

Lezione n. 3

Tipi di antenne

Impatto ambientale dei campi elettromagnetici

Ripasso - 1

$$\underline{A}(\underline{r}) = \int_{\tau} \underline{J}_i(\underline{r}') \frac{e^{-j k |\underline{r} - \underline{r}'|}}{4 \pi |\underline{r} - \underline{r}'|} d\tau'$$



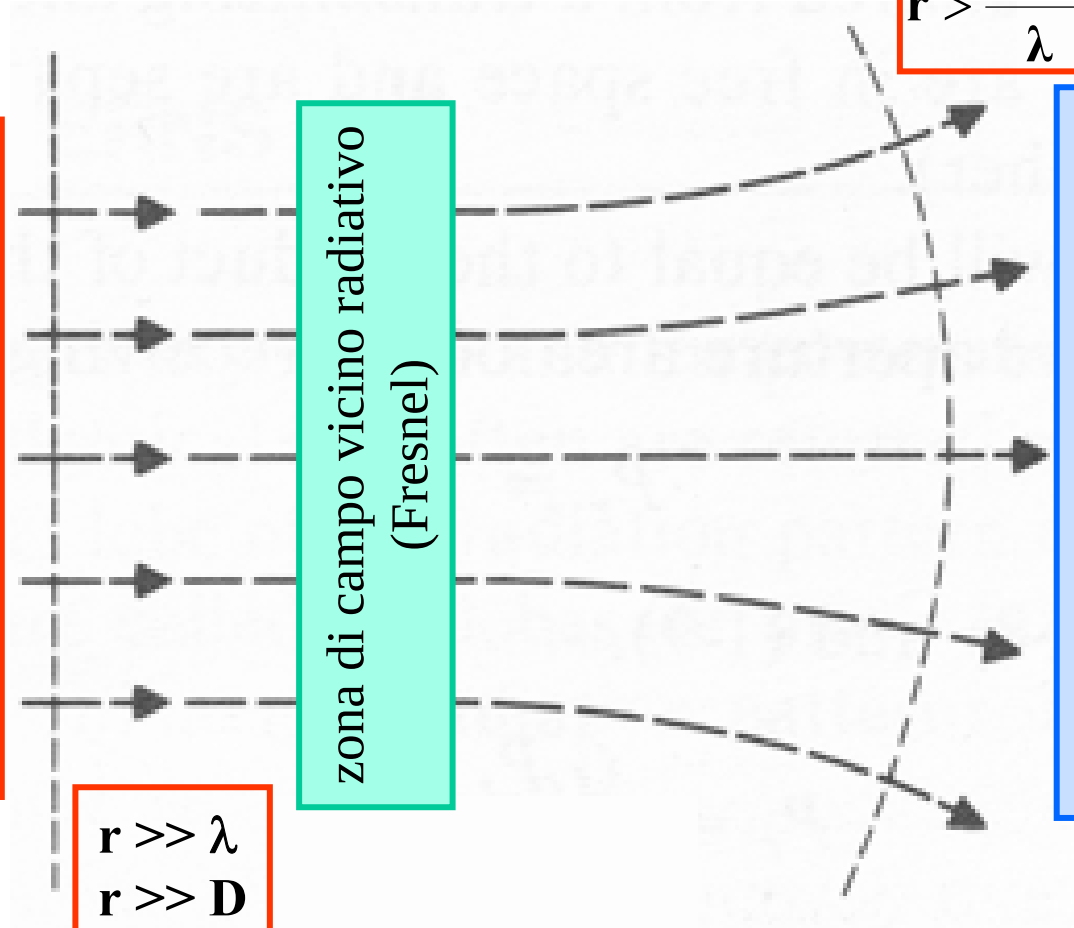
zona di campo vicino reattivo

$$\begin{aligned} r &\gg \lambda \\ r &\gg D \end{aligned}$$

zona di campo vicino radiativo
(Fresnel)

$$r > \frac{2 D^2}{\lambda}$$

zona di campo lontano radiativo
(Fraunhofer)



Ripasso - 2

- Campo lontano:

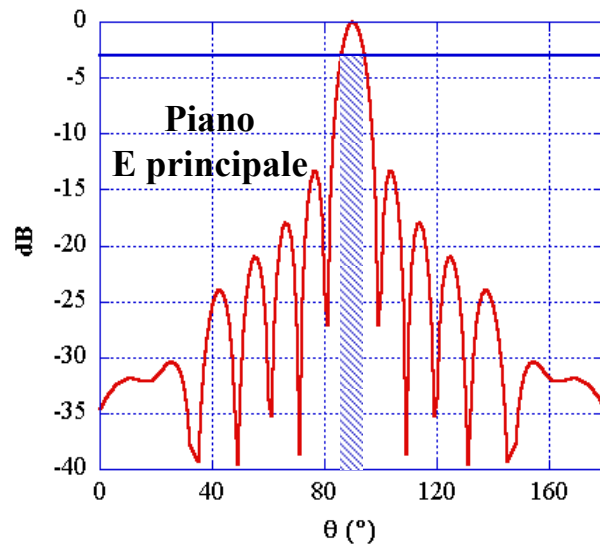
$$\begin{matrix} r \gg \lambda \\ r \gg D \end{matrix}$$

$$r > \frac{2 D^2}{\lambda}$$

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = -j k \zeta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \left[N_{\theta}(\theta, \varphi) \underline{\theta}_0 + N_{\varphi}(\theta, \varphi) \underline{\varphi}_0 \right] = -j k \zeta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \underline{N}_{\perp}(\theta, \varphi)$$

il modulo definisce le proprietà di radiazione del campo: (diagramma di radiazione....)

il vettore definisce la polarizzazione del campo (lineare.....)



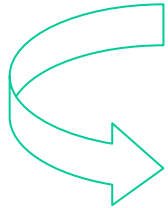
$$D(\theta, \varphi) = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{S_0(r)} = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{P_{irr}} 4 \pi r^2 \propto |\underline{N}_{\perp}(\theta, \varphi)|^2$$

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi)$$

Ripasso - 3

Dalla definizione di direttività si può ottenere una semplice formula per calcolare il campo:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{S_0(r)} = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{P_{irr}} 4\pi r^2 \propto |\underline{N}_\perp(\theta, \varphi)|^2$$

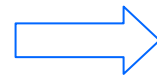


$$|\underline{E}(r, \theta, \varphi)| = \frac{\sqrt{60 P_{irr} D(\theta, \varphi)}}{r} = \frac{\sqrt{60 P_{in} G(\theta, \varphi)}}{r}$$

$$|\underline{E}_{rms}(r, \theta, \varphi)| = \frac{\sqrt{30 P_{irr} D(\theta, \varphi)}}{r} = \frac{\sqrt{30 P_{in} G(\theta, \varphi)}}{r}$$

In ricezione l'antenna è caratterizzata mediante l'area efficace, o l'altezza efficace:

$$P_{ric} = S_{inc} A_{eff}(\theta, \varphi) \eta |\underline{p}_0(\theta, \varphi) \cdot \underline{p}_{0inc}^*|^2$$



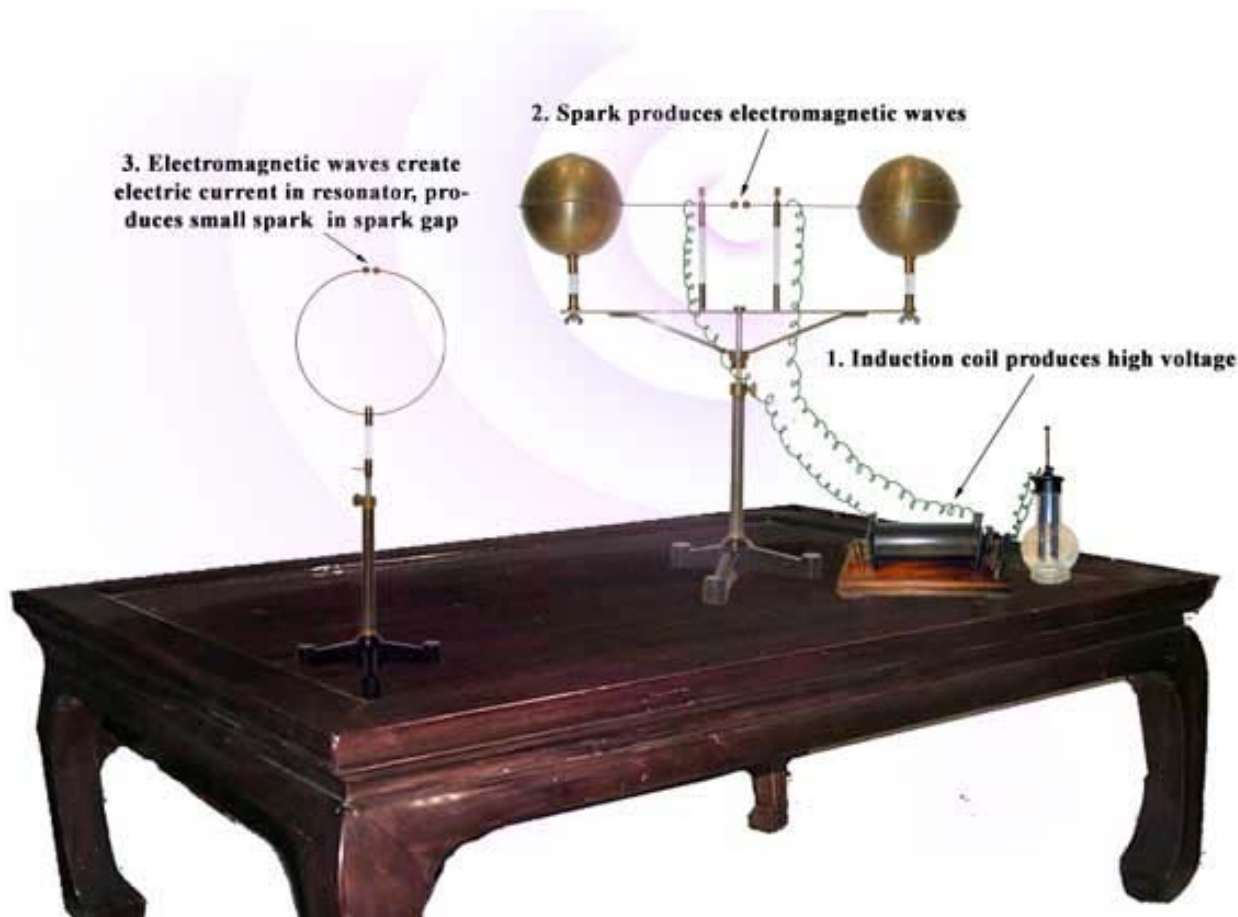
$$A_{eff}(\theta, \varphi) \eta = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \varphi)$$

$$P_{ric} = \frac{|V_A|^2}{8 R_A}$$

$$V_A = \underline{h}_{eff}(\theta, \varphi) \cdot \underline{E}_{inc} = h_{eff}(\theta, \varphi) E_{inc} \underline{p}_0(\theta, \varphi) \cdot \underline{p}_{inc}^*$$

Il dipolo di hertz

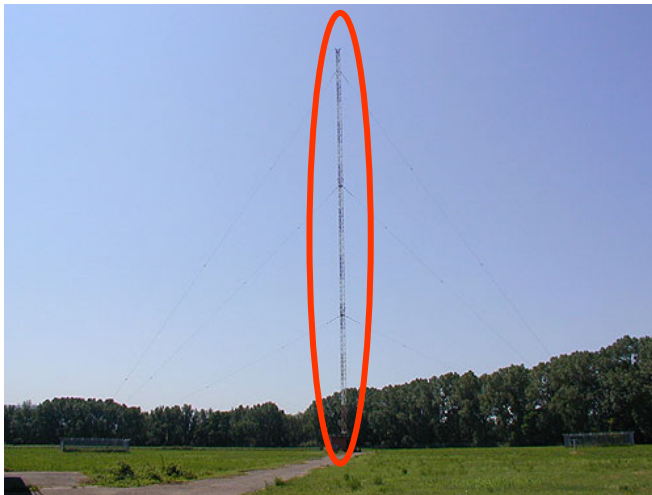
È una struttura radiante costituita da un sistema di correnti impresse che scorrono assialmente in un volume cilindrico sottile di lunghezza $\ell \ll \lambda$



Heinrich Hertz
XIX secolo

Perché il dipolo corto?

- Ai tempi di Hertz era la più semplice antenna che si potesse realizzare
- Il dipolo corto è oggi importante in quanto:
 - Qualunque antenna lineare può essere scomposta nella sovrapposizione di infiniti dipoli corti elementari
 - Alle radiofrequenze più basse (p.es. trasmissioni radio in modulazione d'ampiezza in onde medie) le antenne sono necessariamente corte ($\lambda \cong 1$ km !!!)
 - Le antenne per la misura dei livelli di campo elettromagnetico ambientale devono essere le più piccole possibili per non perturbare il campo e quindi spesso vengono utilizzati dipoli corti



Campo prodotto dal dipolo corto

- Si ottiene per il **campo magnetico**

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = 0$$

$$H_\varphi = j k \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta \left(1 + \frac{1}{j k r} \right)$$

- per il **campo elettrico**

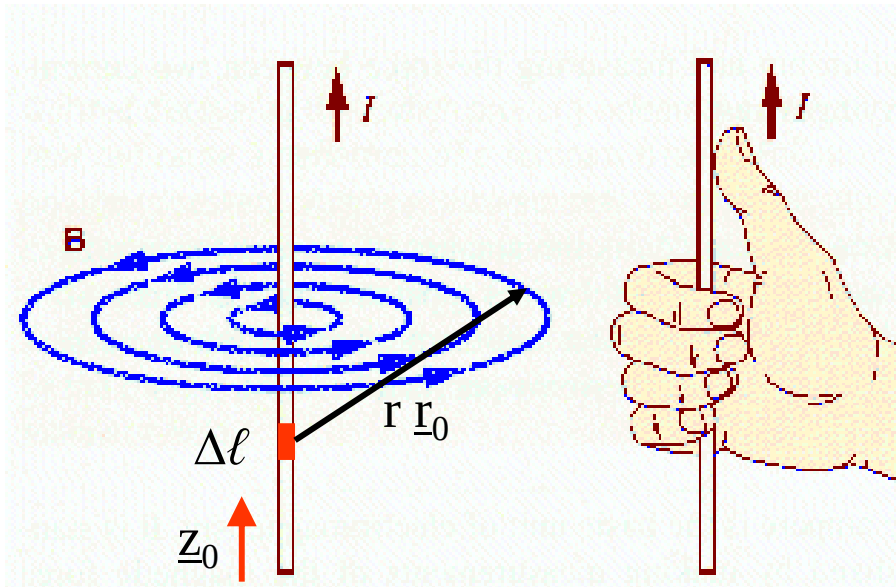
$$E_r = j k \zeta \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \cos \theta \left(\frac{2}{j k r} - \frac{2}{k^2 r^2} \right)$$

$$E_\theta = j k \zeta \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta \left(1 + \frac{1}{j k r} - \frac{1}{k^2 r^2} \right)$$

$$E_\varphi = 0$$

Campo magnetico prodotto da un dipolo corto

- Il campo magnetico è puramente circonferenziale
- È presente un contributo proporzionale a r^{-2} e uno proporzionale a r^{-1}
- Il primo termine è legato al **contributo quasi-statico dovuto alla corrente** e domina "vicino" al dipolo

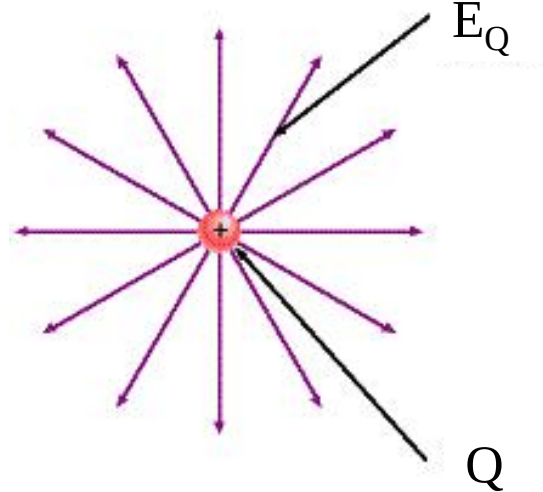
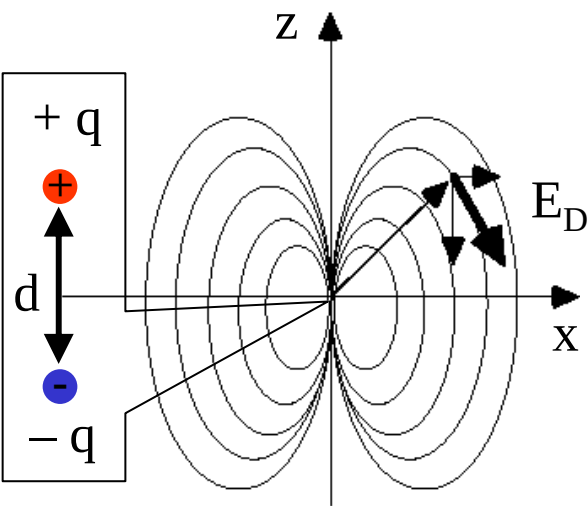


- Considerando un tratto elementare $\Delta\ell$ di filo percorso da corrente, il contributo di campo ad esso associato è dato dalla legge di Biot e Savart
$$\underline{B} = \frac{\mu_0 I \Delta\ell (\underline{z}_0 \times \underline{r}_0)}{4\pi r^2}$$

- Il secondo termine è legato al **contributo elettrodinamico di campo magnetico irradiato** e domina "lontano" dal dipolo

Campo elettrico prodotto da un dipolo corto

- Il campo elettrico ha una componente radiale e una diretta lungo $\underline{\theta}_0$
- Sono presenti contributi proporzionali a r^{-3} , r^{-2} e r^{-1}
- I primi due termini sono legati, rispettivamente, al **contributo quasi-statico dovuto al dipolo elettrico** e al **contributo quasi-statico dovuto alla carica elettrica**. Essi dominano "vicino" al dipolo



$$E_{Dr} = \frac{q d}{4 \pi \epsilon_0} \frac{2 \cos \theta}{r^3}$$

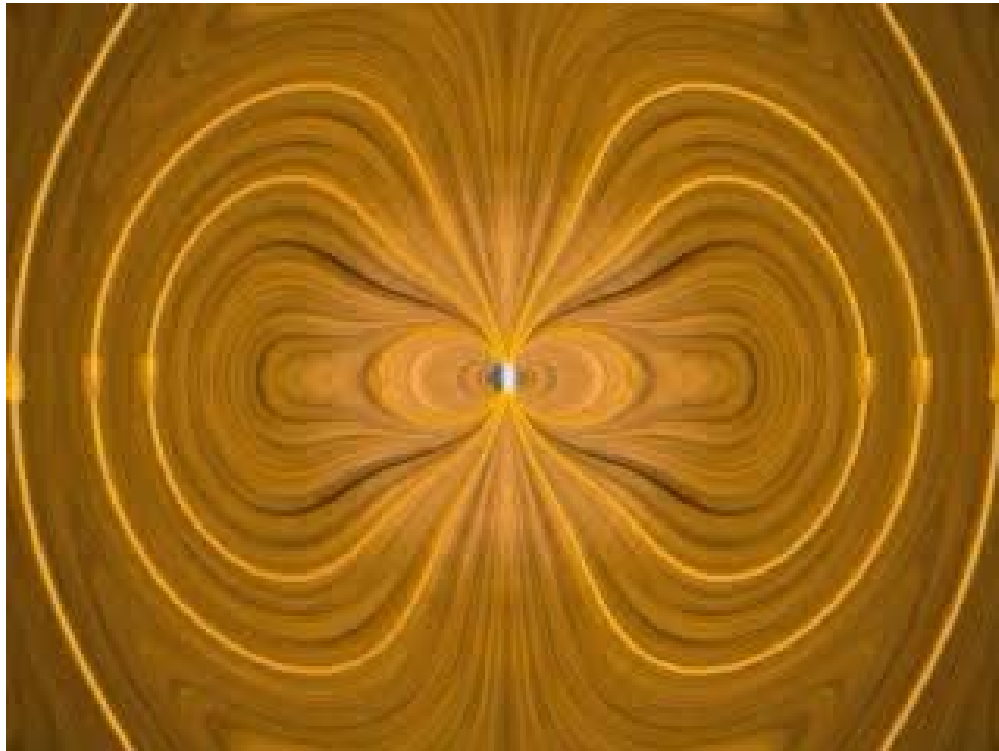
$$E_{D\theta} = \frac{q d}{4 \pi \epsilon_0} \frac{\sin \theta}{r^3}$$

$$\underline{E}_Q = \frac{Q}{4 \pi \epsilon_0 r^2} \underline{r}_0$$

- Il terzo termine è legato al **contributo elettrodinamico di campo elettrico irradiato** e domina "lontano" dal dipolo

