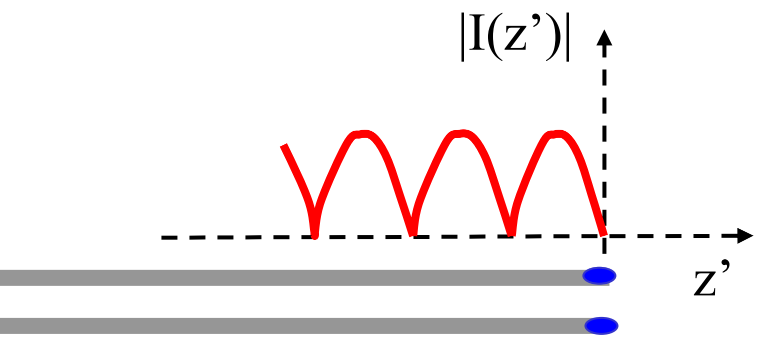


Giustificazione del modello di corrente (1/3)

- Un dipolo può sempre essere pensato come ottenuto "aprendo" una linea di trasmissione bifilare in circuito aperto (c.a.);

- Come noto, una linea di trasmissione priva di perdite in c.a. è sede di un'onda stazionaria pura con un nodo di corrente al termine della linea;

$$I(z)=\frac{V_0^+}{Z_C}\cdot e^{-j\beta z'}-\frac{V_0^-}{Z_C}\cdot e^{+j\beta z'}=I_0^+\cdot e^{-j\beta z'}-I_0^-\cdot e^{+j\beta z'}$$

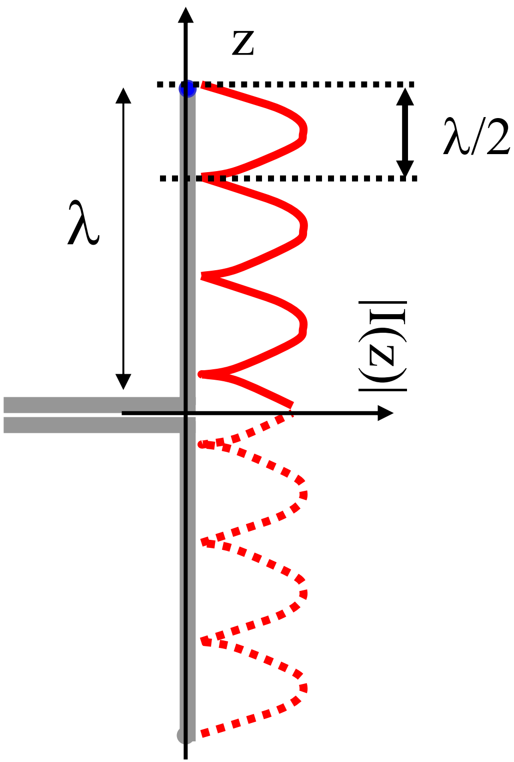


$$I(0)=0 \;\Rightarrow\; I_0^+=I_0^-=I_C$$

$$\boxed{I(z')=I_C\cdot\left(e^{-j\beta z'}-e^{+j\beta z'}\right)=-2jI_C\cdot\sin(\beta z')}$$

Giustificazione del modello di corrente (2/3)

- Aprendo la linea in corrispondenza della sezione z′ = -λ si ottiene un dipolo di lunghezza 2 λ



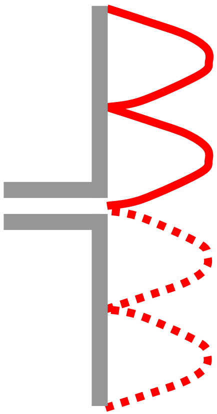
- Si può assumere che la distribuzione di corrente rimanga inalterata; per ragioni di evidente simmetria, è ragionevole ipotizzare che debba essere **|I(-z)| = |I(z)|**

$$I(z) = \underbrace{-2jI_C}_{I_0} \cdot \sin[\beta(\lambda - |z|)] = I_0 \sin[\beta(\lambda - |z|)]$$

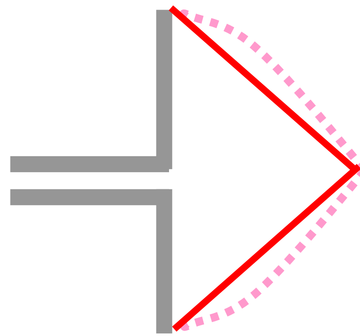
- Il dipolo appartiene alla categoria delle cosiddette Antenne a Onda Stazionaria (***Standing Wave Antennas***)

Giustificazione del modello di corrente (3/3)

- Distribuzione di corrente sinusoidale o triangolare:

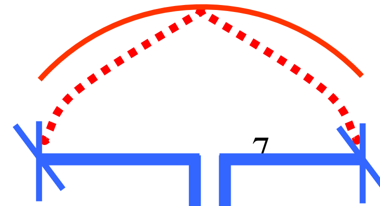


Dipolo EM
Distribuzione
SINUSOIDALE



Dipolo Corto
Distribuzione ≈
TRIANGOLARE

- In particolare, nel caso $\mathbf{2\lambda \ll \lambda}$ (**dipolo elementare** o **infinitesimo**) è lecito supporre $\mathbf{I(z) \approx I_0}$. (al fine di *garantire un valore di I_0 di ampiezza non trascurabile*, si può ipotizzare di introdurre carichi capacitivi alle estremità del dipolo; si ottiene in tal modo $I(\pm\lambda)\neq 0$ e cioè una distribuzione più uniforme di corrente (è come se il dipolo fosse più lungo di quanto effettivamente non sia)



Analisi preliminare: dipolo infinitesimo (1/5)

$$\vec{J}_i(z) \approx I_0 \cdot \hat{i}_z$$

$$\vec{M}(\theta,\phi) \approx \int_V \vec{J}_i(\vec{w})\, e^{j\beta \vec{w}\cdot\hat{i}_r} dV = \left(\int_{-\lambda}^{\lambda} I_0\, e^{j\beta z \cos\theta} dz \right) \cdot \hat{i}_z \approx I_0 \cdot 2\lambda \cdot \hat{i}_z = I_0 \cdot 2\lambda \cdot \left(\cos\theta\, \hat{i}_r - \sin\theta\, \hat{i}_\theta \right)$$

$$\vec{E}(r,\theta,\phi) \approx j\eta \frac{\exp(-j\beta r)}{2\lambda r} I_0 \, (2\lambda) \operatorname{sen}\theta \, \hat{i}_\theta$$

$$\vec{H}(r,\theta,\phi) \approx j \frac{\exp(-j\beta r)}{2\lambda r} I_0 \, (2\lambda) \operatorname{sen}\theta \, \hat{i}_\phi$$

Polarizzazione: **lineare**

Analisi preliminare: dipolo infinitesimo (2/5)

- Densità di potenza irradiata: $p(r,\theta) = \frac{\eta}{2}\left(\frac{|I_0|\lambda}{\lambda}\right)^2 \frac{\operatorname{sen}^2\theta}{r^2}$
- Intensità di radiazione: $I_R(\theta) = \frac{\eta}{2}\left(\frac{|I_0|\lambda}{\lambda}\right)^2 \operatorname{sen}^2\theta$
- Potenza irradiata: $P_{irr} = \frac{\eta\pi}{3}\cdot\left(\frac{|I_0|\cdot 2\lambda}{\lambda}\right)^2$
- Funzione direttività: $d(\theta) = \frac{3}{2}\operatorname{sen}^2\theta \qquad D = \frac{3}{2}$
- Funzione di radiazione: $f(\theta) = |\operatorname{sen}(\theta)|$
- Resistenza di radiazione: $R_{irr} = \frac{2}{3}\pi\eta\left(\frac{2\lambda}{\lambda}\right)^2 \approx 80\,\pi^2\left(\frac{2\lambda}{\lambda}\right)^2$
- Vettore di polarizzazione: $\underline{p}(\theta,\phi) = j\cdot\frac{I_0}{|I_0|}\cdot e^{j(\chi-\beta r)}\cdot\hat{i}_\theta \underset{\chi=\beta r}{=} j\cdot\frac{I_0}{|I_0|}\cdot\hat{i}_\theta$

Superficie di radiazione

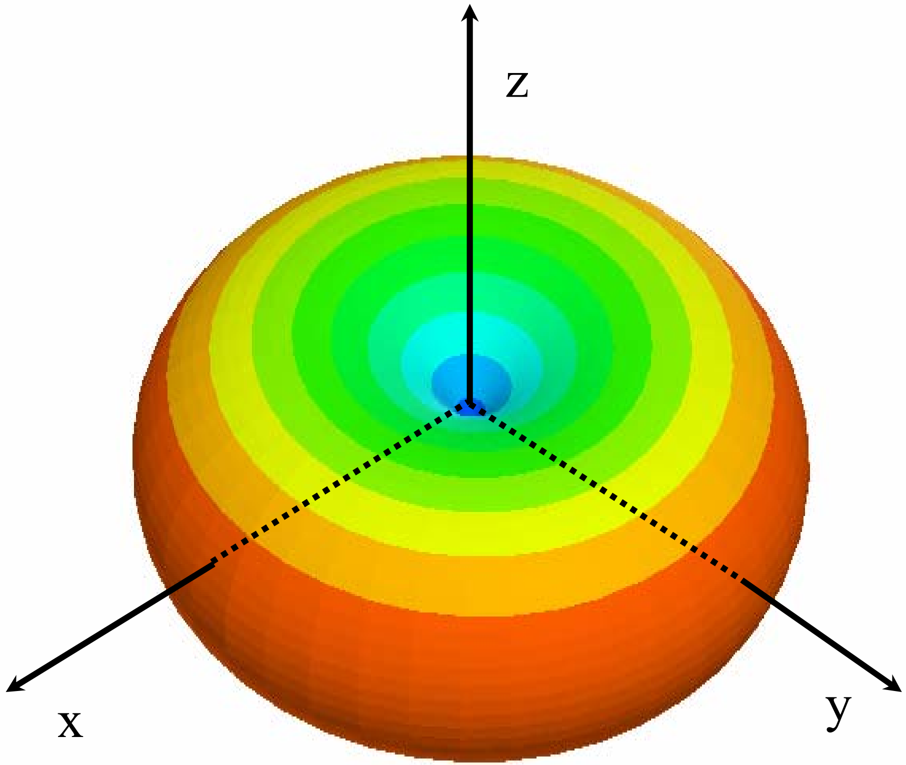
- Superficie di radiazione

$$r = f(\theta) = |\mathrm{sen}\theta|$$

indipendente da ϕ

↓

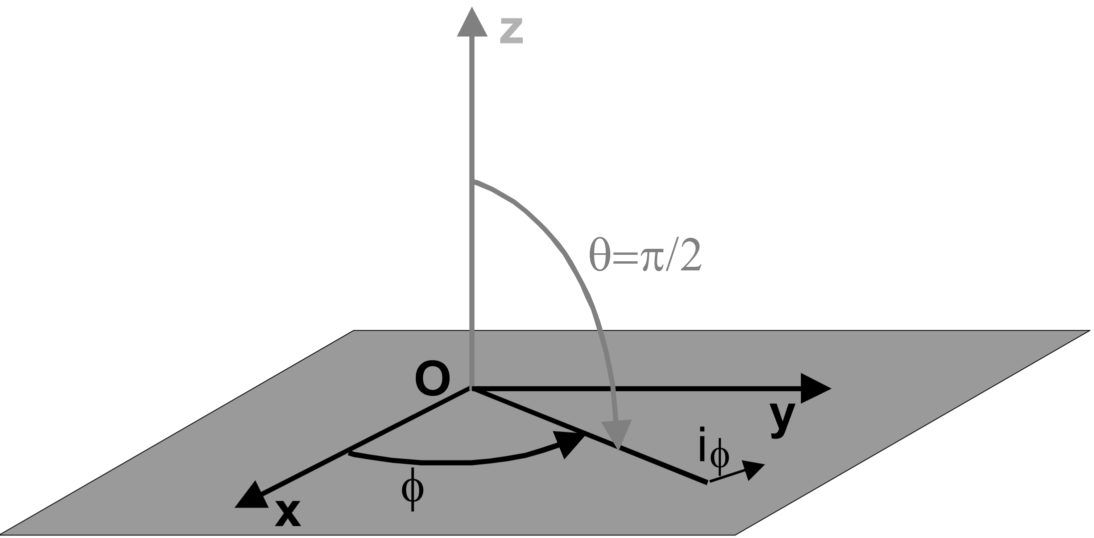
superficie di rivoluzione attorno all'asse z

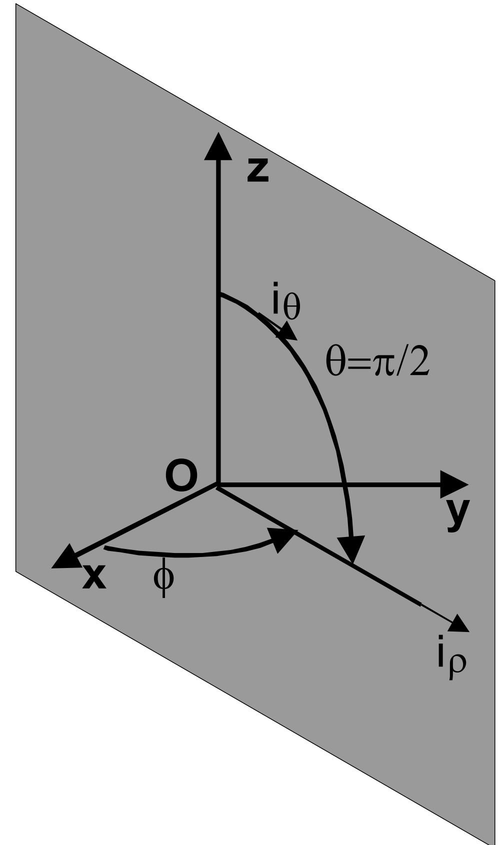


Analisi preliminare: dipolo infinitesimo (4/5)