Dipolo corto: campo vicino e campo lontano

- Per “piccole” distanze dal dipolo il campo è dominato dai contributi quasi-statici: siamo nella **zona di campo vicino reattivo**
- Per distanze $r \gg \lambda$ ($r \geq 10 \lambda$) i contributi quasi-statici diventano trascurabili e il campo elettromagnetico è dominato dal contributo radiativo: siamo nella **zona di campo lontano radiativo**



Caratteristiche del campo radiativo del dipolo corto

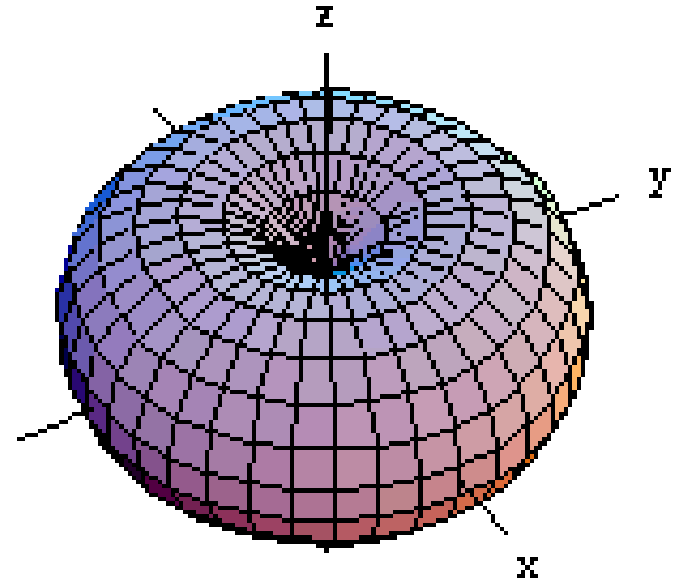
- Nella regione di campo lontano radiativo

$$E_r \cong 0 \quad E_\varphi = 0$$

$$E_\theta \cong j k \zeta \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta$$

$$H_r = 0 \quad H_\theta = 0$$

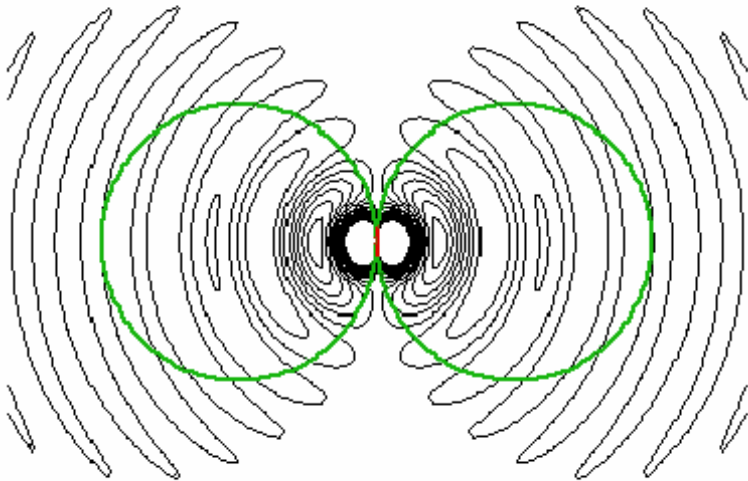
$$H_\varphi \cong j k \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta$$



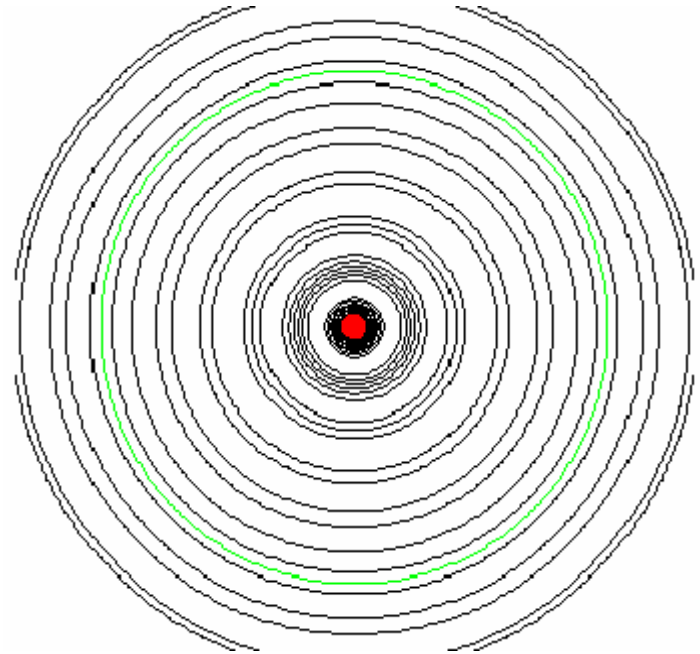
- Si vede come il campo elettromagnetico sia quello di un'onda sferica
In particolare si ha: $E_\theta = \zeta H_\varphi$
- L'energia viene irradiata nello spazio con intensità massima nelle direzioni ortogonali all'asse del dipolo e con intensità nulla in direzione assiale

Distribuzione dell'energia irradiata nello spazio dal dipolo corto

- La radiazione nello spazio libero avviene in maniera proporzionale alla funzione $\sin \theta$



Radiazione sul piano xz
(verticale)

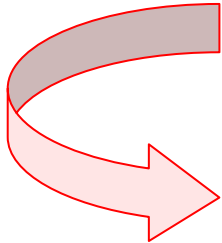


Radiazione sul piano xy
(orizzontale)

Potenza irradiata nello spazio libero

- La potenza totale irradiata P_{irr} (ipotizzando il mezzo privo di perdite) si ricava calcolando il flusso della parte reale del vettore di Poynting complesso attraverso una superficie sferica S_0 di raggio r_0

$$\begin{aligned} P_{irr} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S(r, \theta, \varphi) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \\ &= \frac{\zeta (k |I| \ell)^2}{32 \pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{\zeta (k |I| \ell)^2}{12 \pi} \end{aligned}$$



$$P_{irr} = \frac{\pi \zeta}{3} \left(\frac{|I| \ell}{\lambda} \right)^2$$

Direttività del dipolo corto

- La direttività risulta:

$$S(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{2 \zeta} |\underline{E}(r, \theta, \varphi)|^2 = \frac{1}{2 \zeta} \left(\frac{k \zeta |I| \ell}{4 \pi r} \right)^2 \sin^2 \theta = \frac{\zeta (k |I| \ell)^2}{32 \pi^2 r^2} \sin^2 \theta$$

$$P_{irr} = \frac{\zeta (k |I| \ell)^2}{12 \pi}$$

$$D(\theta, \varphi) = S(r, \theta, \varphi) \frac{4 \pi r^2}{P_{irr}} = 1.5 \sin^2 \theta \Rightarrow \boxed{D_{max} = 1.5} \Rightarrow \boxed{D_{max} = 1.76 \text{ dBi}}$$

Impedenza

- La potenza totale irradiata P_{irr} era:

$$P_{irr} = \frac{\pi \zeta}{3} \left(\frac{|I| \ell}{\lambda} \right)^2$$

- Dal punto di vista del generatore la potenza irradiata è vista come un assorbimento di potenza da parte dell'antenna
- Il dipolo corto è dunque visto dal generatore come un'impedenza $Z_A = R_A + j X_A$, la cui parte reale è legata alla potenza irradiata

$$P_{irr} = \frac{1}{2} R_A |I|^2 \Rightarrow R_A = \frac{2 P_{irr}}{|I|^2} = \frac{2 \pi}{3} \zeta \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2$$

- Se il dipolo è immerso nel vuoto ($\zeta = \zeta_0 = 120 \pi \Omega$)

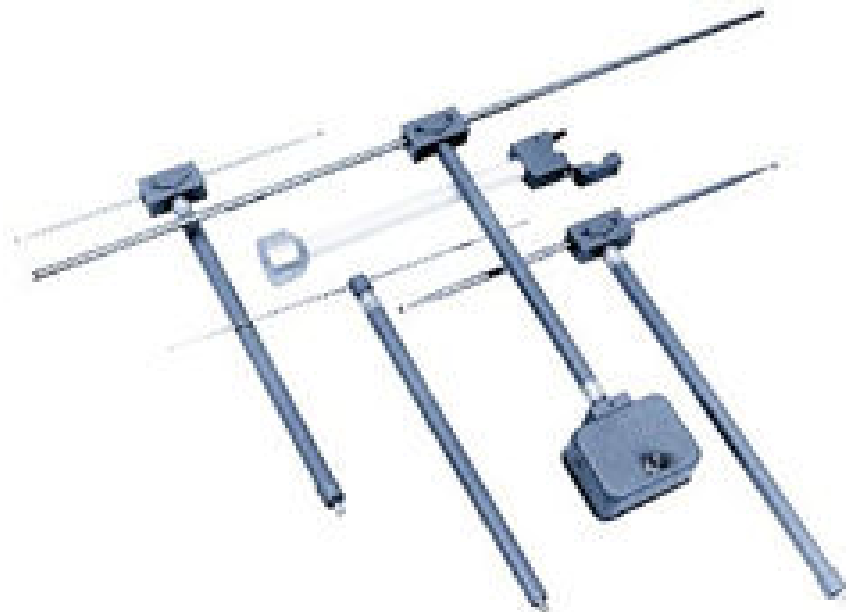
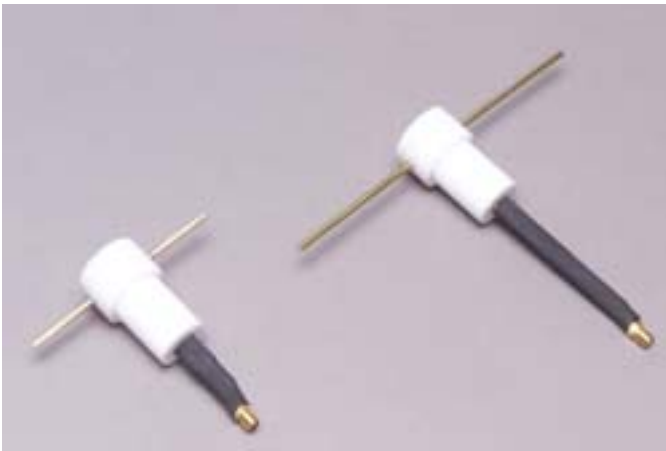
$$R_A = 80 \pi^2 \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2$$



$$\ell \leq \lambda/10 \Rightarrow R_A < 10 \Omega$$

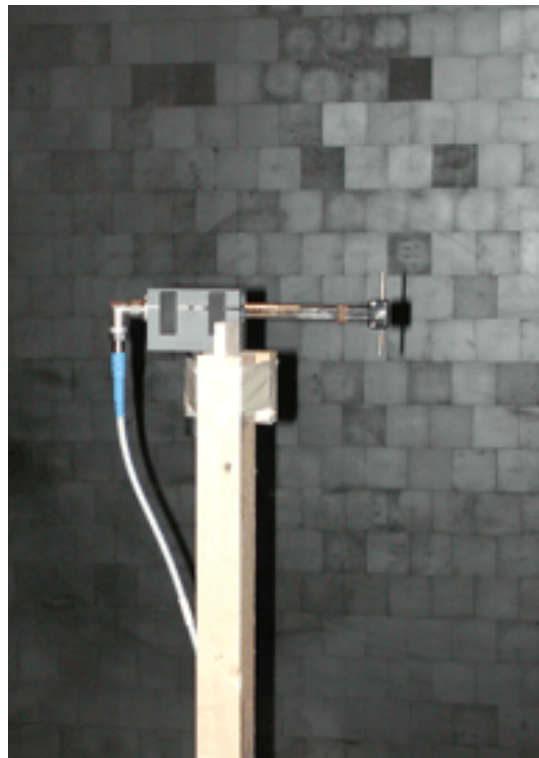
Antenne a dipolo lineare

- Le antenne a dipolo lineare sono realizzate a partire da un tratto di filo rigido (pieno o tubolare) alimentato al centro, in corrispondenza di una piccola interruzione del filo (feeding gap)
- La lunghezza complessiva del filo viene scelta molto corta ($\ll \lambda$), realizzando così un **dipolo corto**, o pari a un numero intero di mezzelunghezze d'onda, realizzando così un **dipolo risonante** (p. es. il dipolo mezz'onda)



Tipici utilizzi delle antenne a dipolo lineare

- Sensori di campo elettromagnetico (soprattutto i dipoli corti)
- Antenne di riferimento per test in ambiente controllato (soprattutto i dipoli mezz'onda)
- Elementi di base per la realizzazione di allineamenti di antenne



Campo E nelle antenne a dipolo lineare

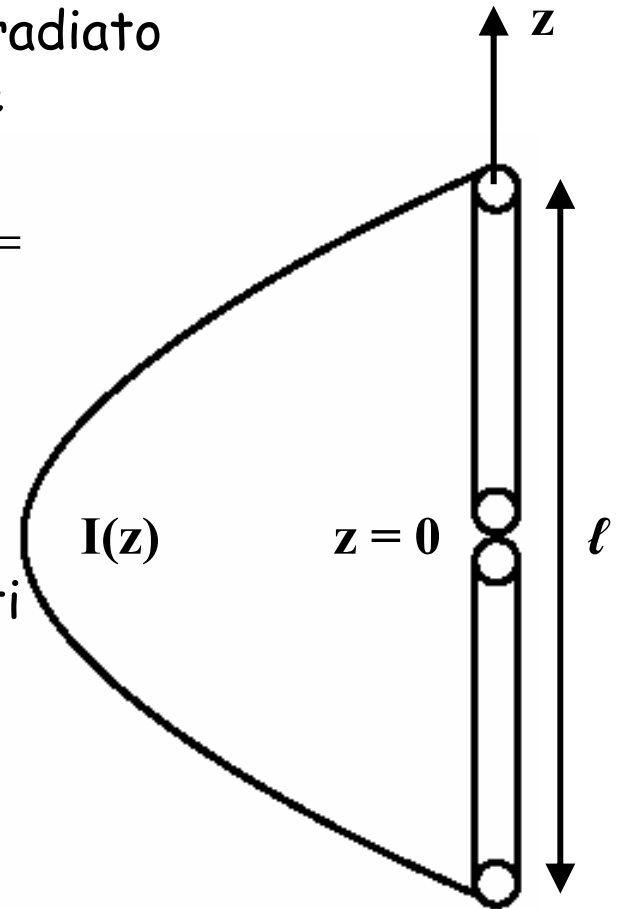
- Le antenne a dipolo lineare sono caratterizzate dalla distribuzione di corrente $I(z)$ che scorre lungo i due rami del dipolo
- Applicando la formula generica per il campo irradiato al caso di una distribuzione lineare di corrente

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = j k \zeta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} I(z) \sin \theta \underline{\theta}_0 e^{j k z \cos \theta} dz =$$

$$= j k \zeta \sin \theta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \left[\int_{-\ell/2}^{\ell/2} I(z) e^{j k z \cos \theta} dz \right] \underline{\theta}_0$$

- Le antenne a dipolo lineare, essendo equivalenti a tanti dipoli hertziani elementari distribuiti lungo l'asse, producono un campo polarizzato linearmente in tutte le direzioni angolari

$$\underline{p}_0(\theta, \varphi) = \underline{\theta}_0$$



Le antenne a dipolo corto reale

- Nell'antenna a dipolo corto reale si ha $\ell \ll \lambda$ (come nel dipolo hertziano ideale), ma la corrente non è uniforme lungo l'estensione del dipolo (si deve azzerare agli estremi)

$$I(z) = I_0 \left(1 - \frac{2|z|}{\ell} \right)$$

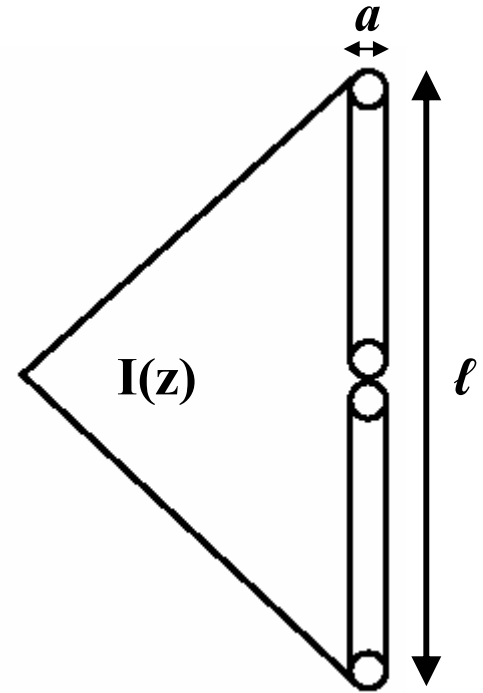
- Sostituendo nell'espressione integrale di $\underline{E}$

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = j k \zeta \frac{I_0 \ell}{2} \sin \theta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \underline{\theta}_0$$

- Si vede come il campo sia equivalente a quello di un dipolo hertziano caratterizzato da una corrente I_{eq}

$$I_{eq} = \frac{I_0}{2} \quad (I_0 = \text{corrente di alimentazione al feed})$$

- Si ha $I_{eq} < I_0$ per via della rastremazione della corrente agli estremi
- I_{eq} si può aumentare ponendo dei carichi capacitivi (dischetti) agli estremi



Le antenne a dipolo corto: impedenza d'antenna ed efficienza

- Calcolando l'integrale di Poynting si ottiene

$$P_{\text{irr}} = \frac{k^2 \zeta (I_0 \ell)^2}{48 \pi} = \frac{\pi \zeta (I_0 \ell)^2}{12 \lambda^2} \underset{\zeta=\zeta_0}{=} \frac{10 \pi^2 (I_0 \ell)^2}{\lambda^2}$$