Piani notevoli

$\vec{E}$ e $\vec{H}$ a polarizzazione rettilinea

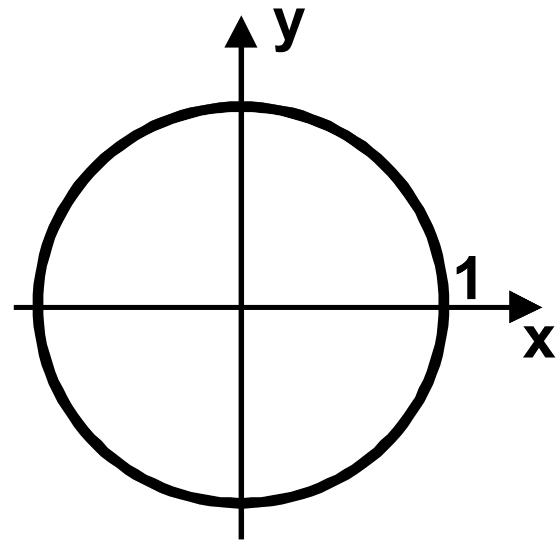




- *Piano H*: piano ⊥ al dipolo passante per il suo centro (piano x,y)
- *Piano E*: *qualunque* piano contenente l'asse del dipolo (piano ρ,z)

Analisi preliminare: dipolo infinitesimo (5/5)

Diagrammi di radiazione

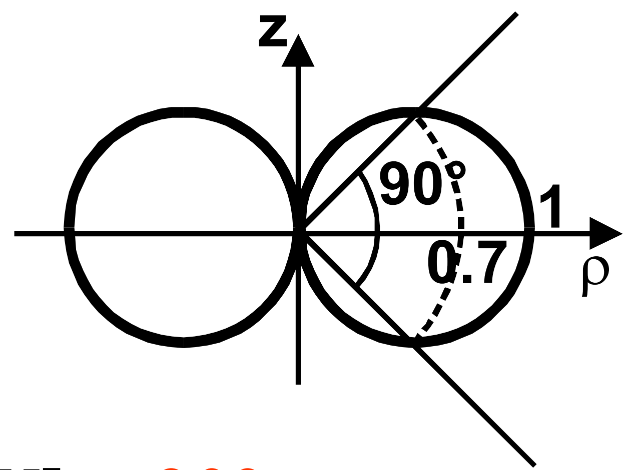


- Piano H: $r = \mathrm{sen}(\theta{=}\pi/) = 1$
  omnidirezionale nel piano H

- Piano E: $r = \mathrm{sen}\theta$

$$\rho^2 = r^2 \cdot \mathrm{sen}^2\,\theta$$

$$r^2 = \mathrm{sen}^2\,\theta = \frac{\rho^2}{r^2} = \frac{\rho^2}{\rho^2 + z^2}$$



- *Half Power Beam Width* [HPBW] = **90°**

Dipolo elettromagnetico

- L'analisi matematica di un dipolo **NON** infinitesimo richiede identico approccio, formalmente più complicato dalla distribuzione di corrente non più costante
- Momento equivalente (nella usuale *approssimazione di campo lontano*):

$$\vec{M}(\theta,\phi) \approx \hat{i}_z \int_{-\lambda}^{\lambda} I(z)\, e^{j\beta z \cos\theta} dz = \boxed{2I_0 \frac{\cos(\beta\lambda\cos\theta) - \cos\beta\lambda}{\beta \operatorname{sen}^2\theta} \hat{i}_z} = M(\theta)\,\hat{i}_z$$

- Campo EM lontano irradiato:

$$\begin{cases} \vec{E}(P) \approx j\eta \dfrac{\exp(-j\beta r)}{2\lambda r} M(\theta) \operatorname{sen}\theta\, \hat{i}_\theta \\ \vec{H}(P) \approx j \dfrac{\exp(-j\beta r)}{2\lambda r} M(\theta) \operatorname{sen}\theta\, \hat{i}_\phi \end{cases}$$

<u>Formalmente</u> analogo al dipolo infinitesimo

- <u>Polarizzazione lineare</u>, identica al dipolo infinitesimo

… calcoli …

$$\vec{M}(\theta,\phi) \approx \hat{i}_z \int_{-\lambda}^{\lambda} I(z)\, e^{j\beta z\cos\theta}\, dz = \left[\underbrace{\int_{-\lambda}^{\lambda} I(z)\cos(\beta z\cos\theta)\, dz}_{I_A} + j \underbrace{\int_{-\lambda}^{\lambda} I(z)\sin(\beta z\cos\theta)\, dz}_{I_B} \right] \cdot$$

Poiché la distribuzione di corrente nel dipolo è una funzione pari di z $\Rightarrow$ la funzione integranda dell'integrale I_B è dispari, e dunque $\mathbf{I_B = 0}$. Rimane quindi da calcolare il valore di I_A

$$I_A = \int_{-\lambda}^{\lambda} I(z)\cos(\beta z\cos\theta)\, dz = 2\cdot\int_{0}^{\lambda} I(z)\cos(\beta z\cos\theta)\, dz$$

funzione integranda pari

$$= 2\, I_0 \cdot \overbrace{\int_{0}^{\lambda} \sin[\beta\cdot(\lambda - z)]\cos(\beta z\cos\theta)\, dz}^{Y}$$

$$Y = \underbrace{\left[\frac{\sin(\beta z\cos\theta)\cdot\sin[\beta\cdot(\lambda - z)]}{\beta\cos\theta} \right]_{0}^{\lambda}}_{0} - \left(-\frac{\beta}{\beta\cos\theta} \right)\cdot \int_{0}^{\lambda} \sin(\beta z\cos\theta)\cdot\cos[\beta\cdot(\lambda - z)]\, dz$$

… calcoli …

$$Y=\frac{1}{\cos\theta}\cdot\int_0^{\lambda}\sin(\beta z\cos\theta)\cdot\cos[\beta\cdot(\lambda-z)]dz$$

Integrando nuovamente per parti:

$$Y=\frac{1}{\cos\theta}\left\{\left[\frac{-\cos(\beta z\cos\theta)\cdot\cos[\beta\cdot(\lambda-z)]}{\beta\cos\theta}\right]_0^{\lambda}-\left(-\frac{\beta}{\beta\cos\theta}\right)\cdot\underbrace{\int_0^{\lambda}\cos(\beta z\cos\theta)\cdot\sin[\beta\cdot(\lambda-z)]dz}_{Y}\right\}$$

Si ottiene quindi:

$$Y=\left[\frac{\cos(\beta\lambda)-\cos(\beta\lambda\cos\theta)}{\beta\cos^2\theta}\right]+\frac{1}{\cos^2\theta}\cdot Y \Rightarrow Y=\frac{\cos(\beta\lambda\cos\theta)-\cos(\beta\lambda}{\beta\sin^2\theta}$$

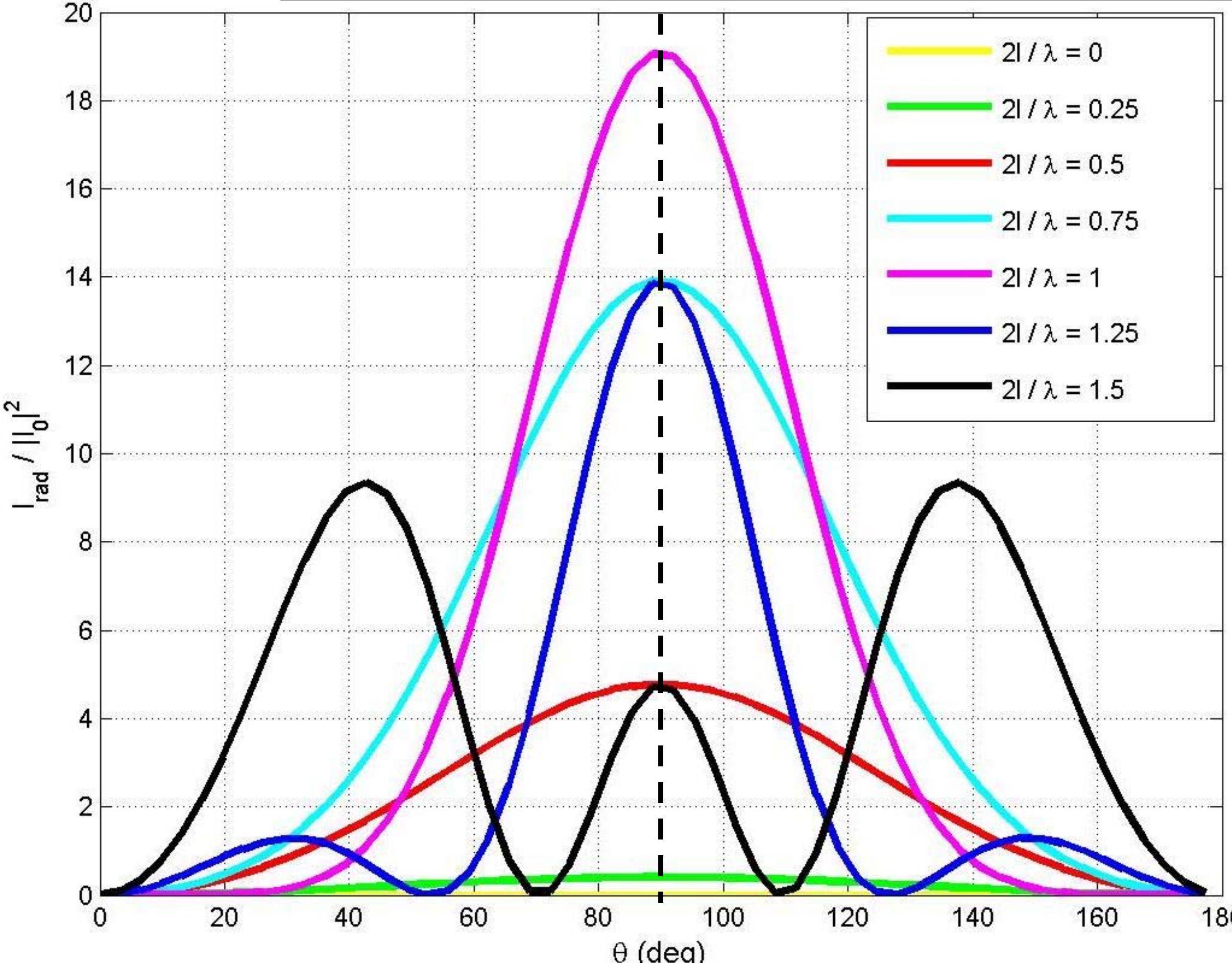
$$\Rightarrow \boxed{\vec{M}(\theta,\phi)=2I_0\cdot\frac{\cos(\beta\lambda\cos\theta)-\cos(\beta\lambda)}{\beta\sin^2\theta}\cdot\hat{i}_z}$$

C.V.D

Dipolo EM: Intensità di radiazione (1/2)

- Intensità di radiazione:

$$I_R(\theta) = \frac{\vec{E} \cdot \vec{E}^*}{2\eta} r^2 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \frac{[\cos(\beta\lambda\cos\theta) - \cos\beta\lambda]^2}{\mathrm{sen}^2\theta}$$



Dipolo EM: Intensità di radiazione (2/2)

Le caratteristiche di radiazione dipendono dalla lunghezza del dipolo rispetto a λ:

- **caso 1: $2\lambda \leq \lambda$**
  Il comportamento è qualitativamente simile a quello di un dipolo infinitesimo. Risulta pertanto $\theta_{MAX}=\pi/2$;
- caso 2: $2\lambda > \lambda$
  Si osserva l'insorgere di lobi secondari (in direzioni $\approx 50^o$ e 130^o), via via crescenti all'aumentare della lunghezza. Possiamo quindi distinguere 2 ulteriori sotto-casi:
  - caso 2a: la direzione di massima intensità di radiazione rimane $\theta_{MAX}=\pi/2$;
  - caso 2b: $\theta = \pi/2$ non è più direzione di massima intensità di radiazione

Nei casi 1 e 2a i piani E ed H sono ovviamente gli stessi del dipolo infinitesimo

Dipolo EM: Funzione di radiazione

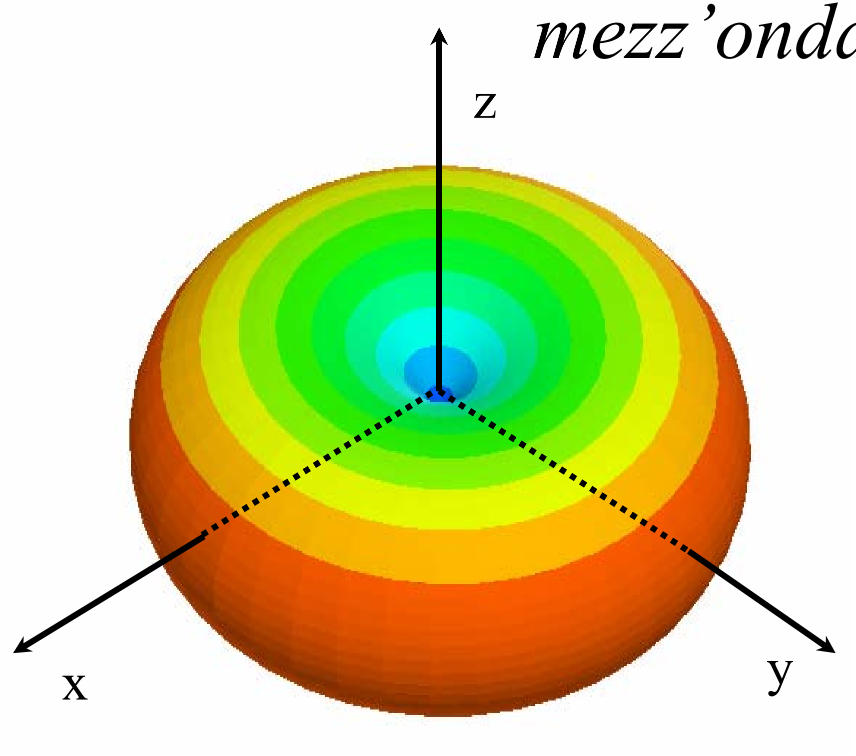
- Nei casi 1 e 2a ($\theta_{MAX}=\pi/2$) è possibile calcolare l'espressione della funzione di radiazione in forma chiusa:

$$I_R^{MAX} = I_R(\pi/2) = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2}(1-\cos\beta\lambda)^2$$

$$\boxed{f(\theta) = \sqrt{\frac{I_R(\theta)}{I_R^{MAX}}} = \sqrt{\frac{I_R(\theta)}{I_R(\pi/2)}} = \left|\frac{\cos(\beta\lambda\cos\theta)-\cos\beta\lambda}{(1-\cos\beta\lambda)\sin\theta}\right|}$$

Superficie di radiazione: Caso 1

★ <u>Caso 1</u>: $2\lambda \leq \lambda$ ($2\lambda = \lambda/2$ ⟺ *dipolo a mezz'onda*):

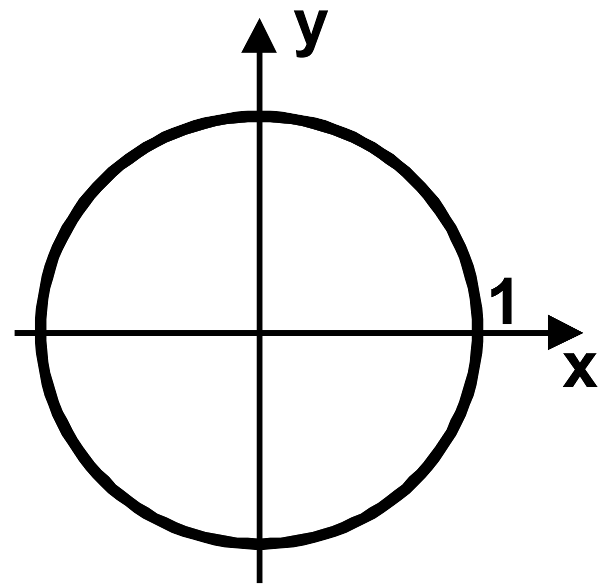


$$f(\theta) = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta} \right|$$

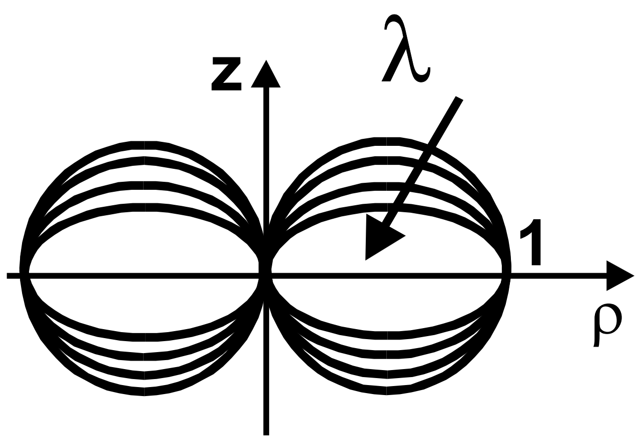
superficie di rivoluzione attorno all'asse z indipendente da ϕ (del tutto ≈ al dipolo elementare)

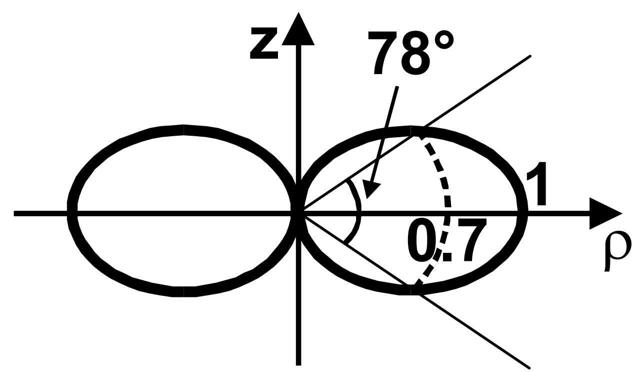
Caso 1: Diagrammi di radiazione

- Piano H: $r = f(\pi/2) = 1$
  omnidirezionale nel piano H
  Utilizzata ad esempio per collegamenti *punto-multipunto*



- Piano E:

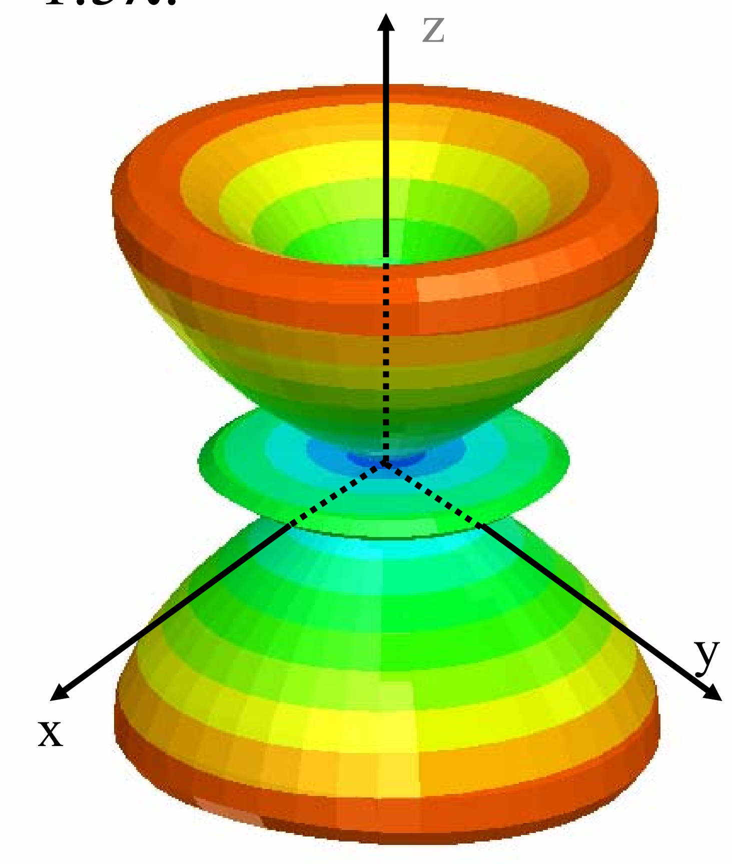


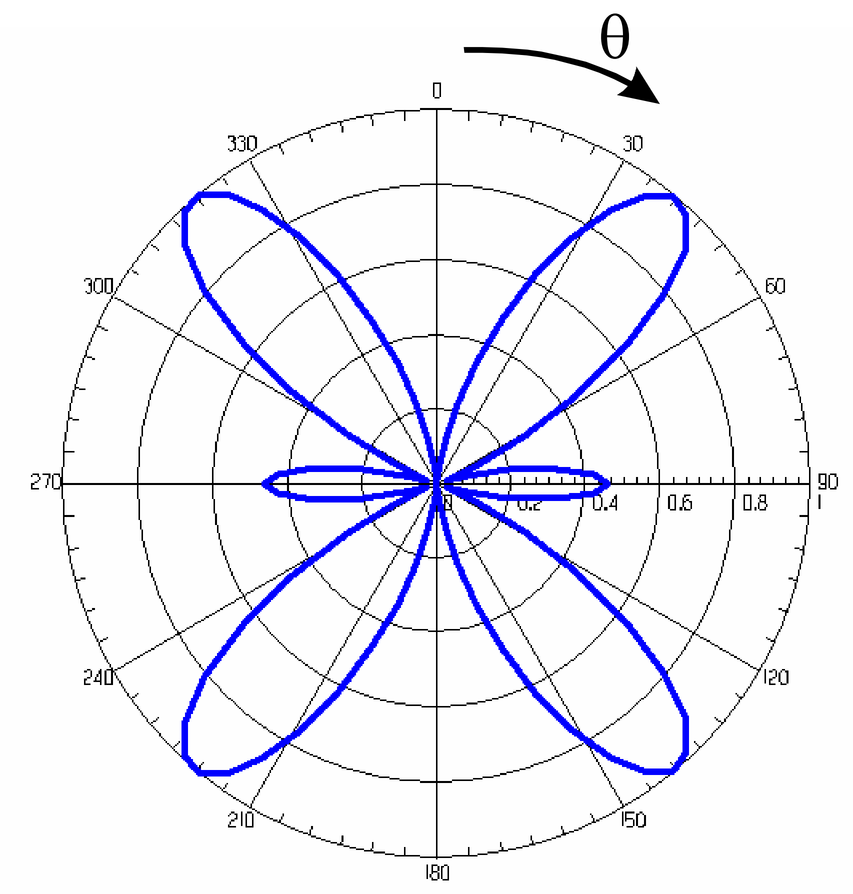


Se $2\lambda = \lambda/2 \Rightarrow$ HPBW $\approx$ **78°**

Superficie di radiazione: Caso 2

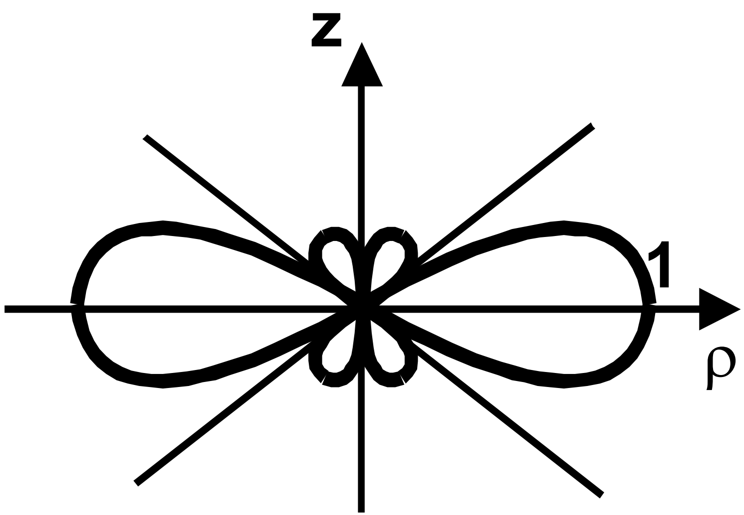
- Caso 2: per $2\lambda > \lambda$ compaiono nuove direzioni di irraggiamento
- Esempio: superficie e diagramma di radiazione per $2\lambda \cong 1.5\lambda$:



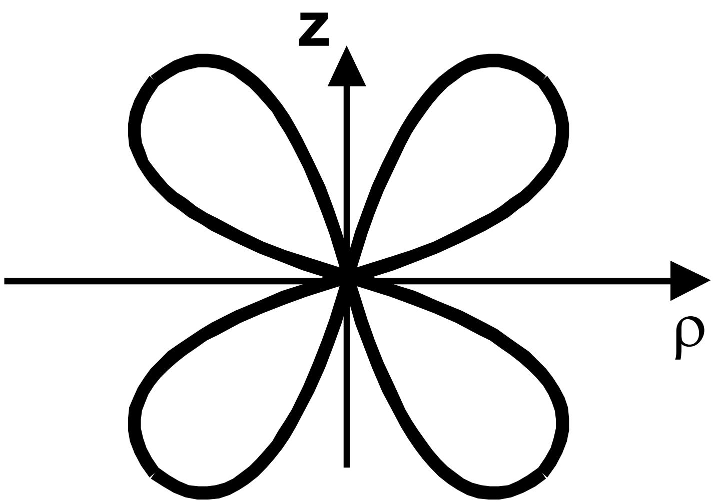


Caso 2: Diagrammi di radiazione

- Si conserva omnidirezionalità nel <u>piano xy</u> ;
- Nel <u>piano E</u> (∀ piano contenente il dipolo) si osserva per $2\lambda > \lambda$ la comparsa di lobi secondari:



$2\lambda = 1.1\,\lambda$



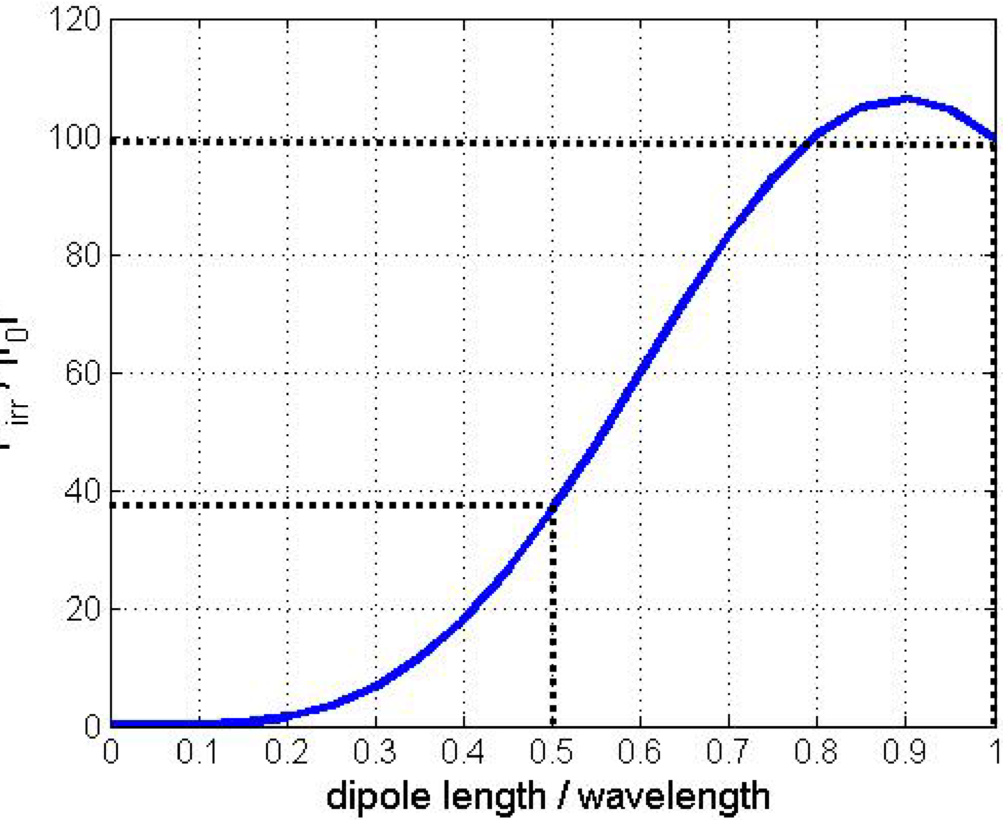
$2\lambda = 2\lambda$

Dipolo EM: **Potenza irradiata**

- Per definizione:

$$P_{irr} = \int_{4\pi} I_R \, d\Omega = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} I_R(\theta) \operatorname{sen}\theta \, d\theta = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{[\cos(\beta\lambda\cos\theta) - \cos\beta\lambda]^2}{\operatorname{sen}\theta} d$$

non si risolve in forma chiusa, ma solo per via numerica …



dipolo infinitesimo:
$P_{irr} / |I_0|^2 \approx 0$
dipolo a $\lambda/2$:
$P_{irr} / |I_0|^2 \approx 36.5$
dipolo a onda intera:
$P_{irr} / |I_0|^2 \approx 99.54$

Dipolo EM: Funzione direttività e Direttività (1/2)

- L'espressione in forma chiusa della funzione $d(\theta,\phi)$ non può essere ricavata dalla definizione:

$$d(\theta,\phi) = 4\pi \frac{I_R(\theta,\phi)}{P_{irr}}$$

$P_{irr} \rightarrow$ non esprimibile in forma chiusa

- Occorre procedere singolarmente nei casi di interesse:
<u>Esempio1</u>: **dipolo a mezz'onda**

$$d(\theta,\phi) = \frac{4\pi}{36.5|I_0|^2}\eta\frac{|I_0|^2}{8\pi^2}\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}^2\theta} = \boxed{1.64\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}^2\theta}}$$

$$\boxed{D = d(\theta=\pi/2) = 1.64 \quad (2.15\ \text{dB})}$$

Dipolo EM: Funzione direttività e Direttività (2/2)

Esempio2: **dipolo a onda intera**

$$d(\theta,\phi)=\frac{4\pi}{99.54|I_0|^2}\eta\frac{|I_0|^2}{8\pi^2}\frac{(\cos(\pi\cos\theta)+1)^2}{\mathrm{sen}^2\theta}=\boxed{0.6\frac{(\cos(\pi\cos\theta)+1)^2}{\mathrm{sen}^2\theta}}$$

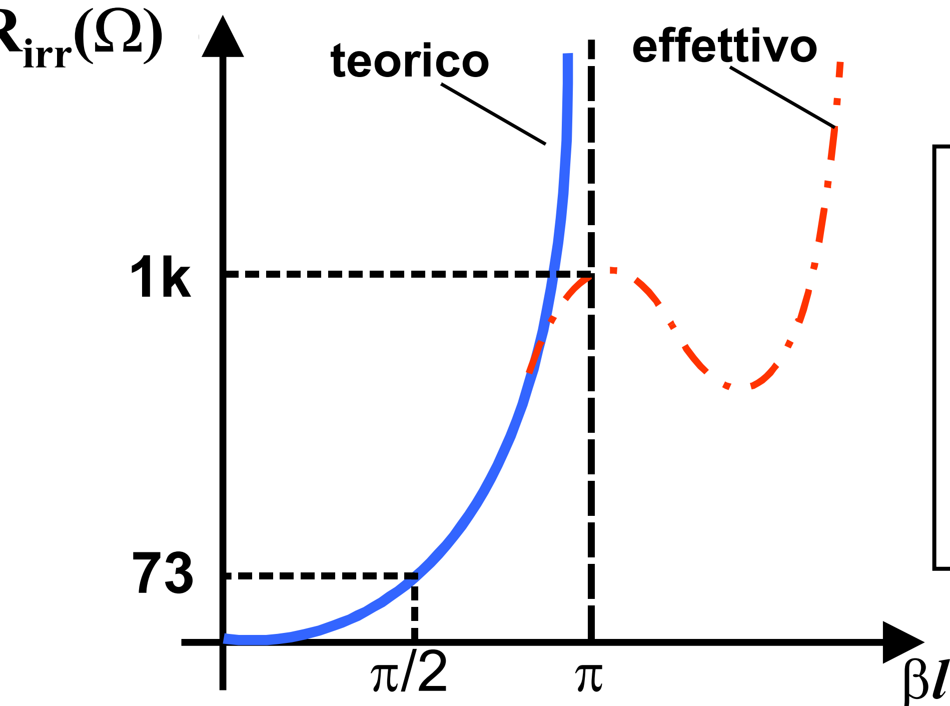
$$\boxed{D=d(\theta=\pi/2)=2.41\quad(3.82\ \mathrm{dB})}$$

Dipolo EM: Resistenza di Radiazione

Potenza attiva irradiata (sorgente estesa):

$$P_{irr} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{[\cos(\beta\lambda\cos\theta) - \cos\beta\lambda]^2}{\mathrm{sen}\,\theta} d\theta$$

Resistenza di radiazione: $R_{irr} = \dfrac{2P_{irr}}{|I_0|^2 \mathrm{sen}^2 \beta l}$

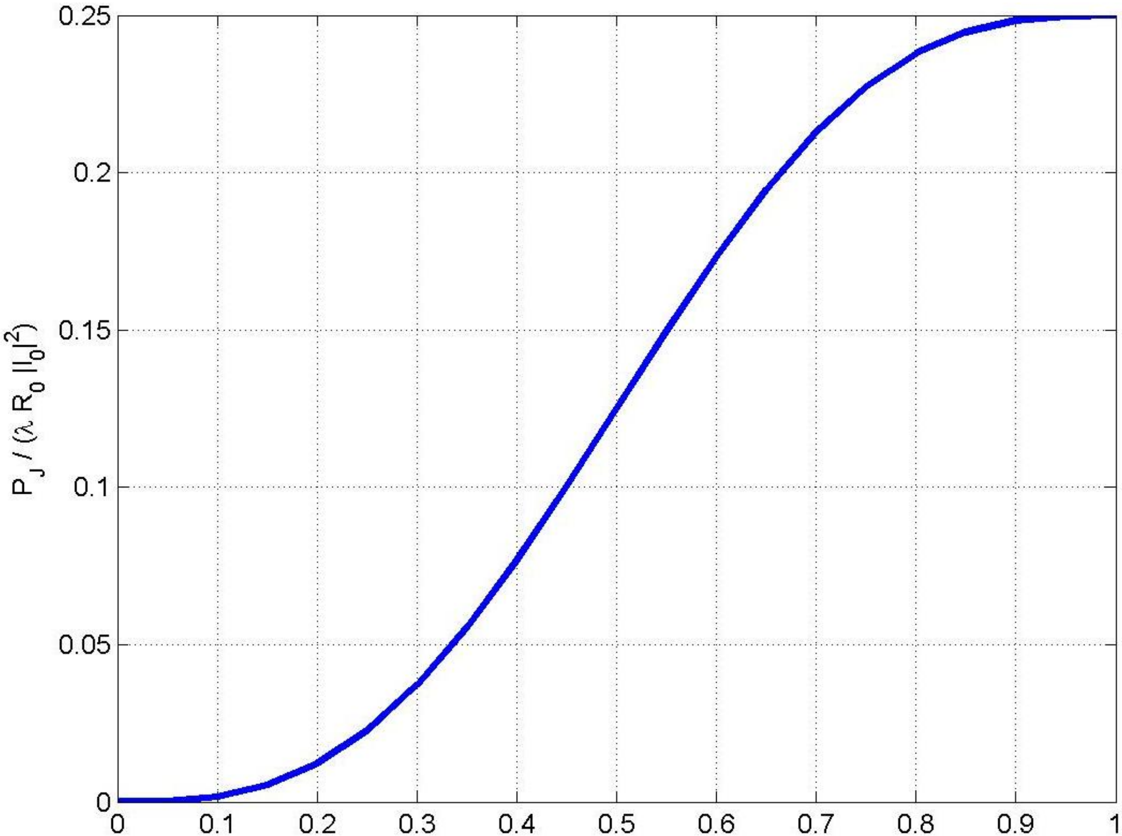


- dipolo *elementare*: $R_{irr} \approx 0\ \Omega$
- dipolo *a mezz'onda*: $R_{irr} \approx$ **73 Ω**
- dipolo *ad onda intera*: $R_{irr} \approx \infty$

(valore reale: $R_{irr} \approx 1\ k\Omega$)

Dipolo EM: Resistenza di Perdita (1/2)

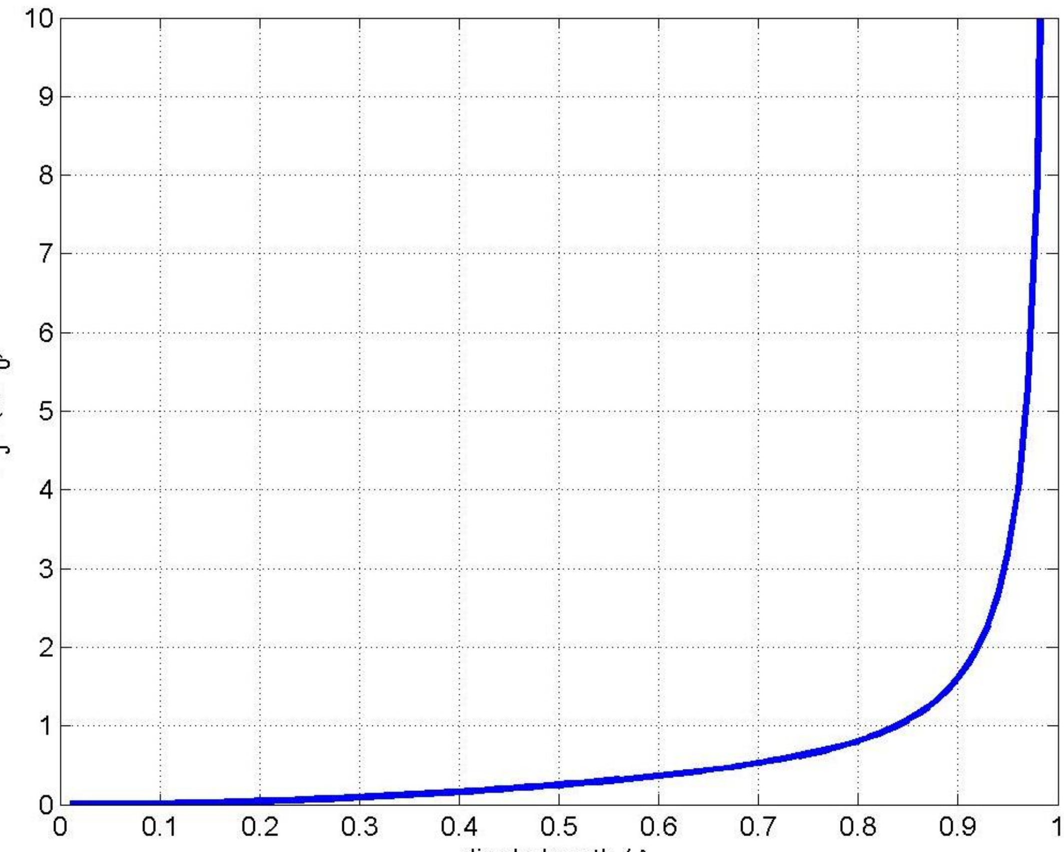
- R_0 : resistenza per unità di lunghezza (Ω/m)
- $$P_J = \frac{1}{2} R_0 \int_{-\lambda}^{\lambda} |I(z)|^2 dz = \frac{1}{2} R_0 \lambda |I_0|^2 \left(1 - \frac{\text{sen}\, 2\beta\lambda}{2\beta\lambda}\right)$$ potenza dissipata in antenna