- La resistenza di radiazione è dunque

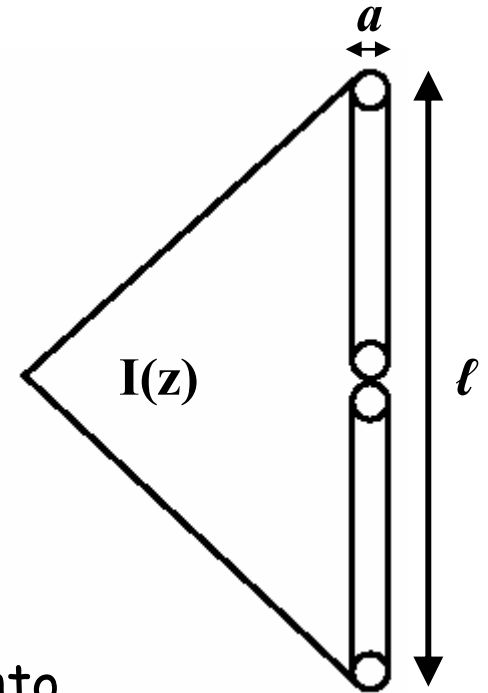
$$R_R = 20 \pi^2 \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2 \quad \ell = 0.1 \lambda \Rightarrow R_R \cong 2 \Omega$$

- La resistenza di perdita è data da

$$R_P = \frac{\ell}{2 \pi a} \frac{R_S}{3} \quad \left(R_S = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2 \sigma}} \right)$$

- Le due resistenze sono spesso comparabili e pertanto l'efficienza di radiazione è molto bassa
- Per la reattanza d'antenna, infine, vale la seguente formula approssimata

$$X_A = -\frac{\zeta \lambda}{\pi^2 \ell} \left(\ln \frac{\ell}{a} - 1 \right) \quad X_A < 0 \Rightarrow \text{comportamento capacitivo}$$

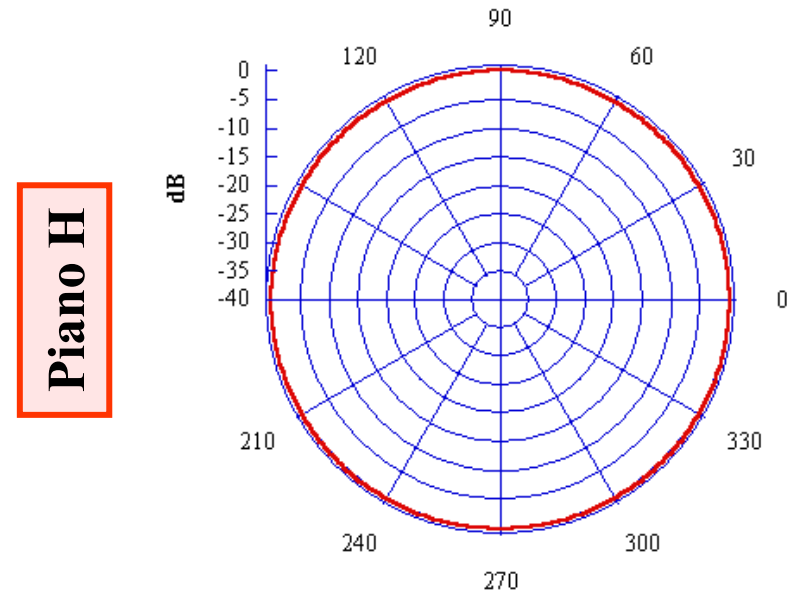
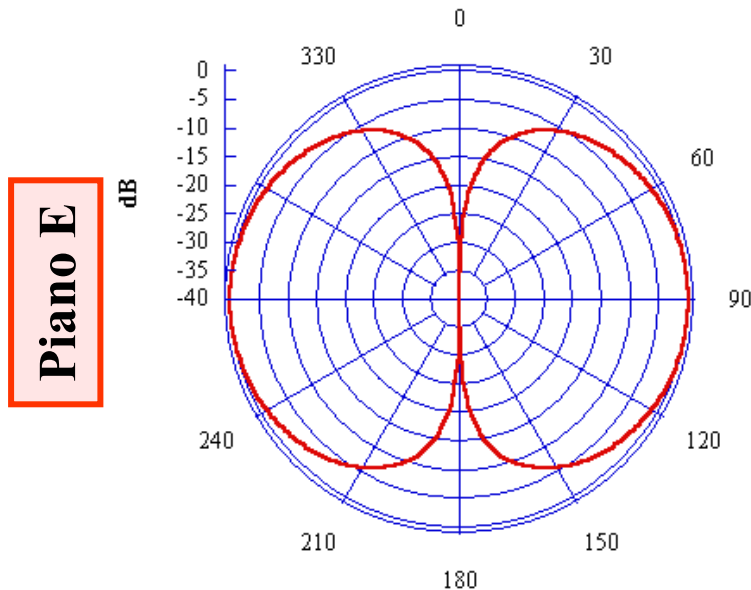


Le antenne a dipolo corto: diagramma di radiazione, direttività e apertura a -3 dB

- Dall'espressione di P_{irr} e di $\underline{E}$ si ricava la direttività

$$D(\theta, \varphi) = 1.5 \sin^2 \theta$$

- La direttività è la stessa del dipolo hertziano
- La direttività massima è 1.76 dBi
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a 90°

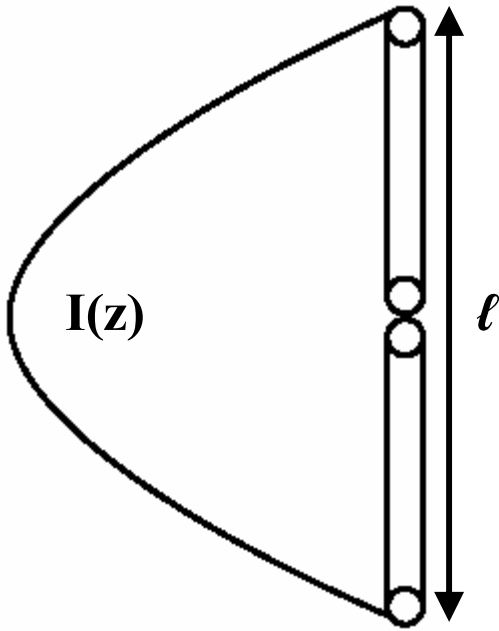


Le antenne a dipolo lineare risonante: distribuzione di corrente

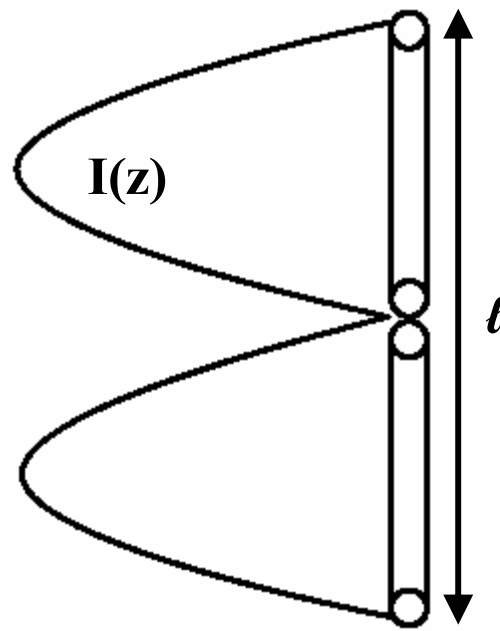
- L'espressione generale per la corrente lungo un'antenna a dipolo lineare è

$$I(z) = I_0 \sin \left[k \left(\frac{\ell}{2} - |z| \right) \right]$$

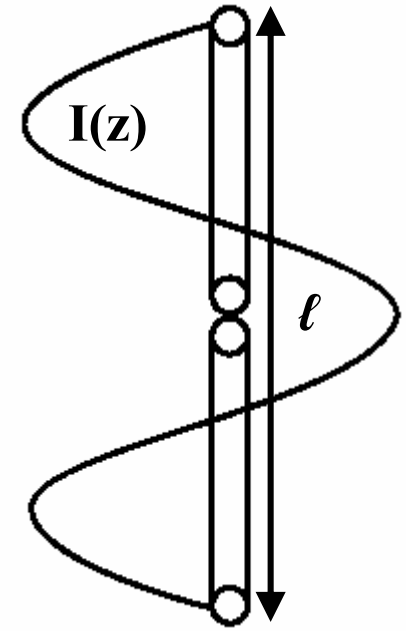
I_0 = corrente massima lungo l'antenna



$$\ell = \lambda/2$$

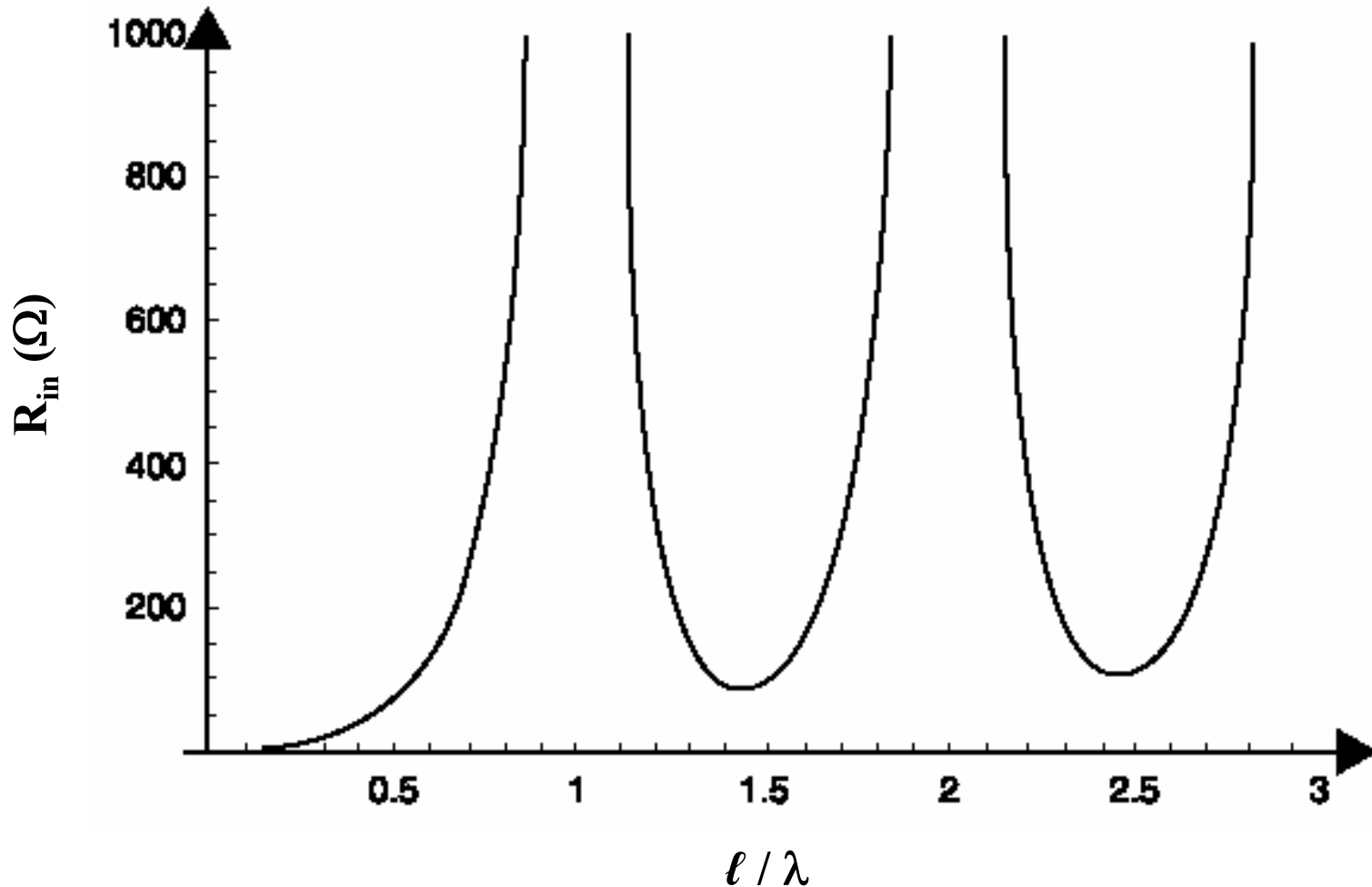


$$\ell = \lambda$$

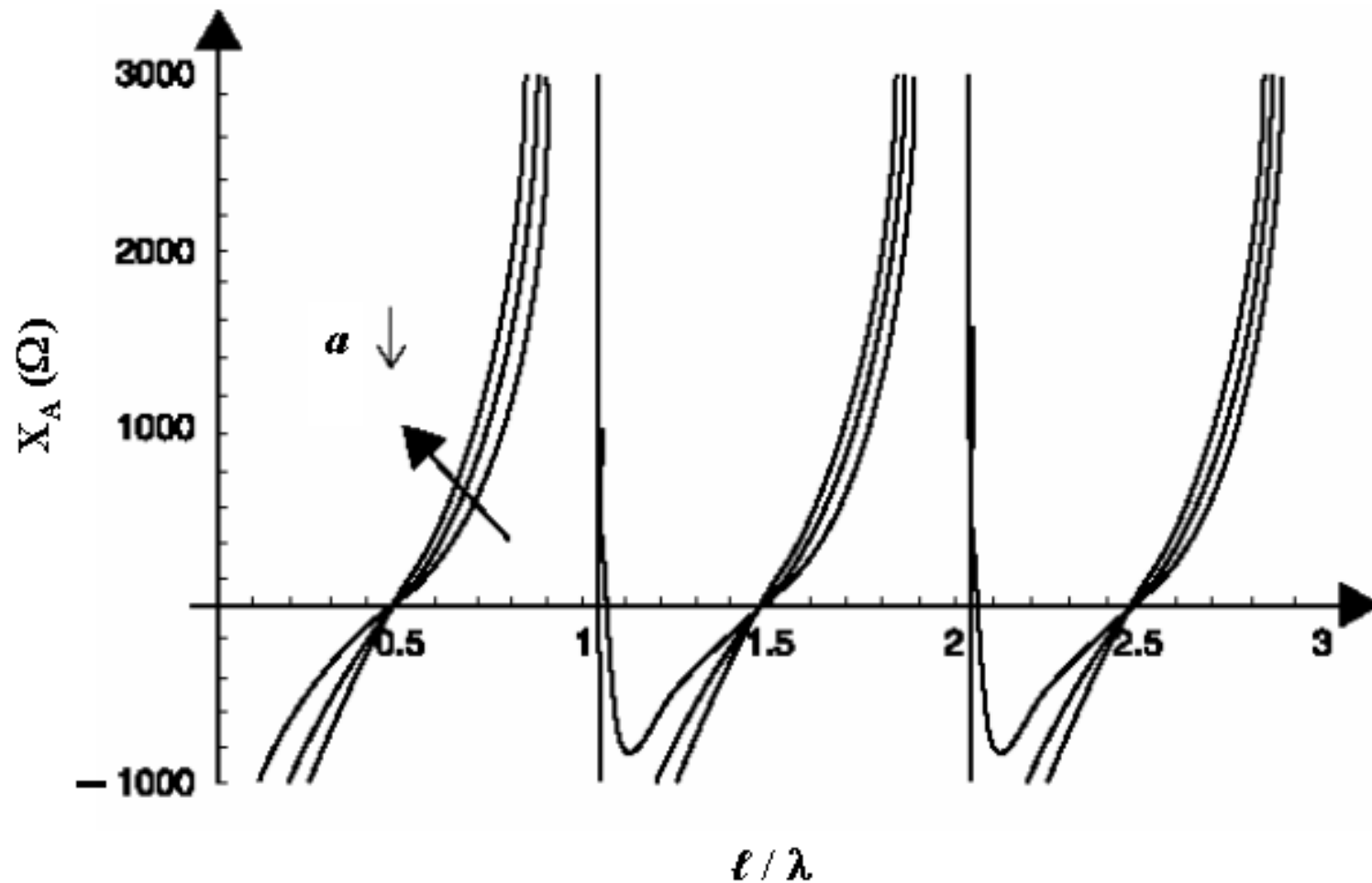


$$\ell = 3 \lambda/2$$

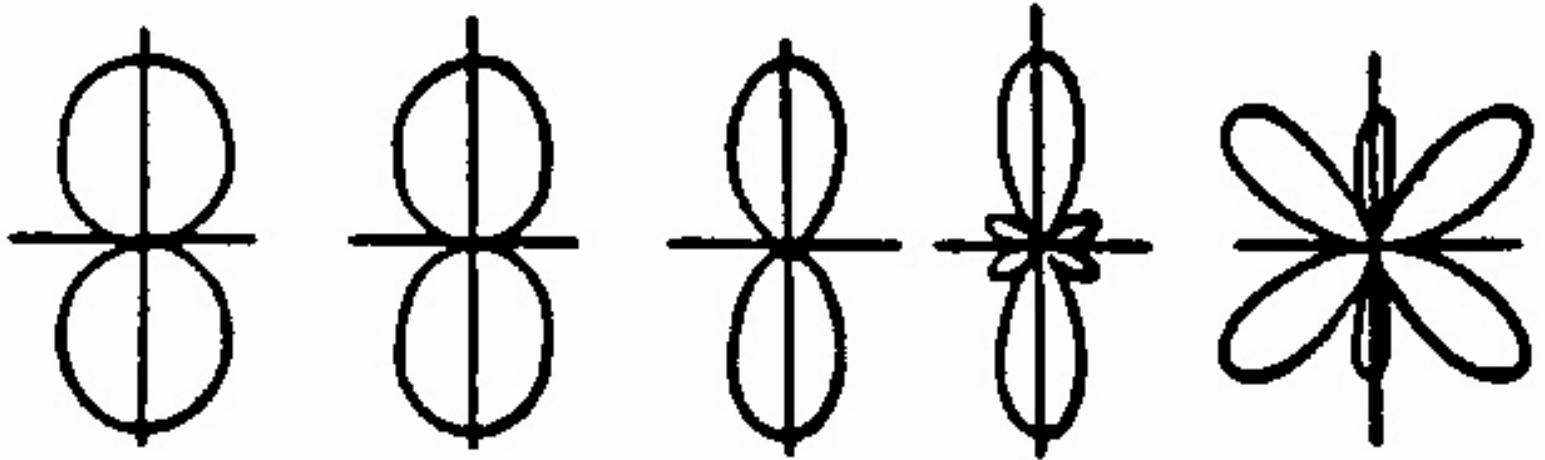
Le antenne a dipolo lineare: resistenza di radiazione



Le antenne a dipolo lineare: reattanza d'antenna



Le antenne a dipolo lineare risonante: diagrammi di radiazione sul piano E



$\ell = 0.5 \lambda_0$ $0.75 \lambda_0$ λ_0 $1.25 \lambda_0$ $1.5 \lambda_0$

Le antenne a dipolo lineare: riassunto delle caratteristiche

- La resistenza di radiazione è abbastanza indipendente dal diametro del filo
- La resistenza di perdita è generalmente molto minore della resistenza di radiazione e pertanto l'efficienza è molto buona
- La reattanza d'antenna dipende fortemente dal diametro del filo
- Per piccoli diametri la variazione della reattanza con la frequenza, nell'intorno delle risonanze, è più rapida $\Rightarrow$ i dipoli con raggio grande hanno una banda di funzionamento più ampia
- Le antenne a dipolo lineare risonante sono comunque delle antenne a banda molto stretta
- Aumentando la lunghezza compaiono nuovi lobi di radiazione
- Se il dipolo è lungo $n\lambda$, il suo solido di radiazione presenta esattamente n lobi
- Se n è pari, il solido di radiazione presenta un nullo nel piano equatoriale (piano H)
- Più n è elevato e tanto più il lobo principale si stringe e la sua direzione di puntamento si avvicina all'asse del dipolo

I dipoli mezz'onda: campo irradiato e impedenza d'antenna

- Campo irradiato

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = j \frac{\zeta}{2 \pi r} I_0 e^{-j k r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \underline{\theta}_0 \quad I_0 = \text{corrente al feed}$$

- Potenza irradiata

$$P_{\text{irr}} = 2.435 I_0^2 \frac{\zeta}{8 \pi}$$

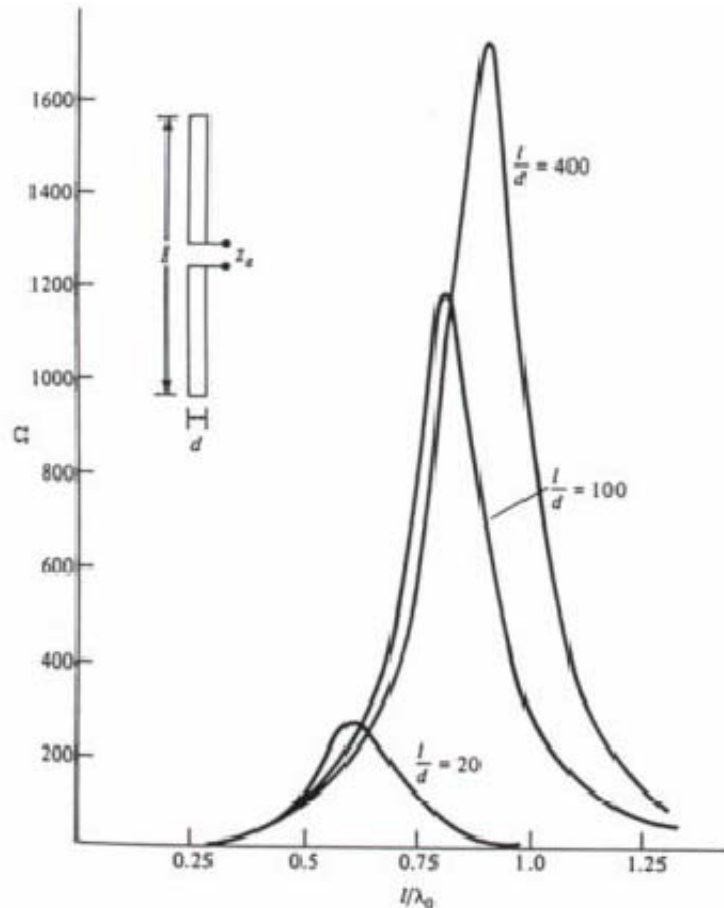
- Impedenza d'antenna (per conduttore infinitamente sottile)

$$Z_A \cong 73 + j 42 \Omega$$

- Il dipolo mezz'onda presenta un'impedenza induttiva
- Per renderlo risonante ($X_A = 0$) nella pratica viene realizzato di una lunghezza leggermente inferiore a $\lambda/2$

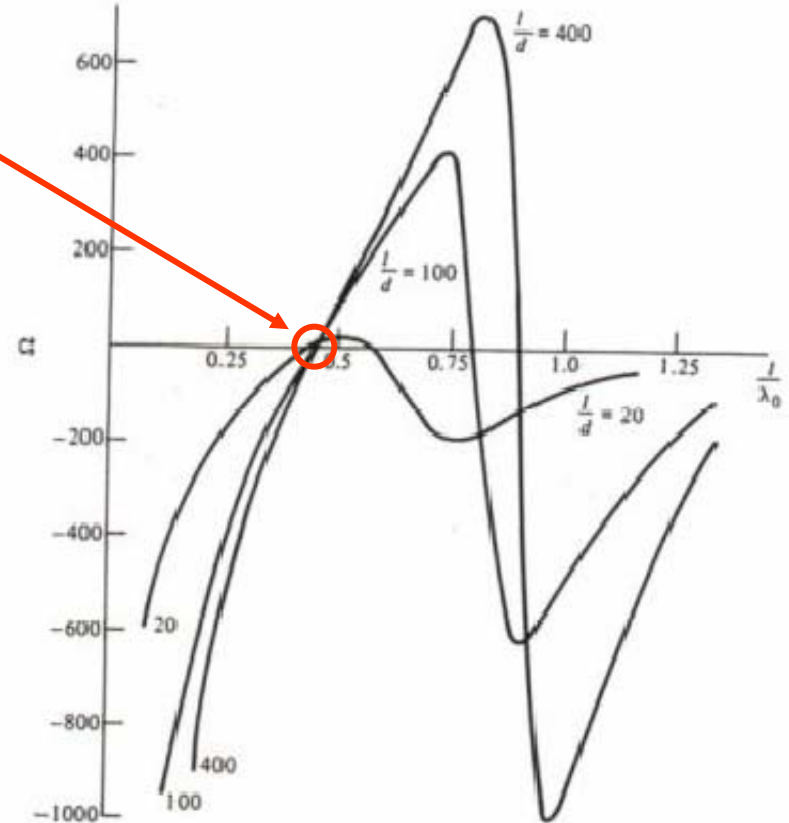
I dipoli mezz'onda: curve di progetto per l'impedenza d'antenna

Resistenza



Lunghezza di risonanza

Reattanza



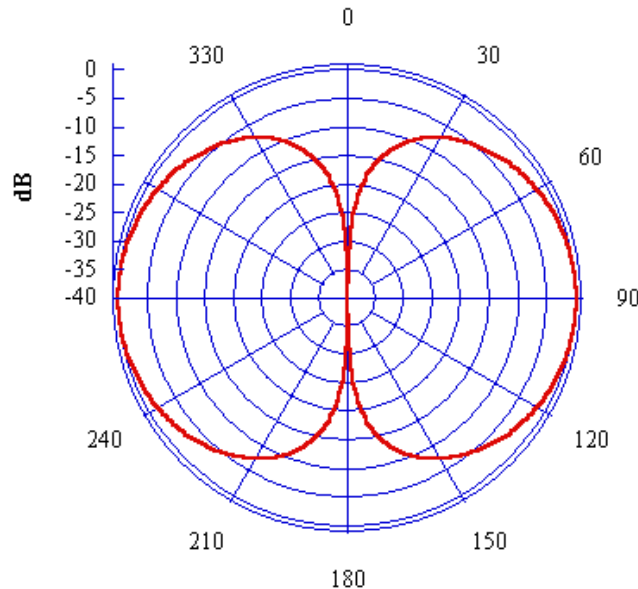
I dipoli mezz'onda: diagramma di radiazione, direttività e apertura a -3 dB

- Dall'espressione di P_{irr} e di $\underline{E}$ si ricava la direttività

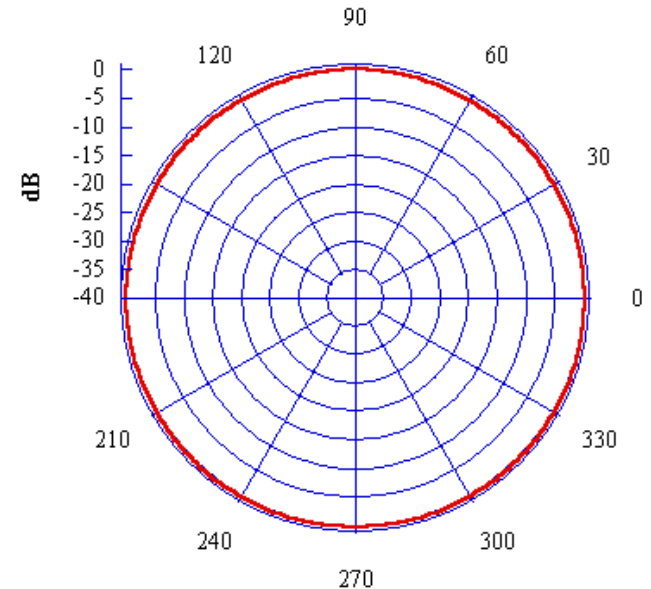
$$D(\theta, \varphi) = 1.64 \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) / \sin \theta \right]^2$$

- La direttività massima è 2.15 dBi
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a 78°

Piano E

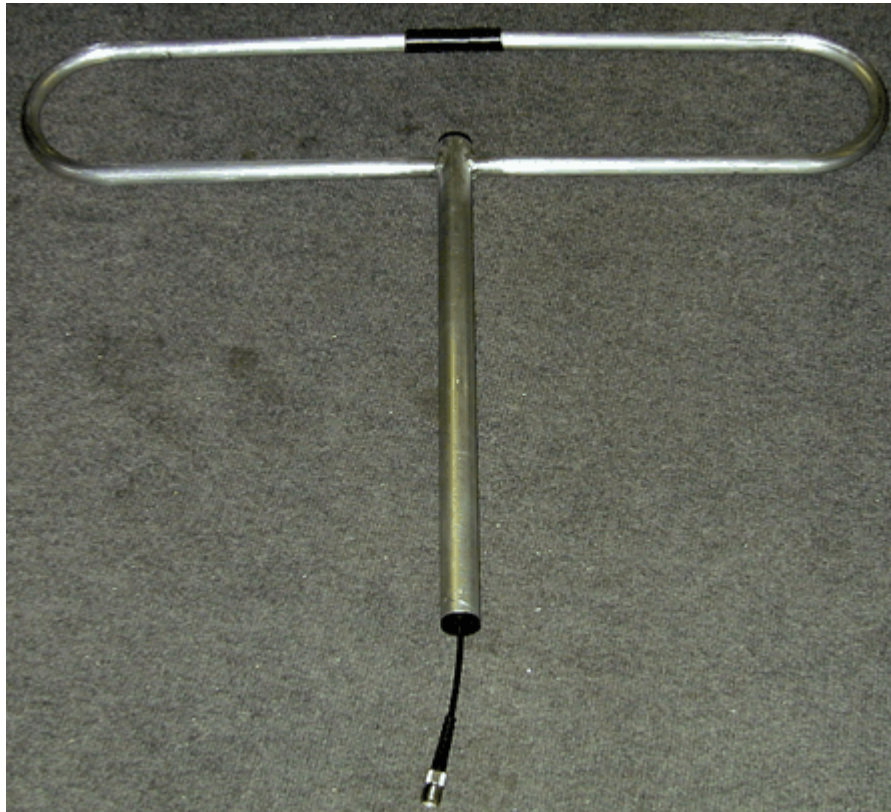


Piano H



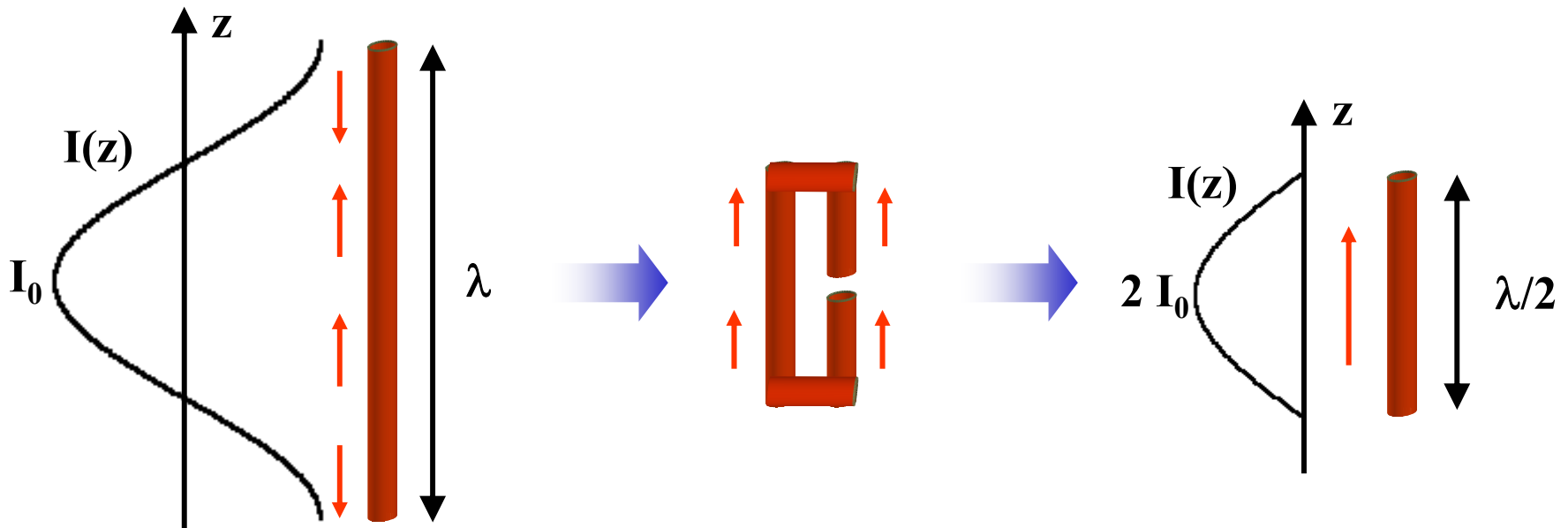
Antenne a dipolo ripiegato

- Le antenne a dipolo ripiegato sono realizzate a partire da un tratto di conduttore lungo λ , ripiegato in modo tale da dar luogo ad un'antenna di lunghezza pari a $\lambda/2$



Antenne a dipolo ripiegato: principio di funzionamento

- Nella zona di campo lontano i due tratti paralleli di conduttore affacciati vengono visti come uno solo percorso da una corrente che è la somma delle due
- La corrente nei tratti di conduttori affacciati è la stessa
- Complessivamente si ha la stessa distribuzione di corrente del dipolo mezz'onda convenzionale, ma con ampiezza massima pari a $2 I_0$ (I_0 = corrente al feed)



I dipoli ripiegati: campo irradiato e resistenza di radiazione

- Campo irradiato

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = j \frac{\zeta}{2 \pi r} 2 I_0 e^{-j k r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \underline{\theta}_0 \quad I_0 = \text{corrente al feed}$$

- Potenza irradiata

$$P_{\text{irr}} = 9.74 I_0^2 \frac{\zeta}{8 \pi}$$

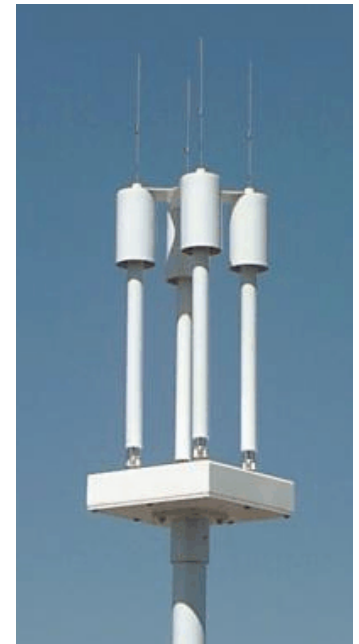
- Resistenza di radiazione (per conduttore infinitamente sottile)

$$R_R \cong 300 \Omega$$

- Il dipolo ripiegato si alimenta molto bene con una piattina, che presenta impedenza caratteristica prossima ai 300Ω
- La larghezza di banda è superiore a quella di un dipolo mezz'onda convenzionale con conduttori dello stesso diametro

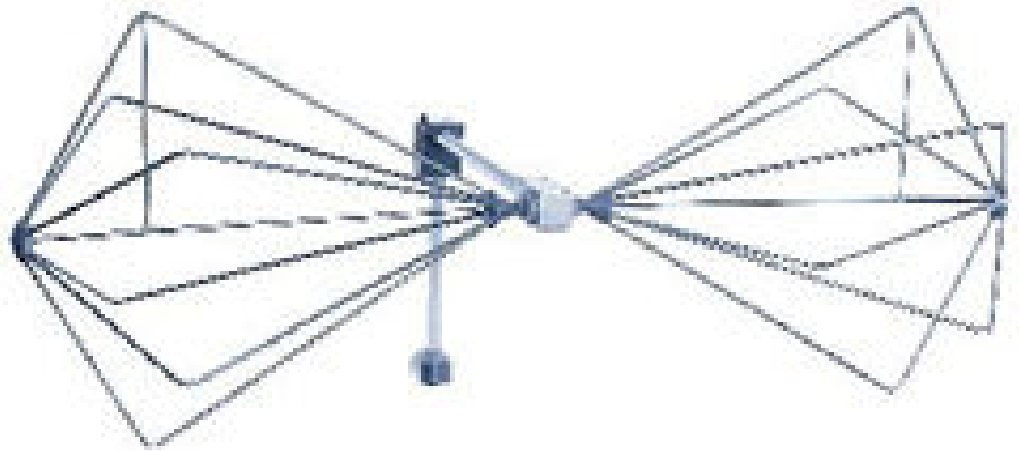
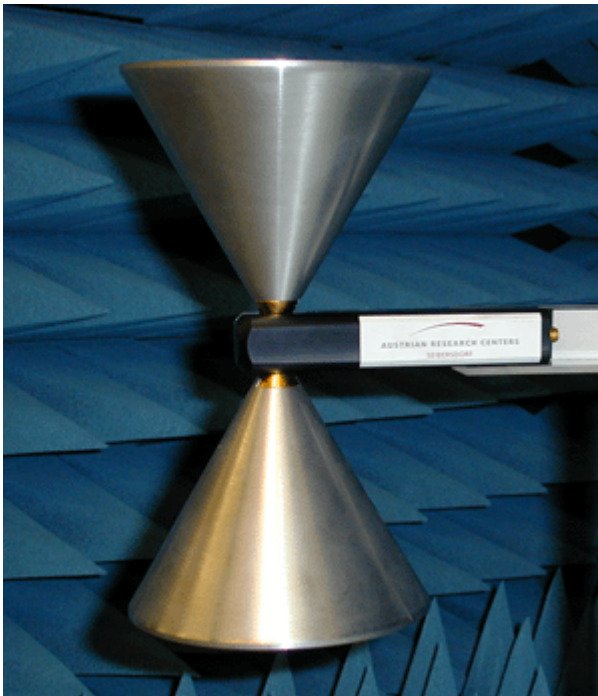
Realizzazioni pratiche del dipolo mezz'onda: il dipolo "sleeve"

- Il dipolo mezz'onda classico va alimentato con una linea che arrivi ortogonalmente ai rami del dipolo
- Per motivi pratici, però, è spesso più conveniente montare il dipolo in cima a un sostegno e fare arrivare la linea di alimentazione all'interno del sostegno
- Per consentire ciò si usa il dipolo "sleeve", in cui il ramo inferiore è un cilindro cavo (detto "sleeve") che circonda il sostegno



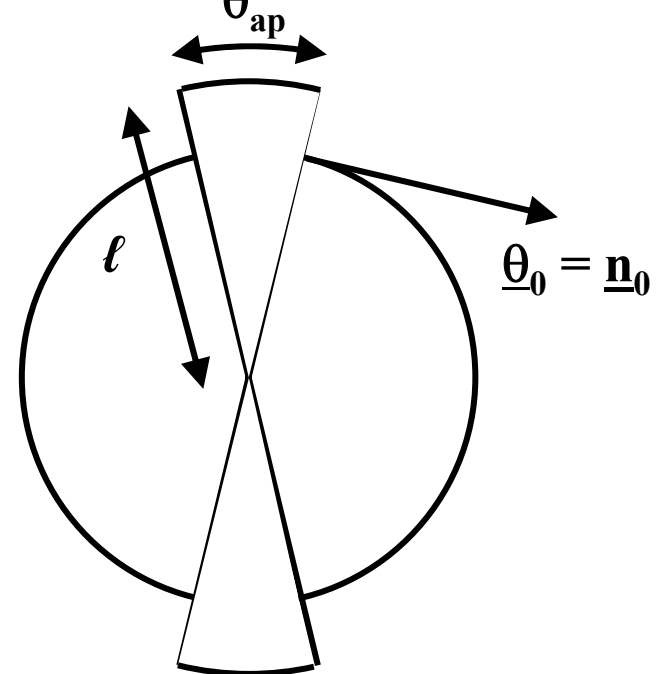
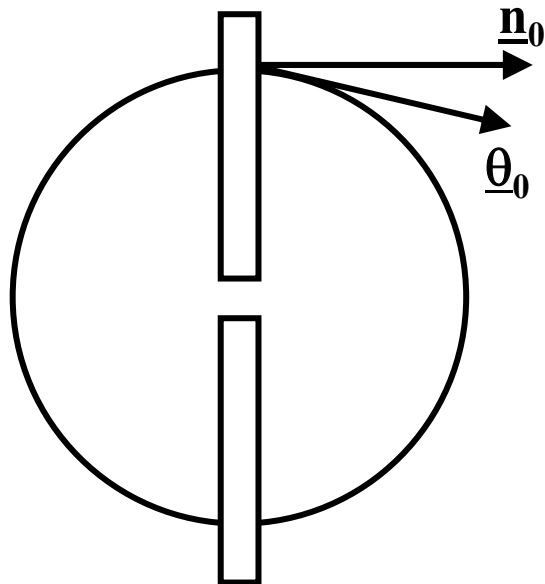
Antenne a dipolo conico (biconiche)