Dipolo EM: **Resistenza di Perdita** (2/2)

- R_J : resistenza di perdita

$$R_J = \frac{2P_J}{|I_0|^2 \operatorname{sen}^2\beta\lambda} = \frac{R_0\lambda}{\operatorname{sen}^2\beta\lambda}\left(1 - \frac{\operatorname{sen}2\beta\lambda}{2\beta\lambda}\right)$$



$\beta\lambda = \pi$: $\quad R_j = \infty$

(valore reale ~ decine di Ω

$$\beta\lambda = \pi/2 \;:\; R_j = R_0\frac{\lambda}{4}$$

$$\beta\lambda \to 0 \quad R_j \approx \frac{2}{3}R_0\lambda$$

Dipolo EM: Rendimento

Per definizione: $\delta = \dfrac{R_{irr}}{R_{irr} + R_j}$

Antenna di esclusiva utilità didattica, del tutto inutile in pratica

- **_Dipolo elementare_**:
  - $R_J = R_0 \lambda\, 2/3 \rightarrow 0$ come λ
  - $R_{irr} \approx 80\,\pi^2 \left(\dfrac{2\lambda}{\lambda}\right)^2 \rightarrow 0$ come λ^2

$$\delta = \frac{R_{irr}}{R_{irr} + R_j} \rightarrow 0$$

- **_Dipolo EM_**:

$$\delta = \frac{\dfrac{2P_{irr}}{|I_0|^2}}{\dfrac{2P_{irr}}{|I_0|^2} + R_0 \lambda \left(1 - \dfrac{\sin(2\beta\lambda)}{2\beta\lambda}\right)}$$

dipolo a mezz'onda

$$\delta = \frac{73}{73 + R_0 \dfrac{\lambda}{4}} \approx 1$$

dipolo a onda intera

$$\delta = \frac{199.16}{199.16 + R_0 \dfrac{\lambda}{2}} \approx$$

Dipolo EM: Area efficace

- Nei casi in cui $\delta \approx 1 \quad \Rightarrow \; a_e(\theta) = \delta \cdot d(\theta)\dfrac{\lambda^2}{4\pi} \approx d(\theta)\dfrac{\lambda^2}{4\pi}$

Esempio: dipolo a mezz'onda:

$$a_e(\theta) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot 1.64 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}^2\theta}$$

- Poiché D è (quasi) indipendente da $\lambda \quad \Rightarrow \quad A_e$ varia con f ~ come $1/f^{\,2} \quad \Rightarrow$ si tratta di antenne utilizzate (in ricezione) a frequenze relativamente basse

Riepilogo risultati – Modello Matematico

Modello teorico (matematico):

1. distribuzione di corrente sinusoidale;
2. considera solo la lunghezza del dipolo ma non il suo spessore;

2λ	**HPBW(^{o})**	**D**	**R_{irr} (Ω)**	**δ**
$1.00\ \lambda$	47	2.41 (3.82 dB)	∞	~ 1
$0.50\ \lambda$	78	1.64 (2.15 dB)	≈ 73	~ 1
$\rightarrow 0$	90	1.50 (1.76 dB)	$790\left(\frac{2\lambda}{\lambda}\right) \rightarrow 0$	~ 0

Dipolo EM: Impedenza d'Antenna (1/2)

- In generale $\mathbf{Z_A=(R_{irr}+R_J)+jX_A}$ $\Rightarrow$ il valore completo ed affidabile di Z_A non può essere ottenuto con il modello matematico ma solo tramite opportuna <u>simulazione EM</u>, che consideri anche l'effettivo spessore del dipolo;
- <u>Esempio</u>: considerando una sezione circolare di raggio a = 0.001 λ si ottengono i seguenti risultati:

$2\lambda = 0.1\ \lambda \Rightarrow Z_A = 2.26\text{-}j1195$

$2\lambda = 0.5\ \lambda \Rightarrow Z_A = 86.8\text{+}j49.8$

$2\lambda = \lambda \Rightarrow Z_A = 959\text{-}j1120$

(valori ottenuti con 4Nec alla frequenza f_0 = 1 GHz)

FF9

- In molti casi ai morsetti del dipolo è collegato un cavo coassiale a basse perdite (valore tipico di impedenza caratteristica $Z_C = R_C \approx 75\ \Omega$)

FF11

F9 dati della simulazione:

1) frequenza = 1 GHz (lambda = 30 cm)

2) raggio = 0.01 lambda = 0.3 mm

3) gap di 4 mm - 1 segmento

4) L = lambda --> 40 segmenti per ogni ramo

5) L = 0.5 lambda --> 20 segmenti per ramo

6) L = 0.474 lambda --> 20 segmenti per ramo

7) L = 0.1 lambda --> 4 segmenti per ramo

Franco Fuschini, 29/01/2008

F11 75 ohm e' il classico caso del cavo coassiale da Televisore, in effetti piuttosto frequente.
Esistono tuttavia anche altre possibilita'. Ad esempio 50 ohm, rispetto ai quali comunque un dipolo da 75 ohm circa conserva un buon adattamento (rho_D = 0.96)

Franco Fuschini, 31/01/2008

Dipolo EM: Impedenza d'Antenna (2/2)

- Condizione di adattamento (uniformità e potenza):
  1. Dipolo elementare/ad onda intera: pessimo adattamento
  2. Il dipolo a mezz'onda offre invece una situazione più favorevole, benché non ottimale ($Z_A \approx 86.8 + j\ 49.8$). Un netto miglioramento può essere ottenuto accorciando leggermente il dipolo, in modo da ottenere la *condizione di risonanza*:

$$Z_A = 86.8 + j49.8 \xrightarrow[2\lambda=0.474\lambda]{} Z_A = 73.3 - j0.32 \approx 73 = R_C$$

- L'effettiva lunghezza di risonanza dipende dal valore del raggio a ed in generale è sempre compresa nell'intervallo **[0.47λ÷ 0.48λ]** (tende a 0.5 λ per a → 0);

- Un dipolo risonante ha sempre $Z_A \approx 75\ \Omega$ e pertanto può essere alimentato in maniera ottimale tramite una linea di trasmissione a senza perdite (in pratica, a basse perdite) senza l'impiego di adattatori di impedenza. Per questa ragione, la maggior parte delle applicazioni tradizionali utilizzano dipoli risonanti

Risultati numerici (riepilogo)

La simulazione elettromagnetica permette ovviamente di caratterizzare il dipolo in maniera completa. Ad esempio:

$2\,\lambda$	D	$Z_A(\Omega)$
1.00 λ	2.46 (3.91 dB)	959-j 1120
0.50 λ	1.65 (2.18 dB)	86.8+j 49.8
$\approx$ 0.474 λ	1.63 (2.13 dB)	**73**
0.1 λ	1.46 (1.64 dB)	2.26-j 1195

Valori ottenuti tramite simulazione EM con a = 0.001 λ

valori ottenuti con 4Nec alla frequenza f_0 = 1 GHz

Confrontando i valori ottenuti con quelli ottenuti per via analitica, si può affermare che il modello matematico risulta abbastanza affidabile e le grandezze ottenibili attraverso di esso sono senz'altro utilizzabili per una caratterizzazione di massima dell'antenna.

Il parametro più critico risulta essere la resistenza di radiazione.

Esempio

- Radiodiffusione AM: f = 1 MHz ⇒ $\lambda = 300$ m
  - $R_0 = R_S/2\pi a$; a = raggio antenna ; $R_S \approx 1.4\mathrm{m}\Omega$

Dipolo a mezz'onda: $2\ell = \lambda/2 = 150$ m

- $R_J = R_0\, \ell \approx 0.1\Omega$ (se a ≈ 15cm)
- $\delta \approx \dfrac{73}{73+0.1} \approx 99.86\%$

Antenna d'auto: $2\ell = 1$ m << λ : dipolo infinitesimo

- $R_J = R_0 \ell\, 2/3 = 74.3\ \mathrm{m}\Omega$ (se a ≈ 2mm)
- $R_T = \dfrac{2}{3}\pi\eta\left(\dfrac{2\ell}{\lambda}\right)^2 = 8.77\ \mathrm{m}\Omega$
- $\delta \approx 0.1$ (10%)

Dipolo EM: Banda operativa (1/2)

Esempio: dipolo di lunghezza 2λ ed a = 0.001λ chiuso (ad esempio) su di una linea di trasmissione di impedenza caratteristica $Z_C = 75\ \Omega$.

- sia f_a la frequenza di risonanza (alla quale cioè $2\lambda = 0.474\lambda_a$):

$$Z_A(f_a) \approx 73 \quad \Rightarrow \quad s(f_a) \equiv 20 \cdot \log_{10} \frac{|73-75|}{|73+75|} = -37.4\ \text{dB} \ \Rightarrow\ f_a \in B$$

- sia f_b la frequenza alla quale $2\lambda = 0.5\lambda_b$:

$$Z_A(f_b) = 86.8 + j49.8 \quad \Rightarrow \quad s(f_b) = 20 \cdot \log_{10} \frac{\sqrt{11.6^2 + 48.8^2}}{\sqrt{161.6^2 + 48.8^2}} \approx -10.4\,\text{dB}$$

f_b si colloca già al margine della banda operativa

$$\frac{f_b}{f_a} = \frac{\lambda_a}{\lambda_b} = \frac{0.5}{0.474} \approx 1.05$$

In termini relativi f_b differisce dalla frequenz
di risonanza f_a per ≈ 5%

Generalizzando l'esempio, si può concludere che il dipolo è una antenna a "banda stretta". Di norma, risulta $\mathbf{B_r} \leq$ **10%**

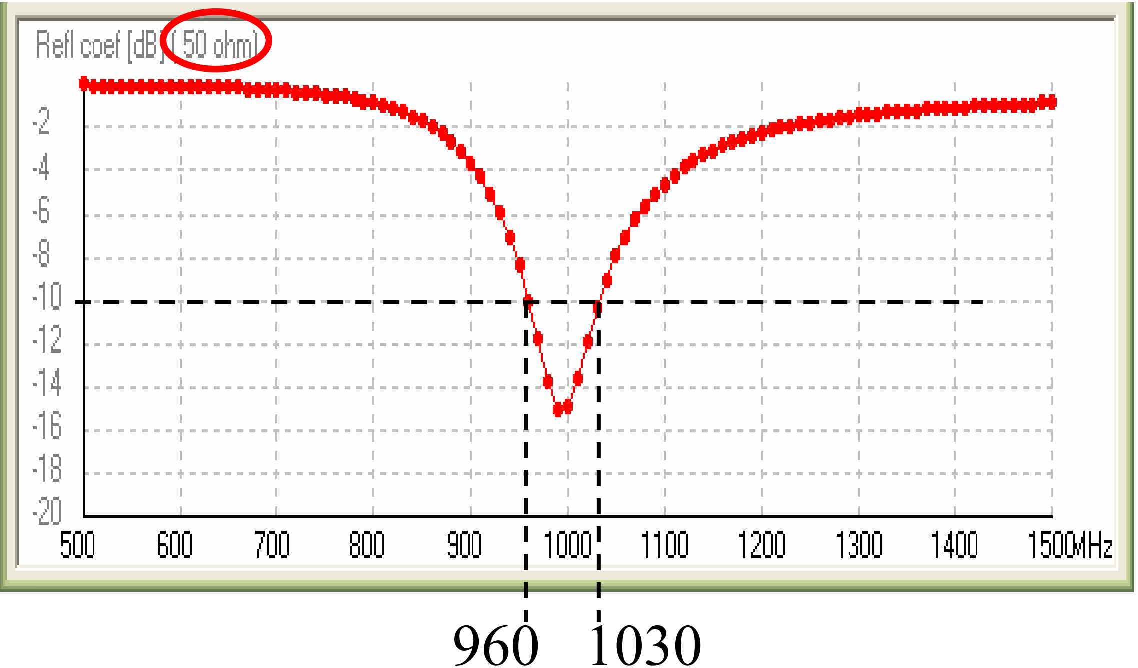
Dipolo EM: Banda operativa (2/2)

Come noto, una valutazione della banda operativa può essere ricavata a partire dall'andamento in frequenza del quadrato del modulo della riflettenza ρ_A

Esempio:

frequenza $f_0 = 1$ GHz $\Rightarrow \lambda_0 = 0.3$ m;

dipolo di lunghezza $2\lambda = 0.474\ \lambda_0 = 0.1422$ m



Banda operativa ≈ 70 MHz

Banda operativa ≈ 7% f_0

risultati ottenuti con 4Nec

NOTA: $Z_C = 50\ \Omega$

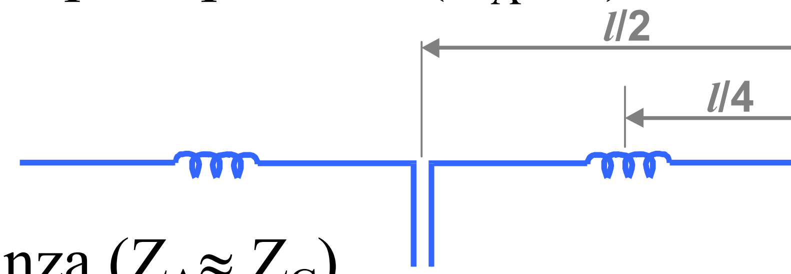
FF12

F12 Zc = 50 ohm e' il valore di impedenza chiuso ai morsetti del dipolo considerato da CST. Questa e' la ragione per cui il refl coeff alla freq di risonanza (1 GHz) vale circa -15 dB e non -37.4 come calcolato nel lucido precedente, in cui si era ipotizzata una impedenza ai morsetti di 75 ohm