- L'antenna a dipolo conico (o biconica) è un dipolo i cui due rami sono costituiti da due tronchi di cono, che possono essere pieni, cavi, o realizzati mediante una griglia di conduttori
- Rispetto ad un'antenna a dipolo lineare risonante hanno una larghezza di banda notevolmente maggiore



Antenne a dipolo conico: principio di funzionamento

- Nel dipolo cilindrico la condizione al contorno sulla superficie laterale richiede che il campo elettrico sia orizzontale (e non diretto lungo $\underline{\theta}_0$)
- Nell'antenna biconica la condizione al contorno sulla superficie laterale conica richiede che il campo sia diretto proprio lungo $\underline{\theta}_0$
- Il campo parte dunque già più "adattato" alla sua forma finale di spazio libero



Antenne a dipolo conico: impedenza d'antenna

- Sfruttando la teoria di Schelkunoff (basata sulle onde sferiche) si ottiene per l'impedenza d'antenna

$$Z_A = Z_c \frac{Z_t + j Z_c \tan(k_0 \ell)}{Z_c + j Z_t \tan(k_0 \ell)}$$

- Z_t è l'impedenza equivalente che si vede in corrispondenza delle terminazioni dei due rami conici
- Z_c è l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione formata dai due rami del dipolo

$$Z_c = 120 \ln \cot \frac{\theta_{ap}}{2} \underset{\theta_{ap} \rightarrow 0}{\cong} 120 (\ln 2 - \ln \theta_{ap})$$

- Progettando opportunamente l'antenna si può avere $Z_t \cong Z_c$, ottenendo un'impedenza circa costante in frequenza $\Rightarrow$ **banda di funzionamento ampia**
- Il diagramma di radiazione e la polarizzazione sono simili a quelle di un dipolo corto classico

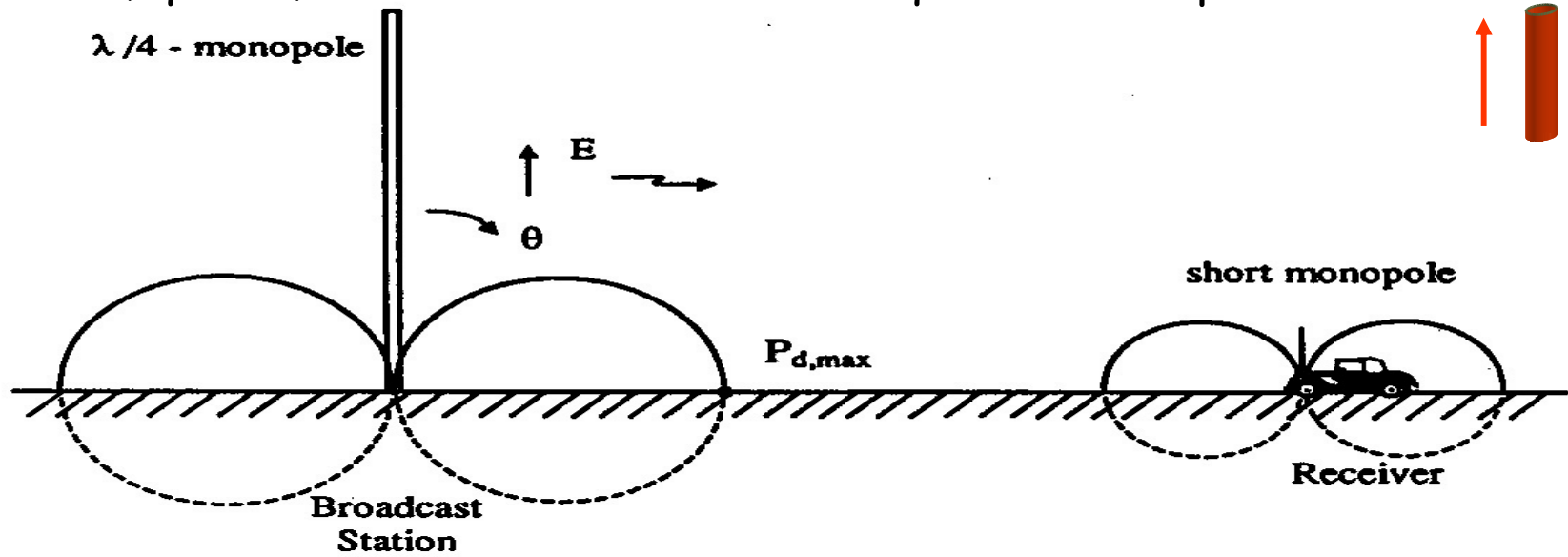
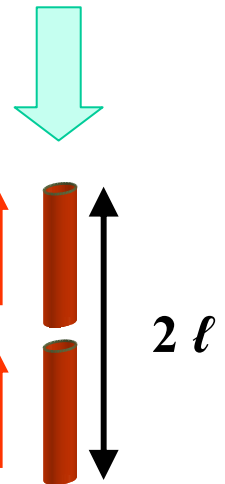
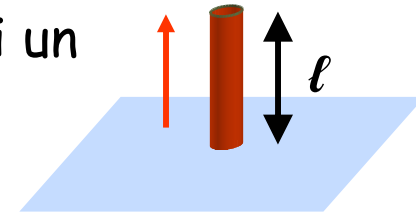
Antenne lineari su ground

- La teoria delle antenne a dipolo lineari, fin qui presentata, presuppone che l'antenna operi in spazio libero (ovvero che non ci siano ostacoli quanto meno nella zona di campo reattivo)
- Spesso, però, si è costretti a montare l'antenna in prossimità di un corpo conduttore
 - le antenne a traliccio per radio diffusione in onde medie poggiano sul terreno (che è un buon conduttore)
 - le antenne dei telefoni cellulari sono montate sullo chassis del telefono che è metallico



Antenne a monopolo lineare su ground

- Nei casi in cui l'antenna lineare va montata in prossimità di un piano conduttore, anziché utilizzare un dipolo conviene utilizzare un monopolo
- In pratica si conserva solo il ramo superiore del dipolo
- L'effetto del piano conduttore può essere schematizzato a mezzo di correnti "immagine" dal lato opposto del piano
- Dunque il monopolo su ground è equivalente a un monopolo e alla sua immagine, rimuovendo questa volta il ground
- Si torna, quindi, ad avere una struttura equivalente dipolare

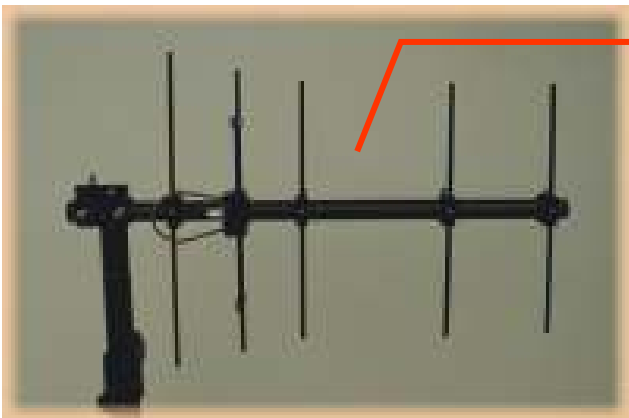


Antenne a monopolo lineare su ground: diagramma di radiazione e impedenza

- Nell'ipotesi di piano di massa su cui è montato il dipolo indefinitamente esteso, l'antenna è equivalente ad un dipolo di lunghezza doppia
- Pertanto il diagramma di radiazione è lo stesso del dipolo equivalente
- La potenza irradiata è metà di quella del dipolo equivalente (la potenza irradiata nel semispazio sottostante il piano è fittizia)
- Per l'osservazione precedente, la resistenza di radiazione è metà di quella del dipolo equivalente $\left(P_{irr} = \frac{I}{2} R_A |I|^2 \right)$
Per esempio, per un monopolo $\lambda/4$ su ground, la resistenza di radiazione è circa pari a 36.5Ω
- Analogamente, a parità di efficienza il guadagno del monopolo è doppio di quello del dipolo equivalente (e.g. per un monopolo $\lambda/4$ su ground $G_{max} = 2 * 1.64 = 3.28$)
- Spesso il piano di massa è limitato (p. es. chassis del telefono cellulare) e quindi il diagramma di radiazione è leggermente distorto
- Nel caso di monopoli montati sul terreno, per limitare le perdite dovute alla bassa conducibilità del terreno, si usa seppellire una raggiera di fili radiali per aumentare l'efficienza

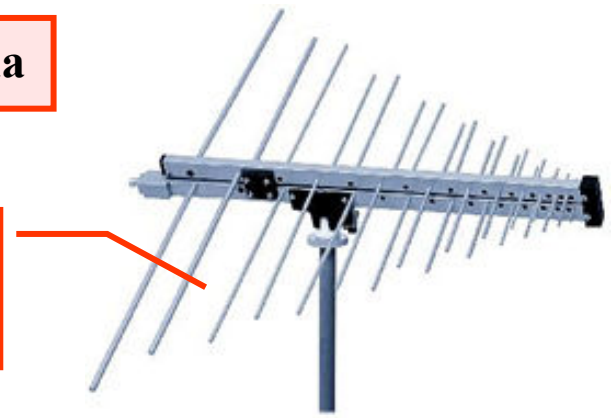
Antenne Yagi-Uda e log-periodiche

- Tutte le antenne lineari finora esaminate sono caratterizzate da una simmetria cilindrica che ne rende il diagramma di radiazione isotropo sul piano equatoriale
- Questa caratteristica le rende comode quando si vuole ricevere un segnale indipendentemente dalla direzione di arrivo (p. es. telefono cellulare), ma rende il loro guadagno molto basso
- In applicazioni in cui si può "puntare" l'antenna verso il trasmettitore (p. es. antenna ricevente TV montata sul tetto) conviene avere antenne direttive sia sul piano orizzontale che su quello verticale
- Due antenne molto utilizzate, con siffatte caratteristiche, sono



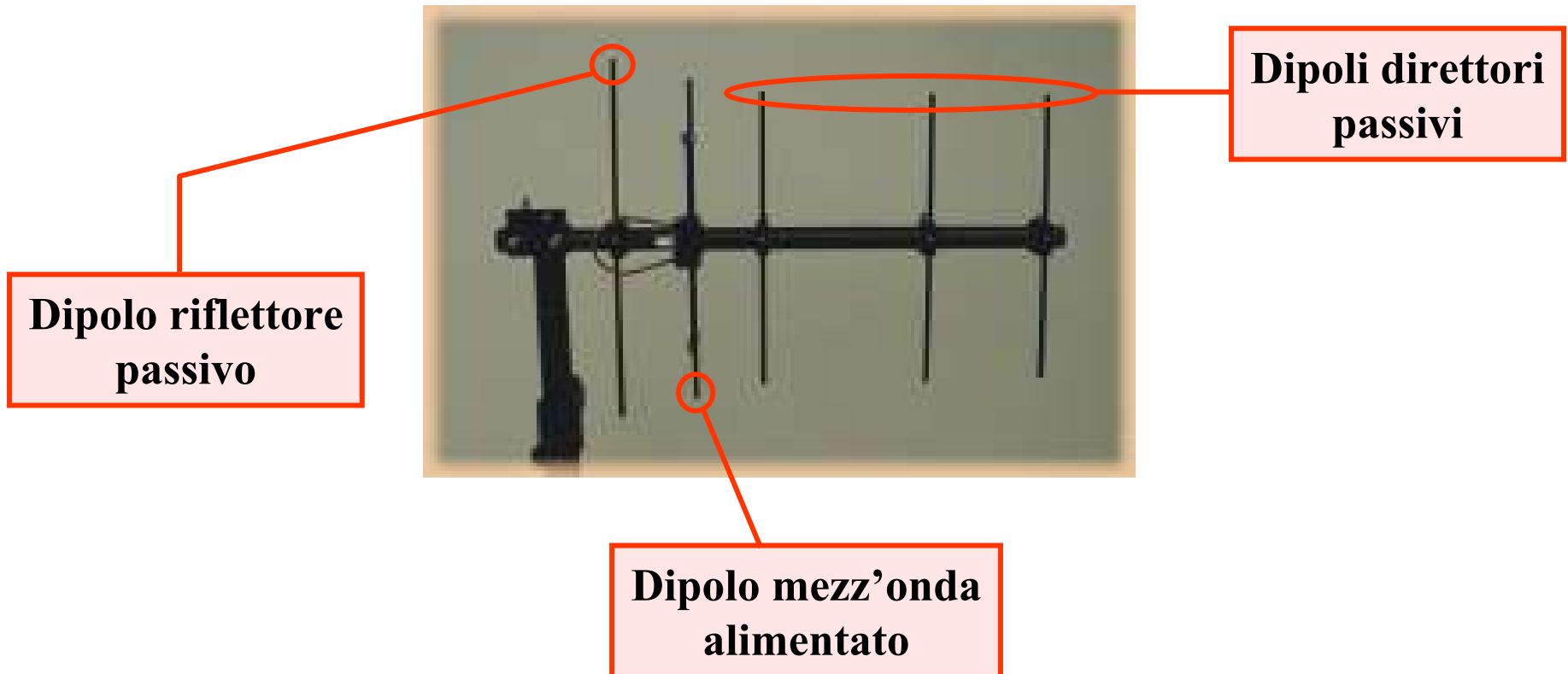
Le antenne Yagi-Uda

**Le antenne
log-periodiche**



Antenne Yagi-Uda: realizzazione

- Le antenne Yagi-Uda sono costituite da un dipolo mezz'onda alimentato, un dipolo passivo leggermente più lungo (riflettore) alle sue spalle, uno o più dipoli passivi più corti (direttori) davanti, tutti equiorientati ed allineati lungo un asse ortogonale ai dipoli

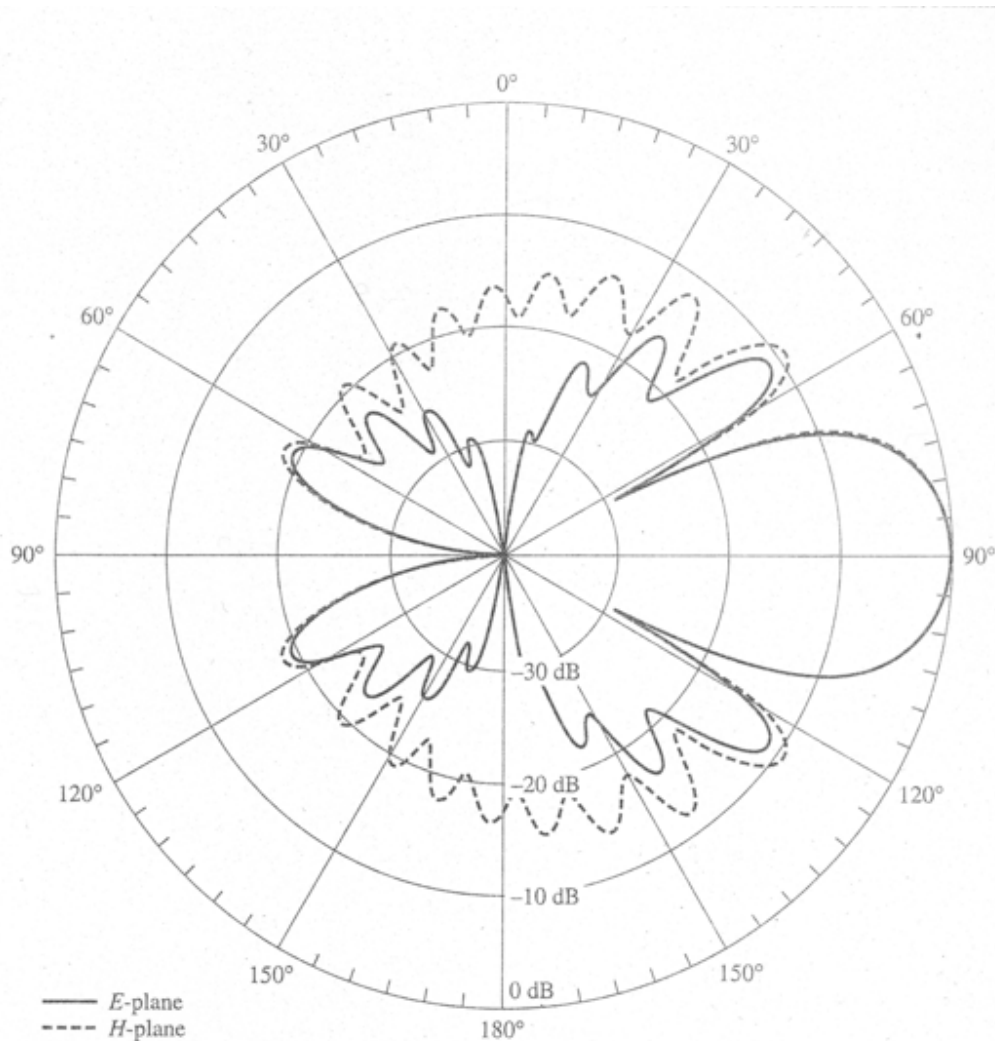


Antenne Yagi-Uda: principio di funzionamento e caratteristiche

Teoria delle antenne a schiera....

- Il campo eccitato dal dipolo alimentato induce correnti sui dipoli passivi
- Queste correnti alterano il diagramma di radiazione rispetto a quello del singolo dipolo
- Progettando opportunamente la lunghezza e la spaziatura dei vari elementi si ottiene un'antenna direttiva, sia sul piano E che sul piano H, con massima radiazione lungo l'asse dell'allineamento
- Il campo è ancora polarizzato linearmente, come per il singolo dipolo
- A causa del forte accoppiamento mutuo, la resistenza di radiazione del dipolo alimentato cala molto rispetto ai 73Ω del dipolo isolato (si ha generalmente $R_R \leq 20 \Omega$)
- Per aumentare l'efficienza si usa dunque in genere un dipolo ripiegato ($\Rightarrow$ resistenza di radiazione maggiore) come elemento attivo
- L'antenna funziona su una banda molto stretta (utilizza dipoli risonanti)
- Utilizzando $8 \div 10$ elementi si ottengono guadagni di circa 14 dBi

Antenne Yagi-Uda: diagramma di radiazione tipico



E- and H-plane amplitude patterns of 15-element Yagi-Uda array.

Il lobo principale ha le stesse caratteristiche di direttività (apertura a -3 dB) sia sul piano verticale che su quello orizzontale

Antenne log-periodiche (logaritmiche): realizzazione

- Le antenne log-periodiche (o logaritmiche) sono costituite da una serie di dipoli, tutti alimentati, equiorientati ed allineati lungo un asse ortogonale ai dipoli
- Il rapporto tra la lunghezza di un elemento e quella del successivo, nonché il rapporto tra la distanza tra due elementi e quella tra i due successivi, sono costanti (l'antenna scala in sé stessa periodicamente)



Antenne log-periodiche: principio di funzionamento e caratteristiche

- Ogni dipolo risuona ad una determinata frequenza
- A tale frequenza quel dipolo si comporta da dipolo alimentato, mentre gli altri sono circa passivi (a causa dell'alta impedenza che limita la corrente in ingresso) e fungono da riflettori e direttori
- Si ha dunque un comportamento simile a quello di una Yagi-Uda, ma questa volta su una banda larghissima (in teoria infinita se l'allineamento non fosse troncato)
- In pratica, il dipolo più lungo determina la frequenza minima di funzionamento, mentre quello più corto determina la frequenza massima di funzionamento
- Il campo è ancora polarizzato linearmente, come per il singolo dipolo
- I diagrammi di radiazione sui piani E ed H sono simili a quelli di un'antenna Yagi-Uda

Antenne a spira

- Le antenne a spira sono realizzate mediante un conduttore di forma circolare
- Generalmente vengono utilizzate spire "piccole", ovvero la cui circonferenza è molto inferiore a λ
- Il più tipico utilizzo delle antenne a spira è come sensori di campo magnetico (dualmente ai dipoli corti, utilizzati come sensori di campo elettrico)



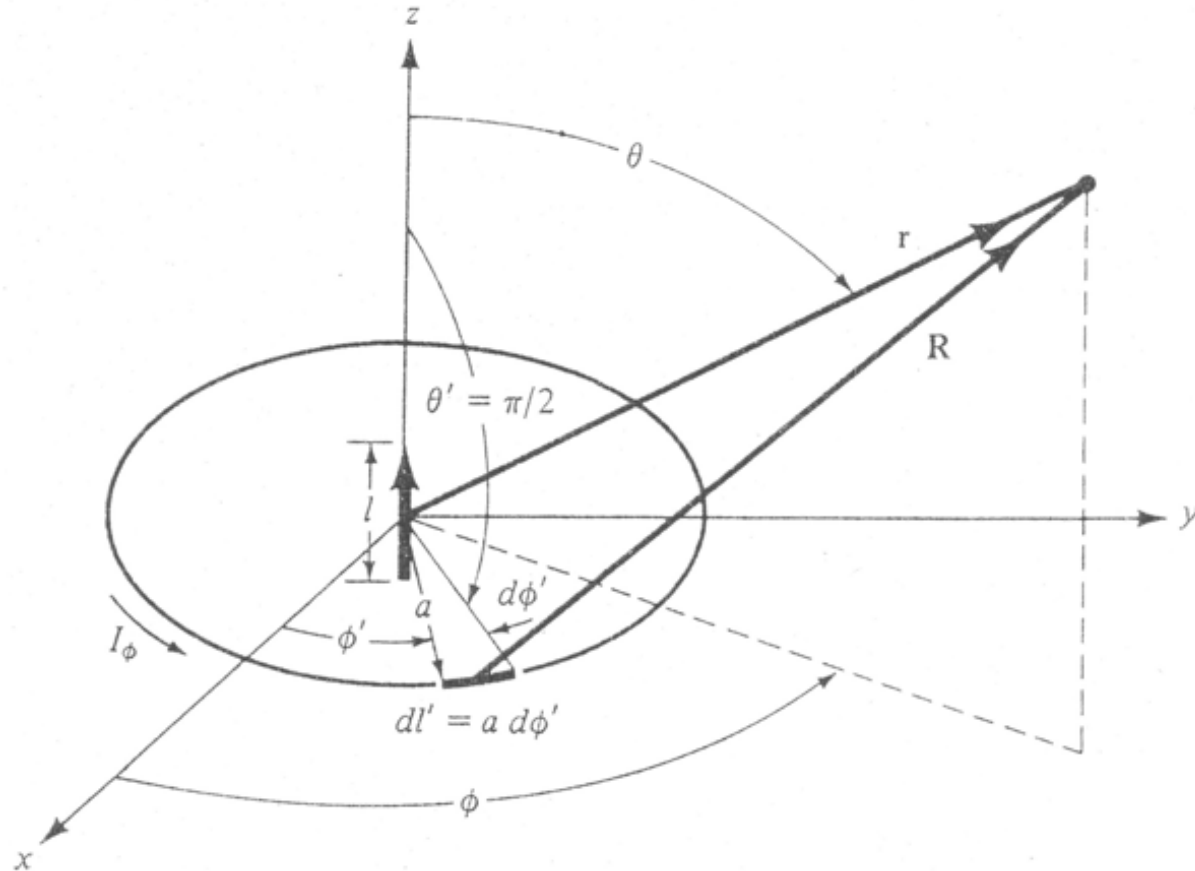
Antenne a spira: dualità con il dipolo hertziano

- Un'antenna a spira "piccola" giacente sul piano orizzontale può essere schematizzata tramite un dipolo di corrente magnetica verticale I_m

- Per il teorema di equivalenza

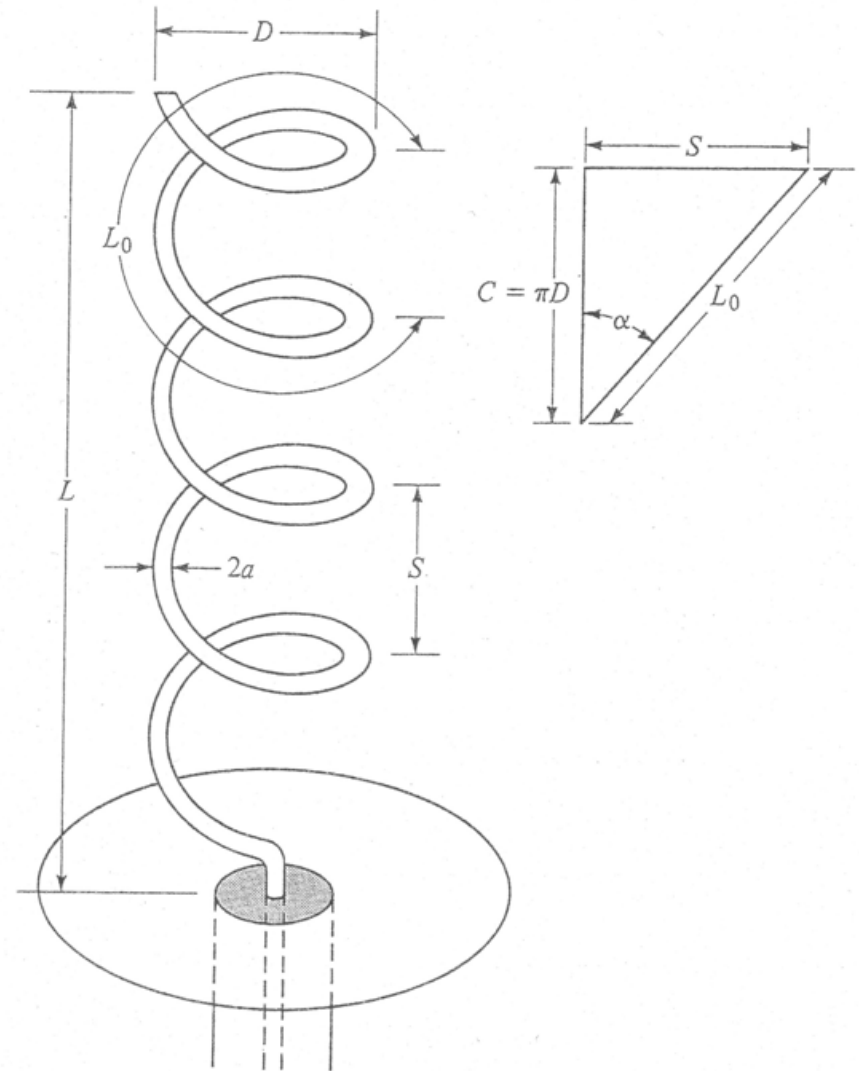
$$I_m \ell = j \omega \mu I S$$

- Il campo a distanza è il duale di quello del dipolo hertziano: campo magnetico tangenziale e campo elettrico circonferenziale



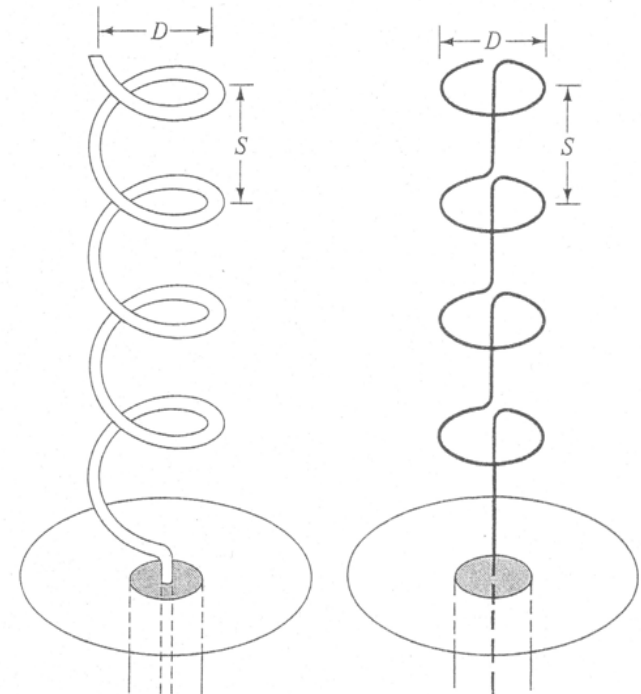
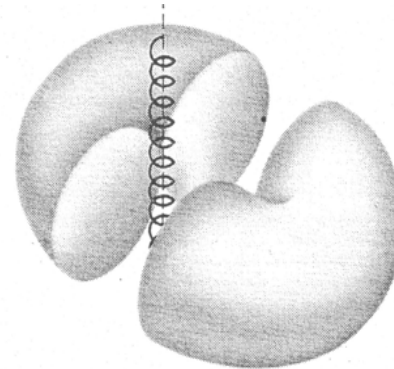
Antenne ad elica

- Le antenne ad elica sono realizzate avvolgendo un conduttore cilindrico di raggio a secondo un'elica di passo S e diametro D
- Normalmente vengono utilizzate nella versione "monopolo" su ground
- Le antenne ad elica sono molto utilizzate, vista la loro compattezza, come antenne esterne per telefoni cellulari
- Grazie alla possibilità di operare in modo normale ed assiale sono ideali per i telefoni cellulari satellitari



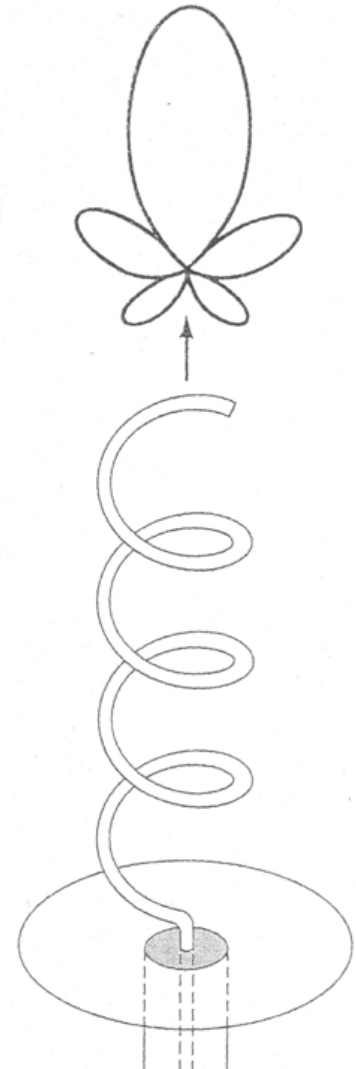
Antenne ad elica: funzionamento in "modo normale"

- Un'antenna ad elica opera in modo normale se la lunghezza complessiva del conduttore è molto inferiore a λ
- In questo modo di funzionamento si ha un massimo di radiazione in direzione normale all'asse ed un minimo lungo l'asse
- Il diagramma di radiazione è molto simile a quello di un dipolo corto
- L'elica in "modo normale" può essere schematizzata come una serie di dipoli elettrici e di spire
- Il campo elettrico irradiato ha dunque sia componente tangenziale che circonferenziale ed è in genere polarizzato ellitticamente



Antenne ad elica: funzionamento in "modo assiale"

- Un'antenna ad elica opera in modo assiale se il diametro dell'elica (D) ed il suo passo (S) sono comparabili con la lunghezza d'onda λ
- In questo modo di funzionamento si ha un massimo di radiazione lungo l'asse dell'antenna con alcuni lobi secondari angolati rispetto all'asse
- Il campo è in genere a polarizzazione ellittica
- È possibile ottenere una polarizzazione circolare, soprattutto nel lobo principale, facendo in modo che la circonferenza dell'elica ($C = \pi D$) sia circa pari a λ ed il passo S sia circa pari a $\lambda/4$



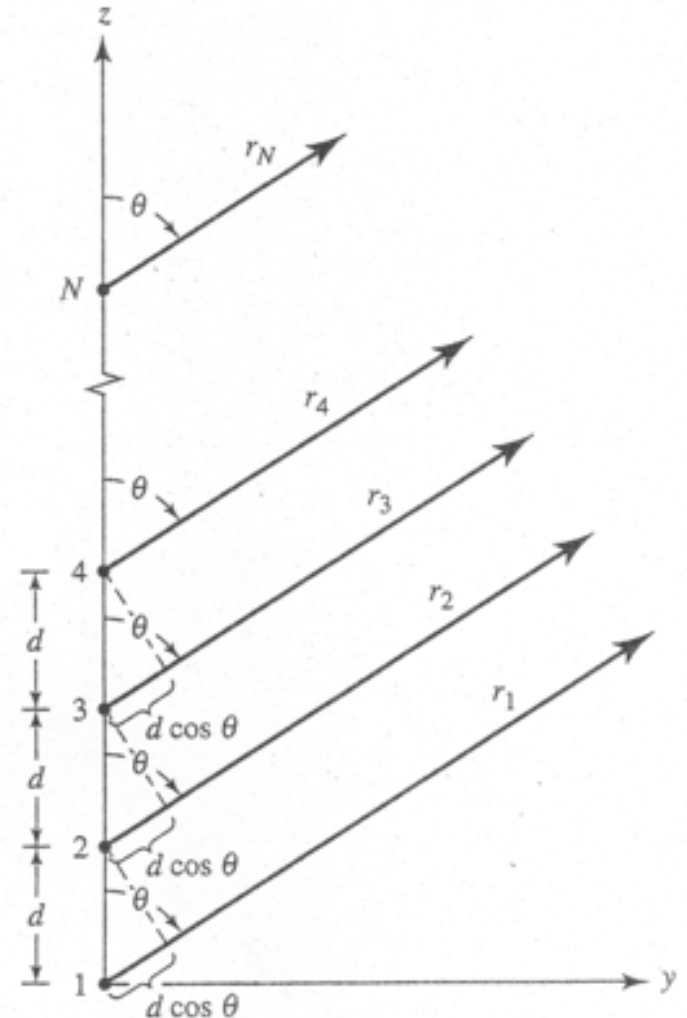
Antenne a spirale logaritmica

- Le antenne a spirale logaritmica sono realizzate avvolgendo due conduttori (i due rami dell'antenna) a spirale intorno ad un cono
- Operano in modo simile alla antenne ad elica in modo assiale: singolo lobo assiale di radiazione nella direzione del vertice del cono
- Si possono progettare in modo tale da produrre un campo a polarizzazione circolare
- Hanno una banda di funzionamento molto ampia (come le log-periodiche)



Allineamenti (cortine) di antenne

- Spesso nei sistemi di comunicazione radio è necessario avere antenne con fascio molto direttivo
- Lo studio delle antenne lineari ha mostrato come "allungando" l'antenna la direttività aumenti
- Per realizzare un'antenna equivalente molto estesa è comodo allineare N radiatori elementari (p. es. dipoli mezz'onda) lungo una curva (p. es. un asse o una circonferenza) con passo d
- La struttura così realizzata viene detta **allineamento**



Allineamenti lineari di antenne: fattore di allineamento

- Gli allineamenti si studiano ipotizzando che i singoli radiatori siano "poco" influenzati dalla presenza degli altri e continuino quindi a comportarsi come se fossero isolati
- Il campo irradiato si caratterizza, come al solito, nella regione di campo lontano (si noti che r_F va calcolata considerando l'intera estensione dell'array e non il singolo elemento, ovvero $D \cong (N - 1) d$)
- Ipotizzando che l'allineamento sia lungo un asse con passo d (allineamento lineare) e che per il generico radiatore dell'allineamento la corrente di alimentazione sia data da: $I_i = |I_i| e^{j\alpha_i}$
- Detto $|\underline{N}_\perp(\theta, \varphi)|$ il diagramma di radiazione in campo del singolo radiatore si ottiene che il diagramma di radiazione dell'allineamento diventa

$$|\underline{N}_\perp(\theta, \varphi)| |F(\psi)| \quad \text{con} \quad F(\psi) = \sum_{i=1}^N |I_i| e^{j(\alpha_i + k i d \cos \psi)}$$

- $F(\psi)$, dove ψ è l'angolo fra la direzione di osservazione e l'asse dell'allineamento, è detto **fattore di allineamento** (array factor)

Fattore di allineamento per un allineamento lineare uniforme

- Il più semplice allineamento lineare è quello lineare uniforme
- In tale allineamento tutti gli elementi sono alimentati con corrente di pari modulo (I_0) e con un eventuale sfasamento tra un elemento e il successivo proporzionale a d : $I_i = I_0 e^{-j(i\alpha d)}$

- In tal caso il fattore di allineamento assume la seguente forma

$$F(\psi) = I_0 \sum_{i=1}^N e^{j(k \cos \psi - \alpha) i d} \Rightarrow |F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[N(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right|$$

- Si ha un lobo principale e una serie di lobi secondari
- La direzione di puntamento del fascio $\psi_{\max}$ può essere variata scegliendo opportunamente lo sfasamento di alimentazione (αd)

$$\alpha = k \cos \psi_{\max} \Rightarrow \alpha d = k d \cos \psi_{\max}$$

- La larghezza del fascio è inversamente proporzionale all'estensione dell'allineamento
- Il fascio si può stringere aumentando N oppure d . Se si aumenta d eccessivamente, però, compaiono nuovi lobi principali (**grating lobes**)

"Grating lobes"

- In un allineamento lineare uniforme si è trovato:

$$|F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[N(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right|$$

per cui la direzione di massimo del diagramma di radiazione risulta dalla relazione:

$$\delta = \alpha d = k d \cos \psi_{\max}$$

con δ sfasamento fra elementi adiacenti dell'allineamento.