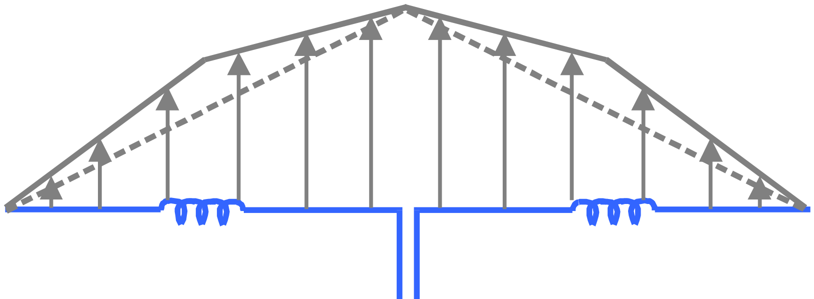
Franco Fuschini, 07/02/2008

Dipoli "caricati" (1/3)

- Basse frequenze ➡ $\lambda/2$ molto grande $\Rightarrow$ dipolo in mezz'onda non sempre è praticamente realizzabile
- Riduzione della lunghezza del dipolo:
  - drastico calo della resistenza di radiazione
  - comparsa di reattanza d'antenna di tipo capacitivo ($X_A < 0$)



- <u>Introduzione di induttanze</u>:
  - Si ristabilisce condizione di risonanza ($Z_A \approx Z_C$)
  - distribuzione più uniforme di corrente

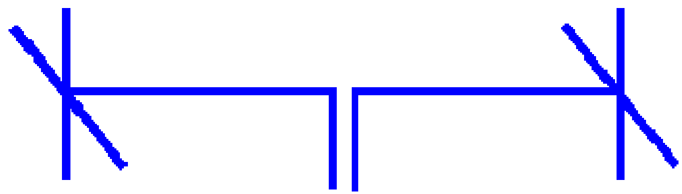


➡ $\boxed{R_{irr} \uparrow}$

Dipoli “caricati” (2/3)

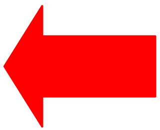
★ <u>Introduzione di carichi capacitivi</u>:

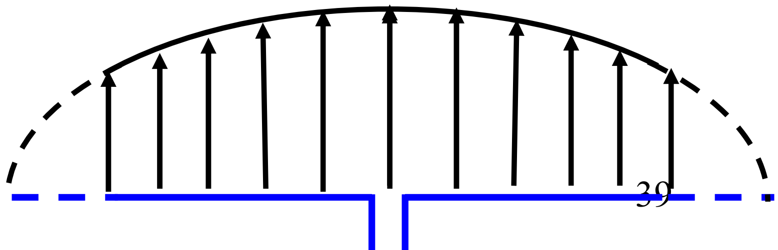
Gli stessi effetti possono essere ottenuti introducendo delle capacita alle estremità del dipolo (ad es. 4 o più conduttori ⊥ al dipolo, oppure semplici dischetti metallici)



Con l’aggiunta di carichi capacitivi la corrente I(z) non si annulla più alle estremità, il che corrisponde ad un “allungamento virtuale” del dipolo, e dunque ad una maggiore uniformità nella distribuzione di corrente

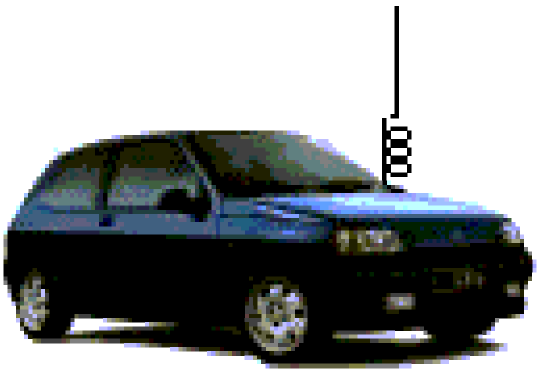
$R_{irr} \uparrow$





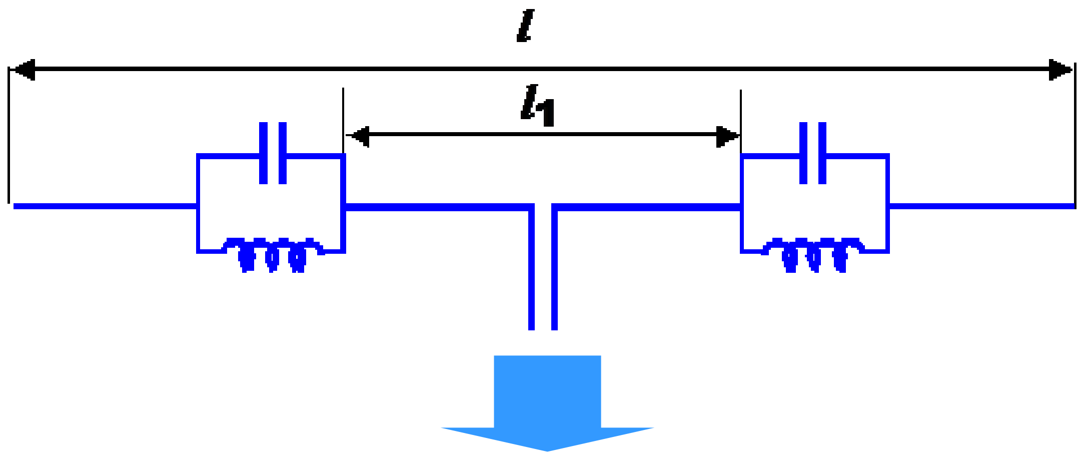
Dipoli “caricati” (3/3)

- Esempi: radiodiffusione, impianti radio-amatoriali, ecc.



Dipoli multibanda

- A partire da (lunghi) dipoli si possono ottenere ***dipoli multi-banda***

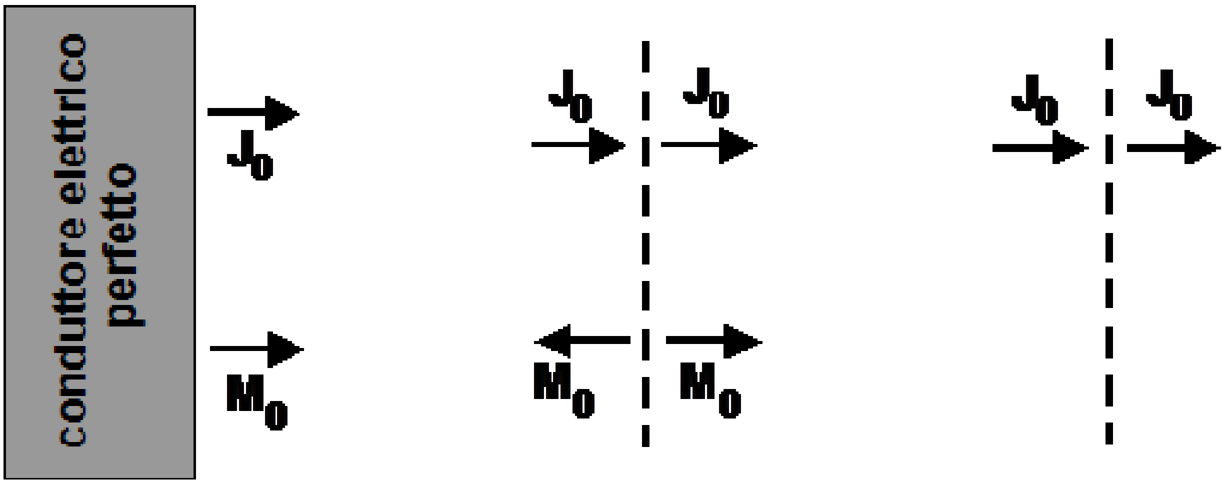


– circuito LC dimensionato in modo che risuoni alla frequenza f_1 t.c.: $L_1 = \lambda_1/2$ (la restante parte di dipolo è isolata)

– in corrispondenza di alcune frequenze più basse il circuito LC si comporta da carico induttivo, facendo risuonare il dipolo di lunghezza L

Monopolo

- Antenna a filo lineare, pari alla metà di un dipolo: il funzionamento si basa sul teorema delle immagini

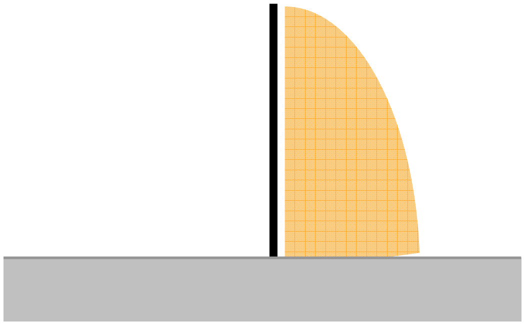


- Un conduttore di lunghezza λ ⊥ al terreno corrisponde quindi ad un dipolo di lunghezza 2λ (Hp: <u>terreno conduttore elettrico perfetto</u>)
- Esempio: f = 1MHz ⇒ λ = 300m.

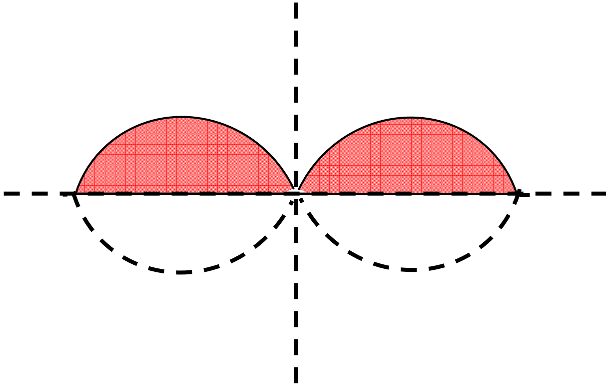
  dipolo a mezz'onda ~ 150 m ; monopolo ~ 75 m
- Monopolo più sfruttato: λ = λ/4 (ovviamente)

Monopolo

A parità di corrente è facile verificare che:



- $I_r^M(\theta,\phi)=\begin{cases} I_r^{Dip}(\theta,\phi) & \text{fuori dal conduttore} \\ 0 & \text{all'interno del conduttore} \end{cases}$
- $P_{irr}{}^M = 1/2\ P_{irr}{}^{Dip}$
- $D^M = 2\cdot D^{dip}$
- $R_{irr}{}^M = 1/2\ R_{irr}{}^{Dip}$



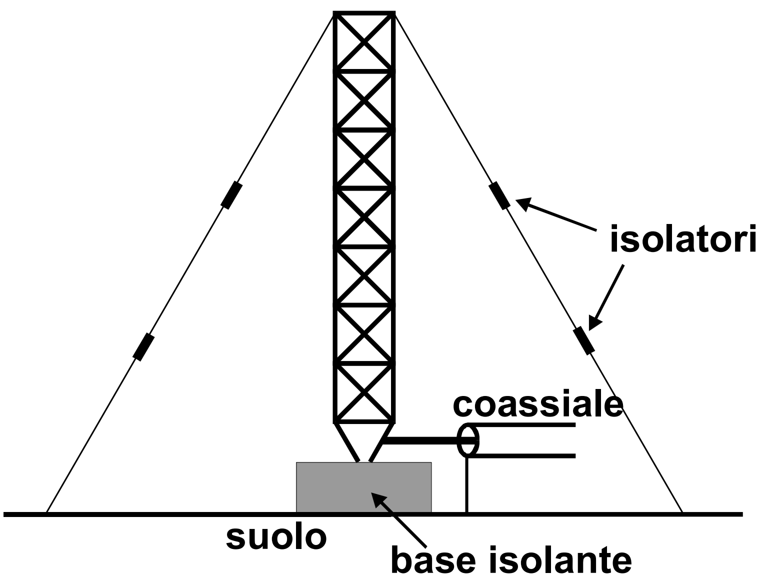
Esempio: monopolo a quarto d'onda (≡ dipolo a mezz'onda)

$$D \approx G = 2\cdot 1{,}64 = 3{,}28\ \ (= 5{,}15\ \text{dB})$$

$$R_{irr} \approx 73/2 = 36.5\ \Omega$$

Monopolo- Antenna Marconi

- Il suolo in realtà non è un buon conduttore, il che incide negativamente sull'efficienza del monopolo
- Piano di massa = stella di circa 120 fili di lunghezza ~ $\lambda/2$ sepolti ad una profondità di ~ 30-40 cm sotto terra (sistema di terra) $\Rightarrow \delta \approx 95\%$ (*antenna marconiana*)



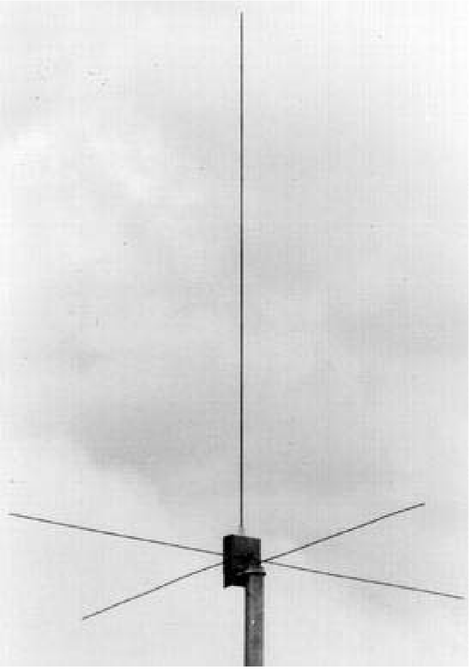
<u>Esempio</u>

Antenne usate per radiodiffusione AM (0,5÷1,5 MHz)