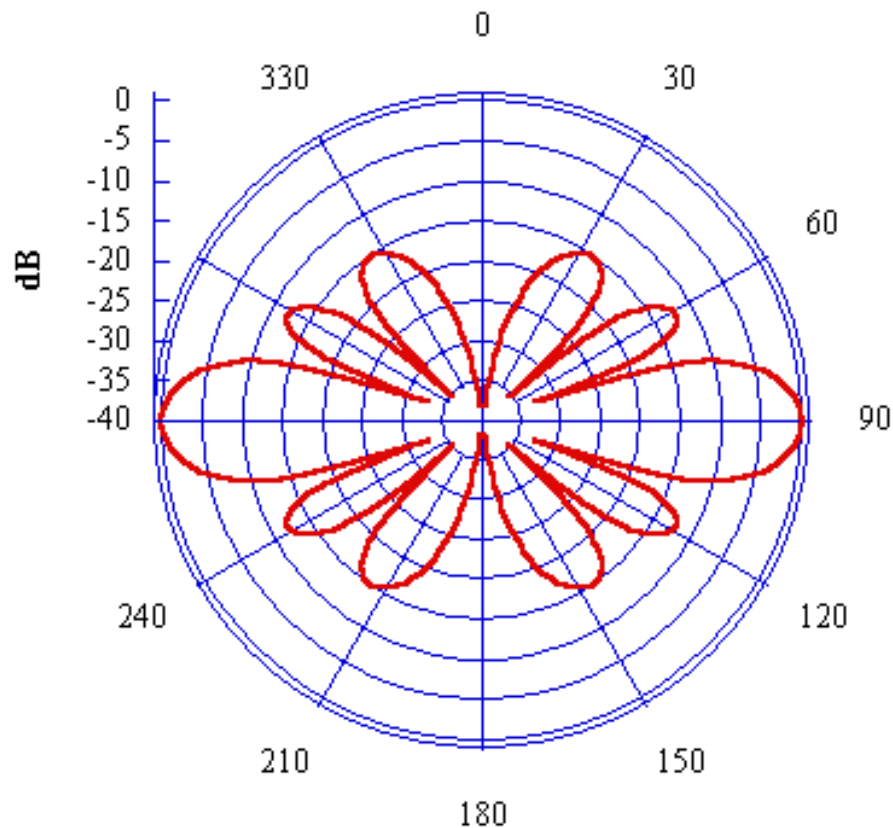
Più in generale, le possibili direzioni di massimo corrispondono ai valori di ψ per i quali:

$$k d \cos \psi_{\max} - \delta = 2m\pi \quad \Rightarrow \quad \cos \psi_{\max} = \left(\frac{\delta}{2\pi} + m \right) \frac{\lambda}{d}$$

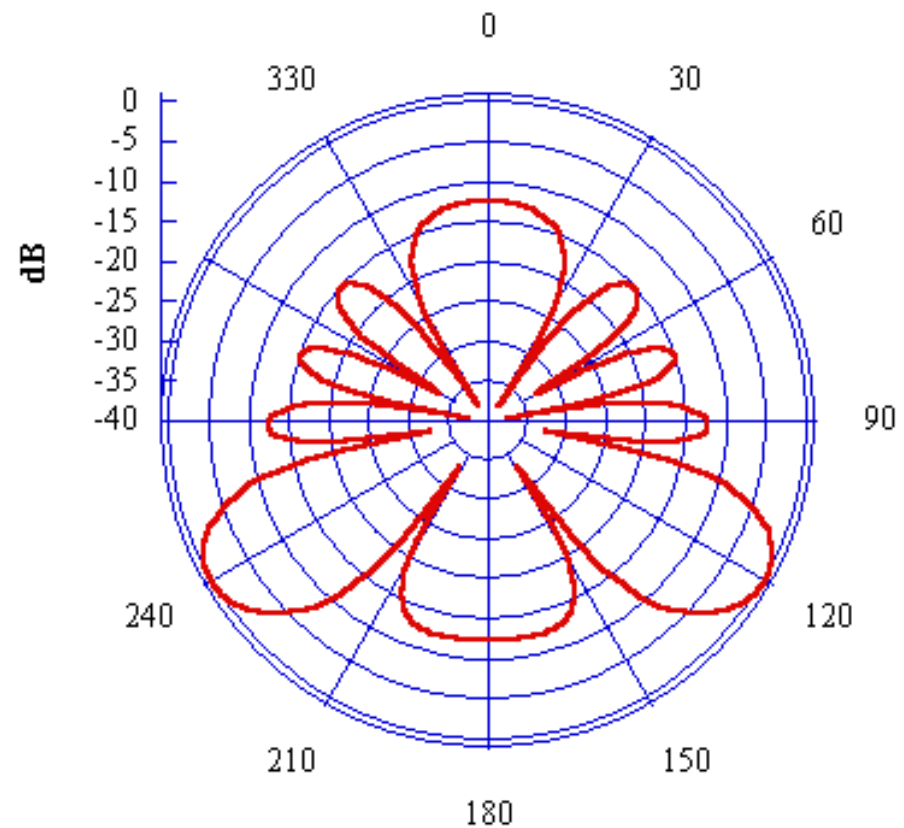
La soluzione per $m=0$ (riportata prima) è l'unica possibile soluzione se per $m=\pm 1$ il secondo membro risulta maggiore di 1. Altrimenti compaiono altri lobi principali che prendono il nome di *grating lobes*.

Allineamenti lineari uniformi: angolazione del fascio principale

$$N = 6 \quad d = \lambda/2 \\ \alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$

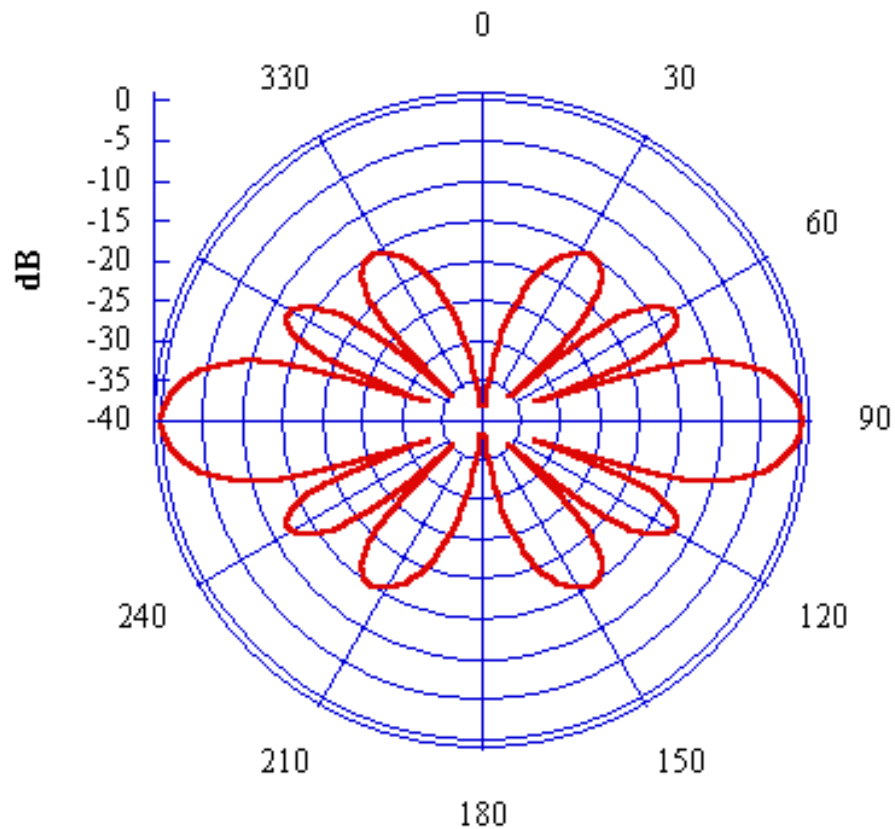


$$N = 6 \quad d = \lambda/2 \\ \alpha d = 90^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 120^\circ$$

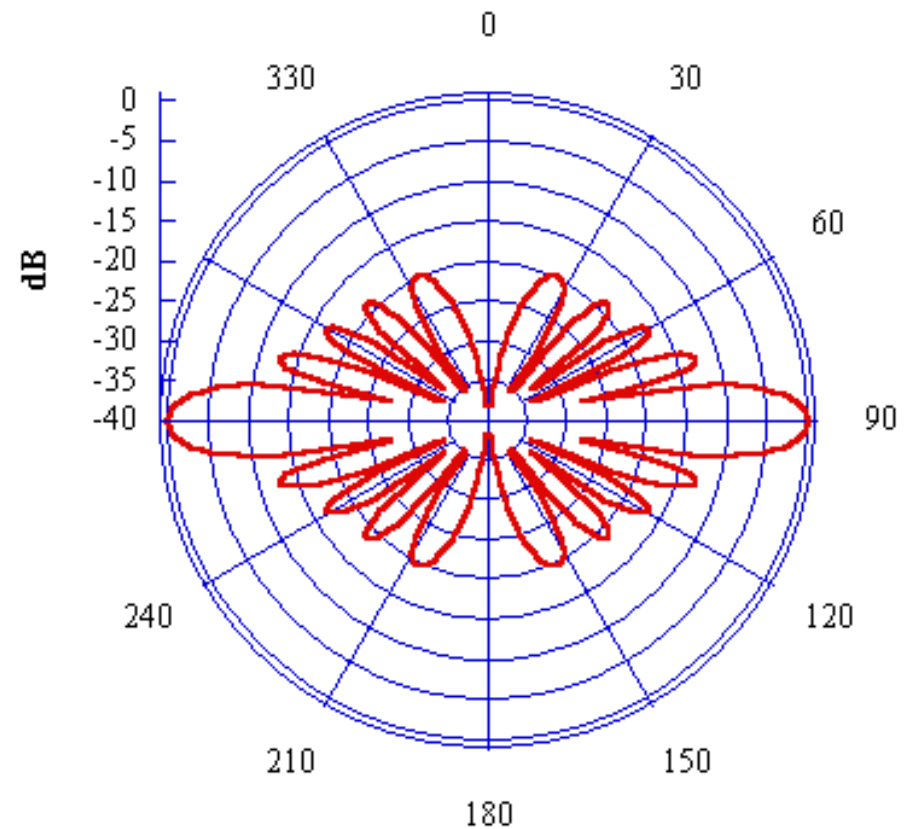


Allineamenti lineari uniformi: restringimento del fascio principale

$$N = 6 \quad d = \lambda/2 \\ \alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$

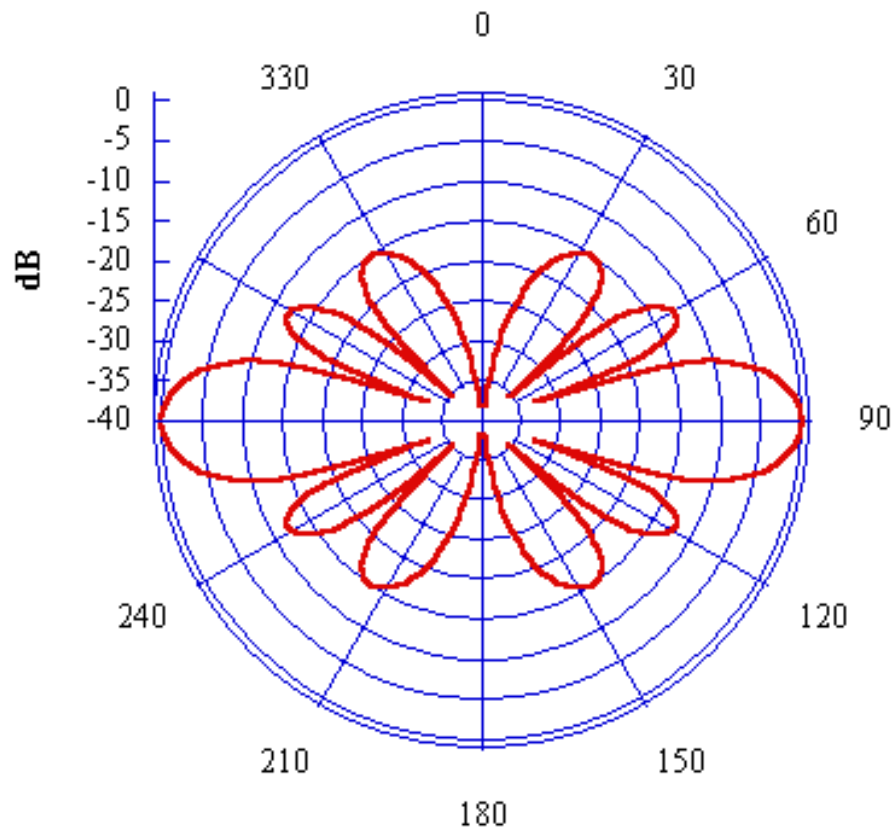


$$N = 10 \quad d = \lambda/2 \\ \alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$

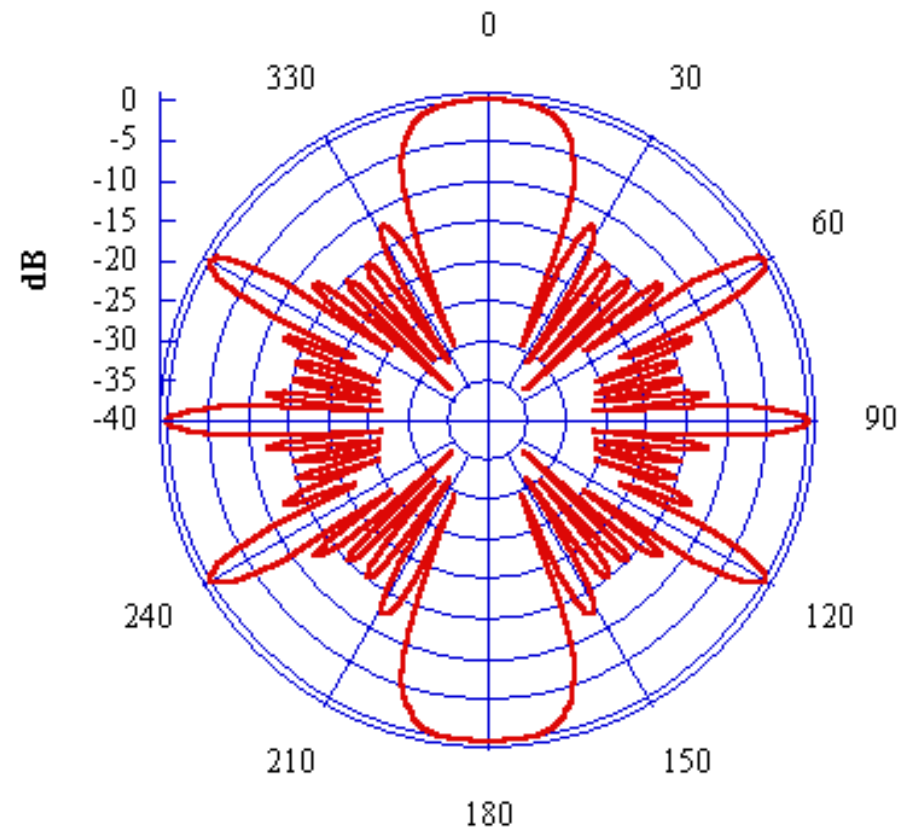


Allineamenti lineari uniformi: lobi di grating

$$N = 6 \quad d = \lambda/2$$
$$\alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$



$$N = 6 \quad d = 2\lambda$$
$$\alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$



Allineamenti broadside e endfire

- Gli **allineamenti broadside** sono allineamenti realizzati per avere la massima intensità di radiazione sul piano ortogonale all'asse di allineamento
- Per avere funzionamento broadside occorre $\psi_{\max} = 90^\circ \Rightarrow \alpha d = 0$
- Gli elementi vanno dunque alimentati tutti in fase
- Per non avere lobi di grating occorre scegliere $d < \lambda$

La direzione di massimo è ortogonale all'asse dell'allineamento perché a grande distanza i percorsi sono uguali e le alimentazioni in fase

- Gli **allineamenti endfire** sono allineamenti realizzati per avere la massima intensità di radiazione nella direzione dell'asse di allineamento
- Per avere funzionamento endfire occorre $\psi_{\max} = 0^\circ \Rightarrow \alpha d = k d = \frac{2\pi}{\lambda} d$
- Per non avere lobi di grating occorre scegliere $d < \lambda/2$
- Passando da broadside a endfire il lobo principale tende ad allargarsi un po'

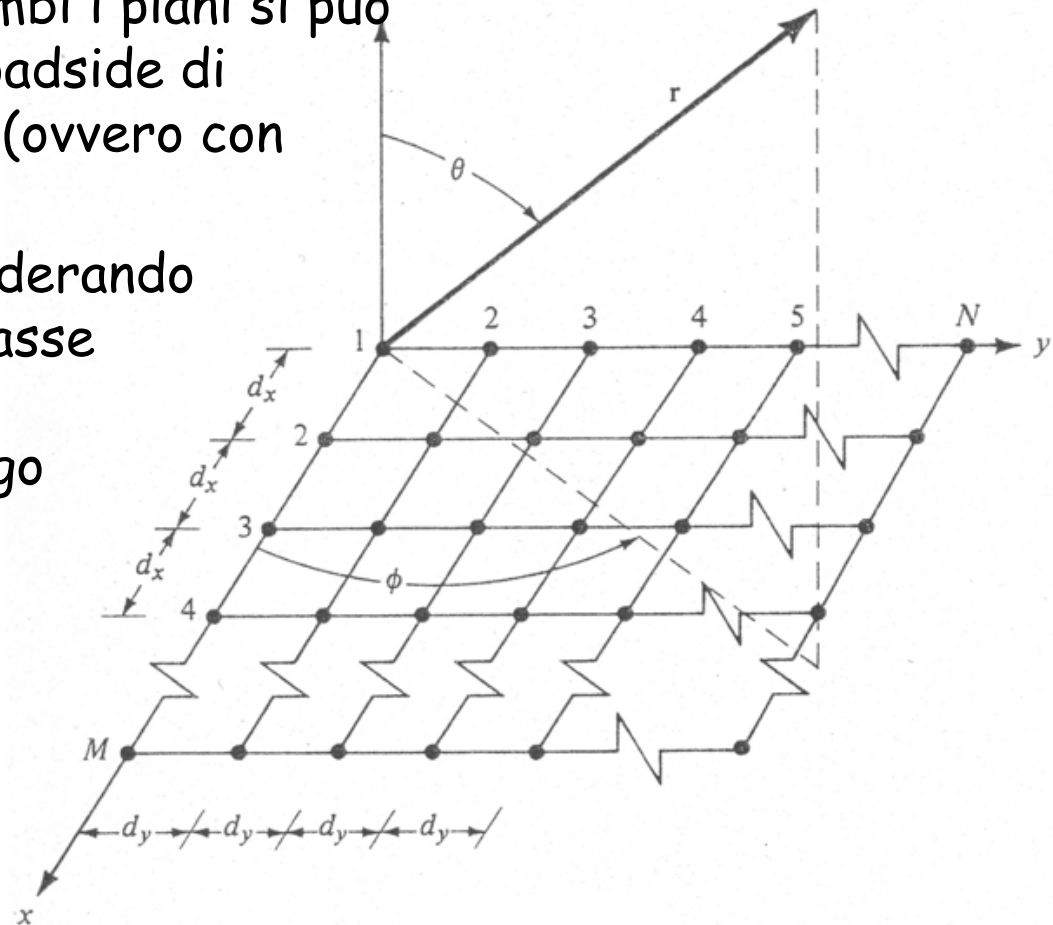
La direzione di massimo è lungo l'asse dell'allineamento perché lo sfasamento di alimentazione compensa perfettamente i diversi percorsi lungo la direzione dell'asse