Esempio: Centro Trasmittente a Onde Medie di Budrio (BO)

Monopolo- Antenne *Ground Plane*

- In alcune realizzazioni del monopolo, il piano di massa è semplicemente "simulato" per mezzo di conduttori disposti alla base del monopolo in direzione radiale ($R_{irr} \sim 36\ \Omega$)



- Per aumentare il valore di R_{irr} i conduttori del piano di massa vengono inclinati a formare un angolo di ~ 120° con il monopolo.
In tal modo si può ottenere $R_{irr} \sim 50\ \Omega$

Osservazione: antenne “*dipole - like*”

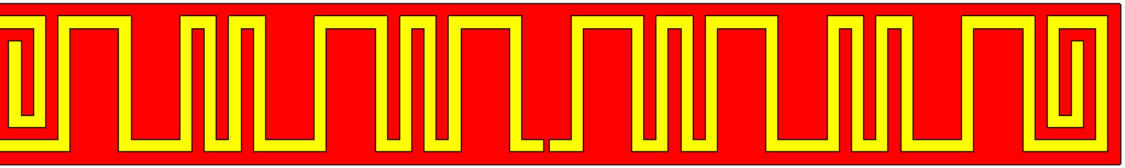
Il dipolo filiforme rettilineo:

- largamente utilizzato in molte applicazioni
- si presta ad essere studiato per mezzo di modelli analitici relativamente semplici e sufficientemente affidabili (come si è visto)

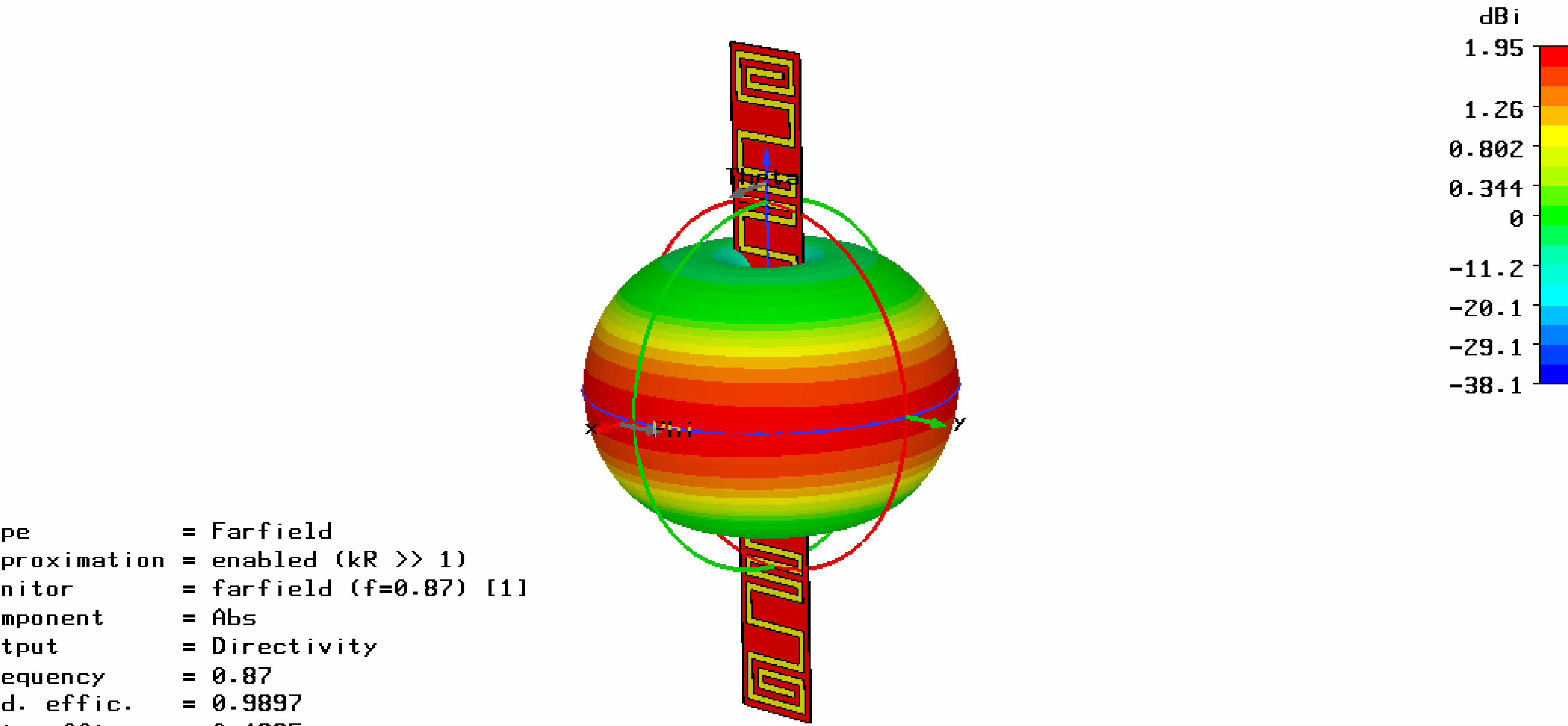
Esistono tuttavia molte altre tipologie di antenne <u>non filiformi</u> e/o <u>non rettilinee</u> caratterizzate da un comportamento del tutto analogo a quello del dipolo:

- utilizzate in applicazioni particolari (in cui ad esempio le dimensioni delle antenne devono essere particolarmente contenute – es. RFID)
- non sono suscettibili di una semplice descrizione analitica e debbono quindi necessariamente essere caratterizzate tramite opportuna simulazione elettromagnetica;

Esempio 1 : “meandro” (1/3)

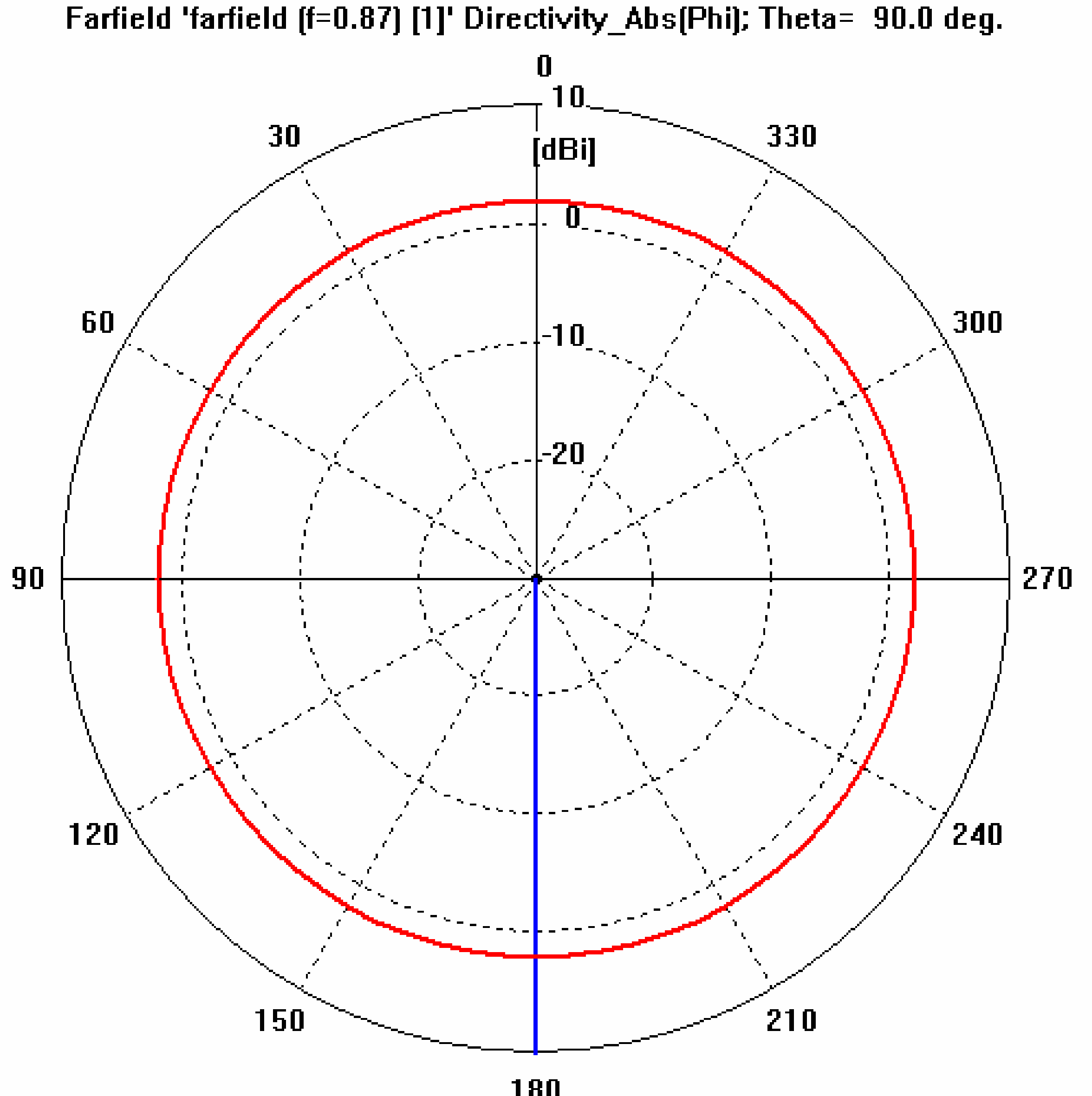


Applicazione: sistemi RFID passivi in banda UHF (870 MHz)



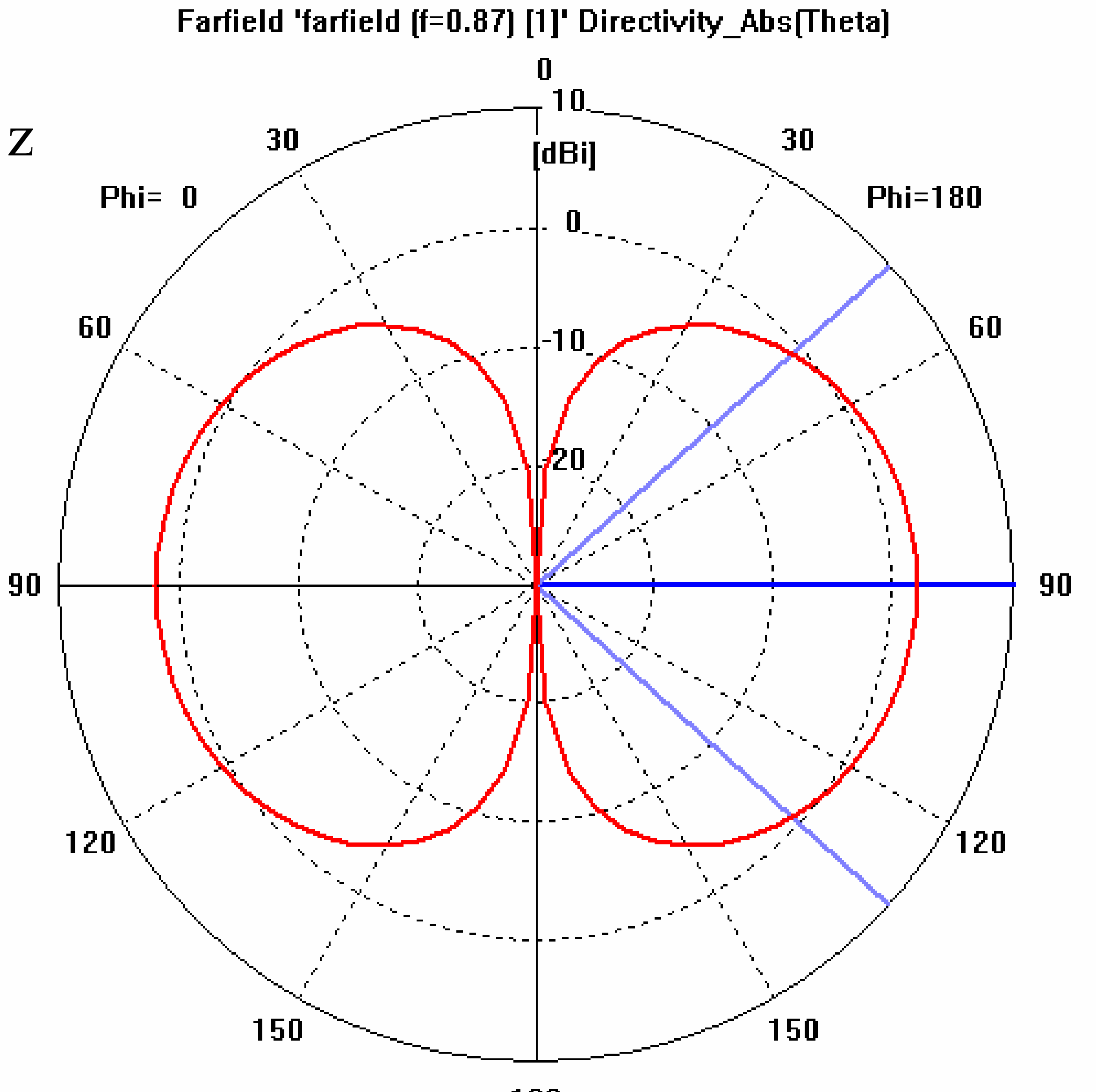
Esempio 1 : “meandro” (2/3)

diagramma di radiazione
piano xy



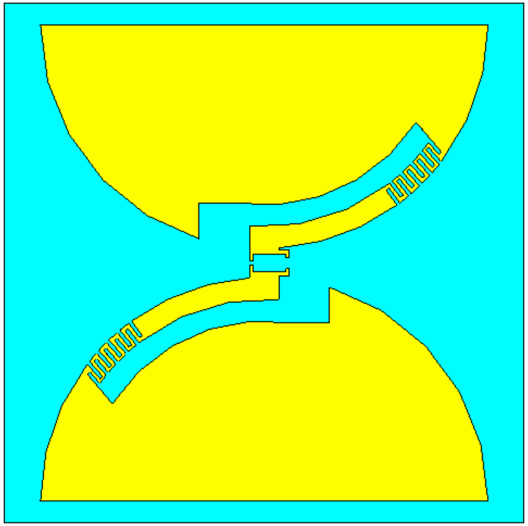
Esempio 1 : “meandro” (3/3)

diagramma di radiazione
piano passante per l’asse z

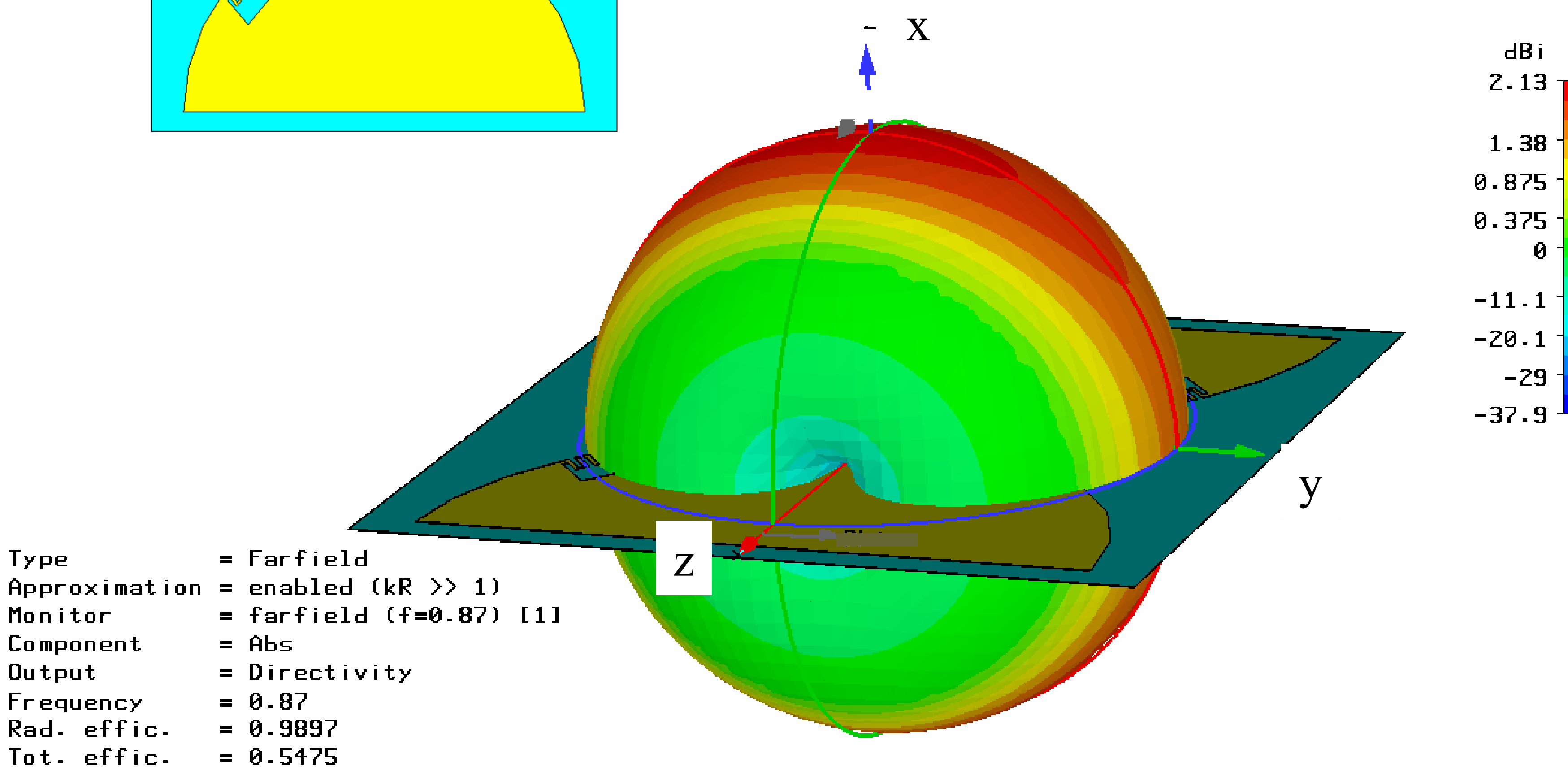


Frequency = 0.87
Main lobe magnitude = 1.9 dBi
Main lobe direction = 90.0 deg.
Angular width (3 dB) = 84.5 deg.

Esempio 2 : antenna “*square*” (1/3)

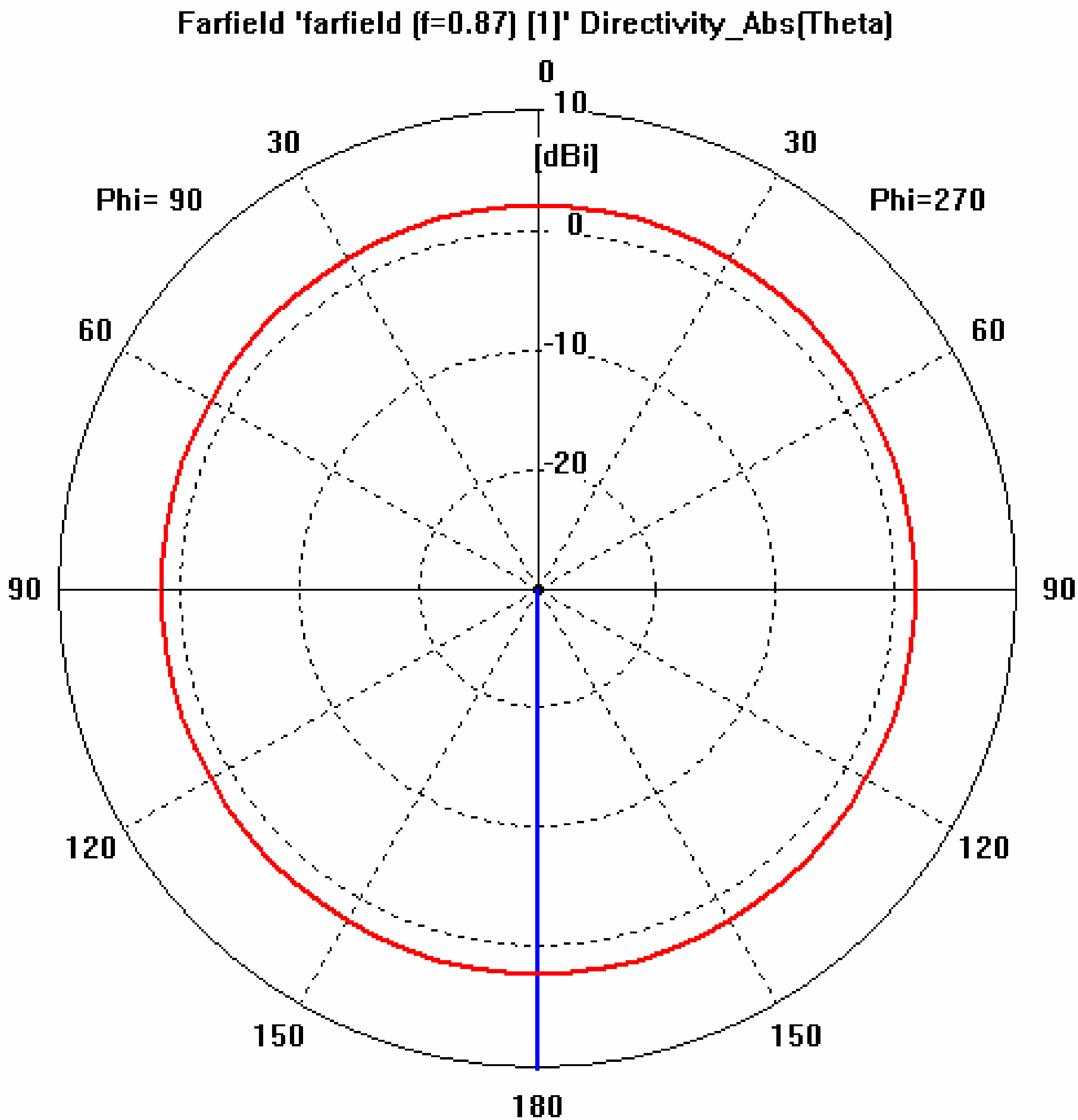


Applicazione: sistemi RFID passivi in banda UHF (870 MHz)



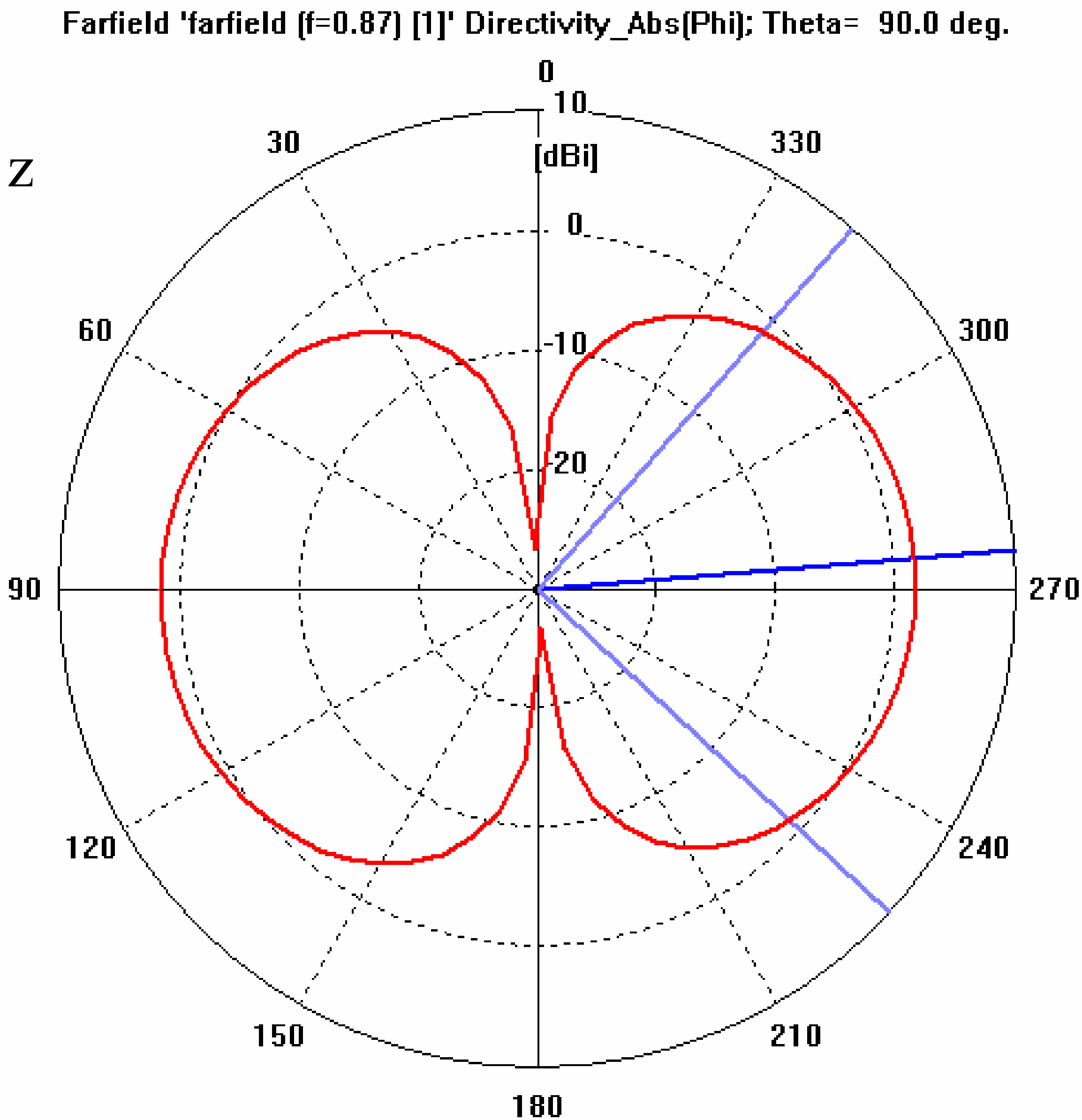
Esempio 2 : antenna “*square*” (2/3)

diagramma di radiazione
piano xy



Esempio 2 : antenna "*square*" (3/3)

diagramma di radiazione
piano passante per l'asse z



Frequency = 0.87

Main lobe magnitude = 1.6 dBi

Main lobe direction = 275.0 deg.

Angular width (3 dB) = 91.3 deg.