Allineamenti lineari non uniformi

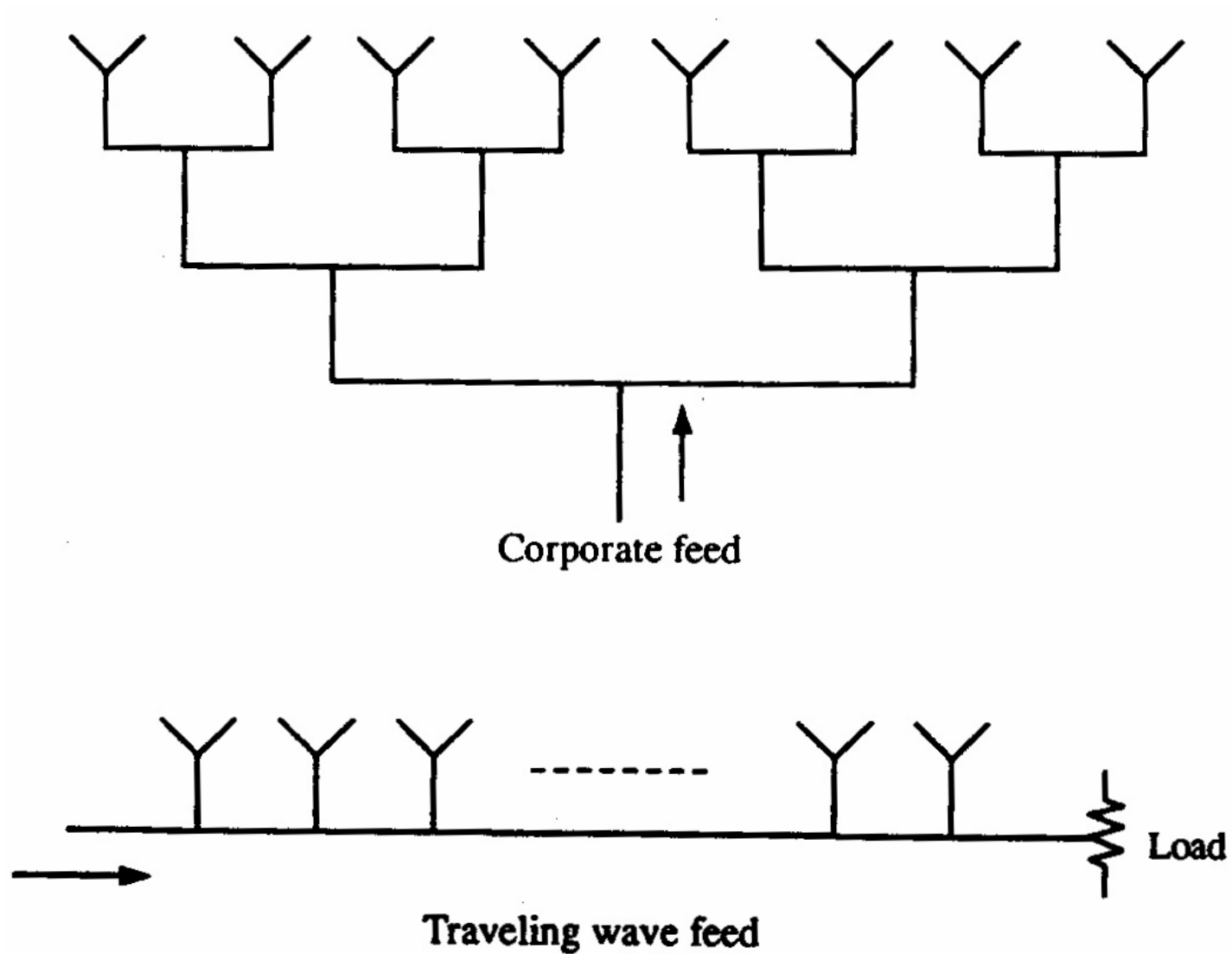
- Utilizzando allineamenti lineari uniformi la forma del fattore di allineamento è fissata
- Questo implica che, una volta fissato il numero di elementi, l'ampiezza dei lobi secondari rispetto a quello principale è fissata
- Spesso è importante poter controllare ed, in particolare, ridurre l'ampiezza dei lobi laterali
- È possibile ottenere questa riduzione variando, di elemento in elemento, non solo la fase ma anche l'ampiezza della corrente di eccitazione
- In particolare, si ottiene una riduzione dei lobi laterali utilizzando un profilo di alimentazione "rastremato" verso gli elementi più esterni (man mano che ci si allontana dal centro dell'allineamento si utilizzano correnti di alimentazione più basse)
- La riduzione dei lobi secondari si ottiene sempre alle spese di un allargamento nell'ampiezza del lobo principale ($\Rightarrow$ riduzione nella direttività dell'allineamento)

Allineamenti planari (bidimensionali) di antenne

- Realizzando un allineamento broadside lungo un asse si ottiene un'antenna direttiva sui piani passanti per l'asse, ma non sul piano equatoriale
- Se serve direttività su entrambi i piani si può utilizzare un allineamento broadside di radiatori disposti su un piano (ovvero con due assi di allineamento)
- Tale struttura si studia considerando prima l'allineamento lungo un asse (che dà un nuovo radiatore "elementare") e poi quello lungo l'altro
- Vale in pratica la regola del prodotto dei due fattori di allineamento

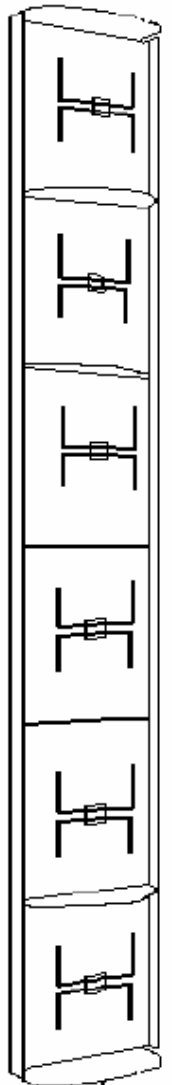


Alimentazioni array



Antenne a pannello per stazioni radio base

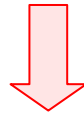
- Le antenne a pannello che si utilizzano nelle stazioni radio base sono generalmente realizzate per mezzo di allineamenti verticali di dipoli con un riflettore metallico alle spalle
- I dipoli possono essere verticali (per avere polarizzazione verticale) o disposti ad x (per avere polarizzazione duale $\pm 45^\circ$ e sfruttare la diversità di polarizzazione in ricezione)
- Il riflettore metallico serve a "sopprimere" la radiazione alle spalle dell'antenna (tali antenne devono coprire un settore di 120° posto di fronte ad esse)
- Sono presenti anche flange metalliche ai due lati e tra i dipoli
 - Le flange laterali limitano l'apertura del lobo sul piano orizzontale
 - Le flange tra i dipoli servono a disaccoppiare i dipoli
- Le aperture a -3 dB tipiche sul piano orizzontale sono 90° (ottimale per aree aperte) e 65° (ottimale per ambiente urbano)
- I guadagni tipici oscillano fra 14 e 20 dBi
- Alcuni modelli hanno un "tilting" (inclinazione) elettrico del fascio



Studio antenna con riflettore

- Un dipolo con un riflettore metallico infinitamente esteso distante $\lambda/4$ si può studiare sostituendo al riflettore (**teoria delle immagini**) un dipolo distante dal primo $\lambda/2$ ed alimentato in opposizione di fase.
- Essendo $d = \lambda/2$ e le eccitazioni sfasate di π , dalla teoria degli allineamenti si ha:

$$\delta = \alpha d = k d \cos \psi_{\max}$$



$$\psi_{\max} = \arccos\left(\frac{\delta}{kd}\right) = \arccos\left(\frac{2\pi\lambda}{2\pi\lambda}\right) = 0^\circ$$

Essi cioè costituiscono una schiera *end-fire*

Per il fattore di allineamento si ha:

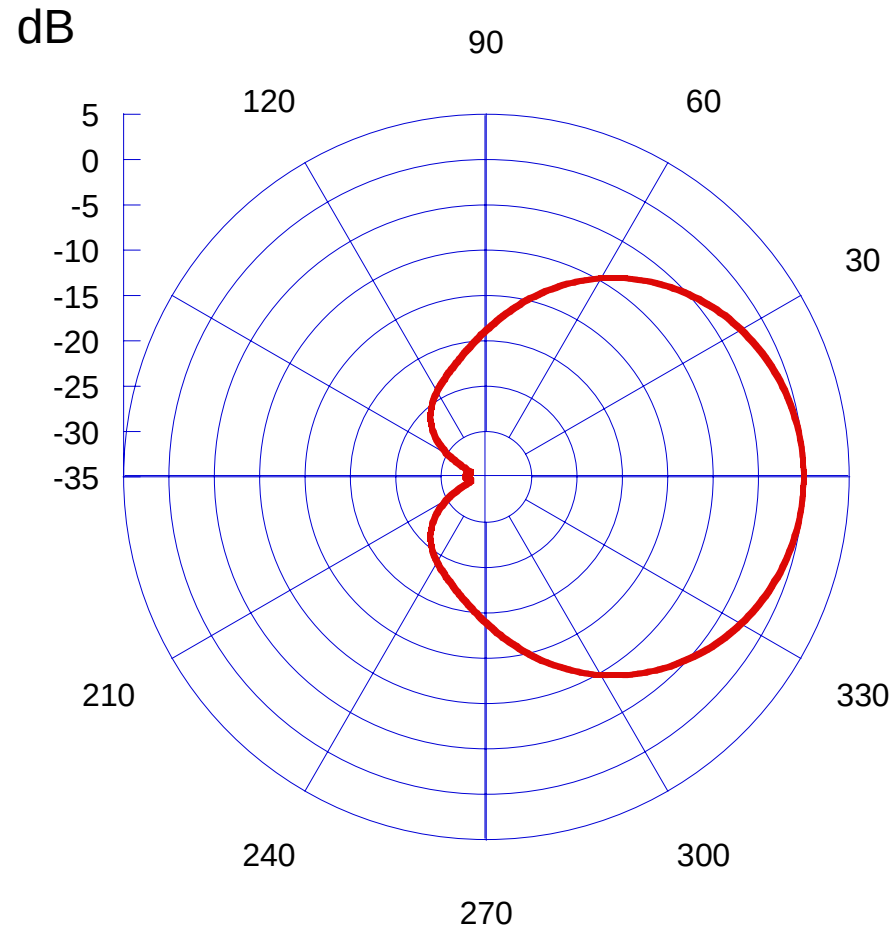
1 dipolo: $|F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right| = I_0$

2 dipoli: $|F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[2(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right| = 2I_0$

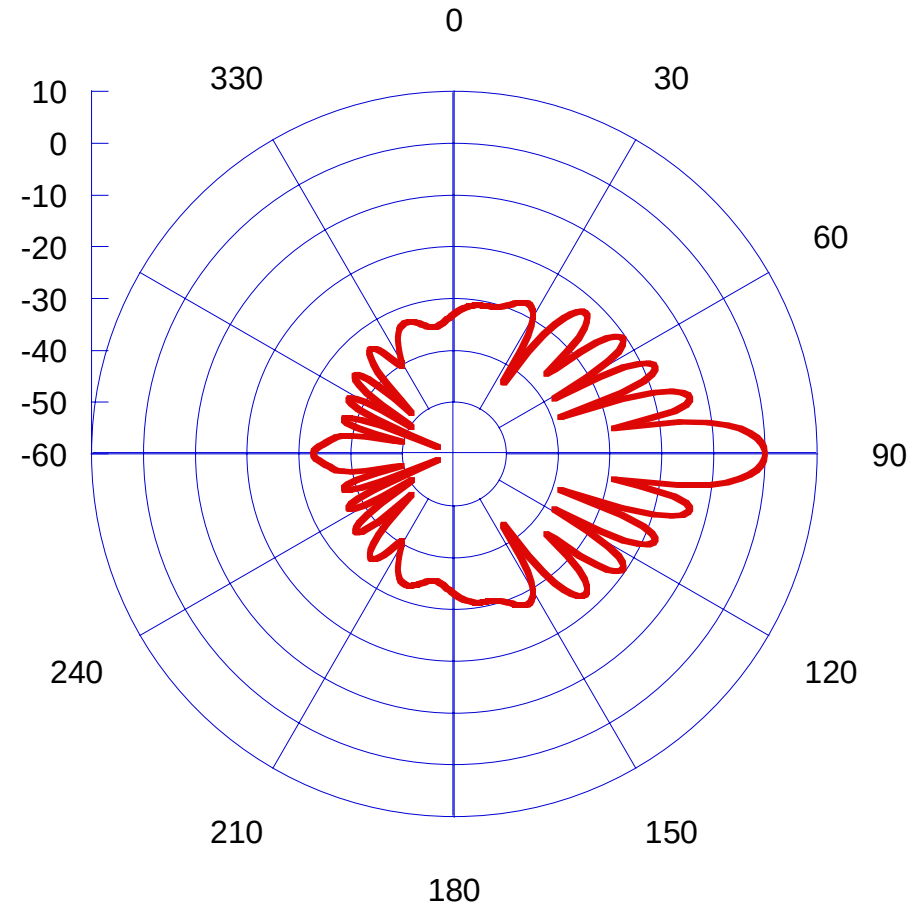
E' cioè il doppio di quella che si ha senza riflettore

Antenne a pannello per stazioni radio base: diagramma di radiazione tipico

Piano orizzontale



Piano verticale



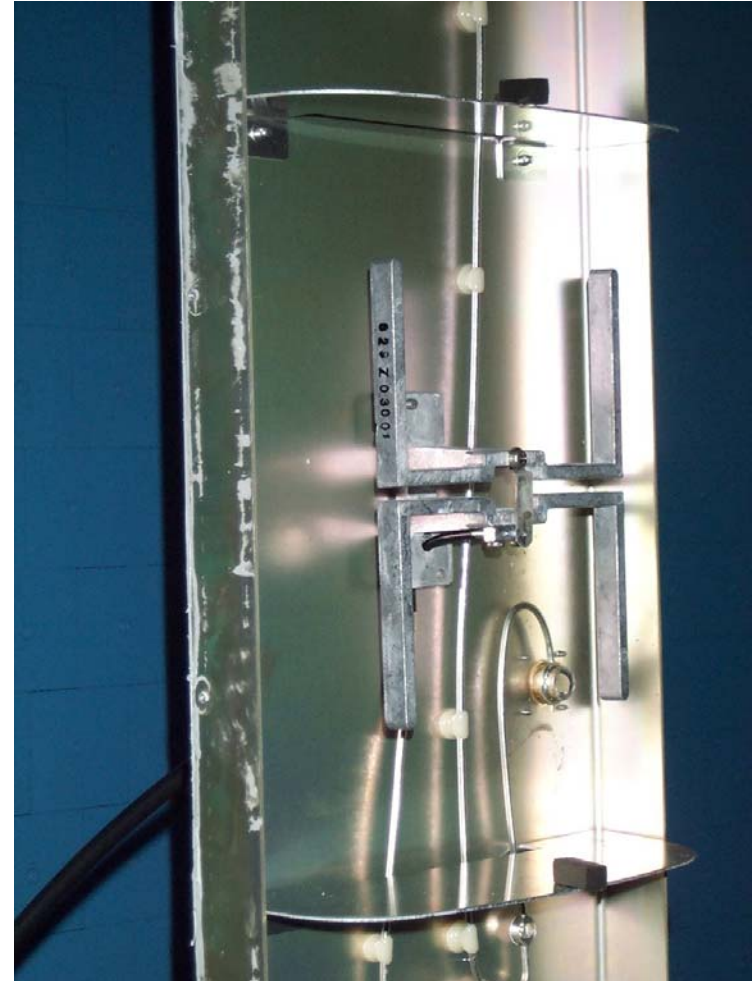
Esempi di antenne a pannello per stazioni radio base (1/2)

Polarizzazione verticale – Apertura a -3 dB orizzontale di 90°



Esempi di antenne a pannello per stazioni radio base (2/2)

Polarizzazione verticale – Apertura a -3 dB orizzontale di 65°

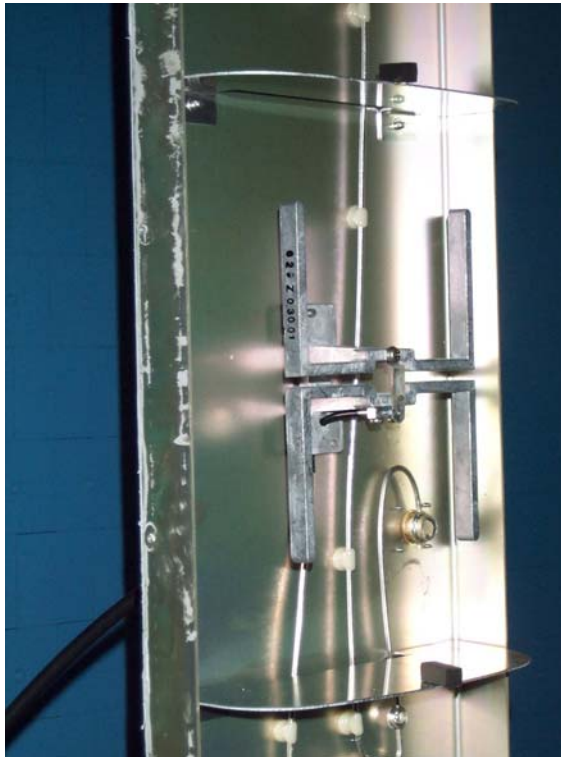


Esempi di singoli sottoelementi di antenne a pannello per stazioni radio base

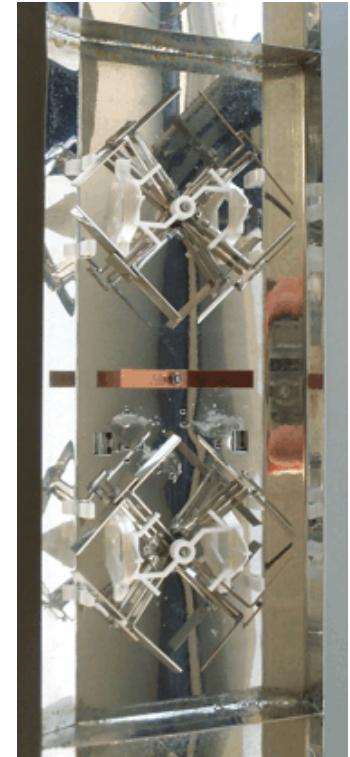
Polarizzazione
verticale
Apertura orizzontale
di 90°



Polarizzazione
verticale
Apertura orizzontale
di 65°

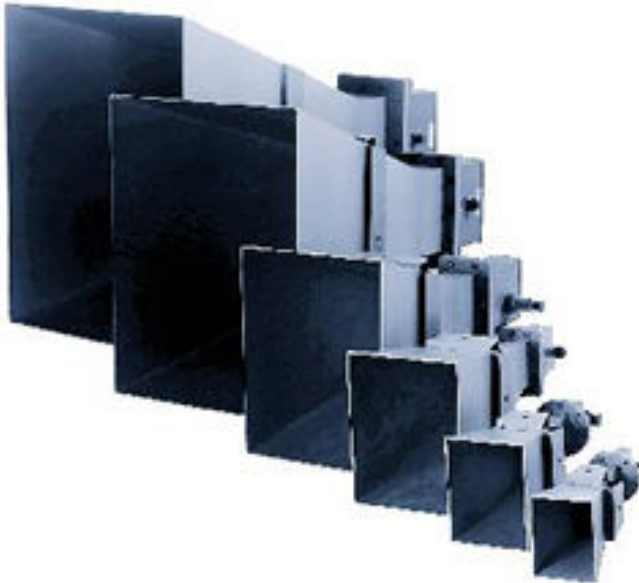


Doppia
polarizzazione $\pm 45^\circ$
Apertura orizzontale
di 65°



Antenne ad apertura: trombe

- Le antenne ad apertura sono realizzate praticando delle aperture (fori), da cui viene irradiato il campo, in una parete metallica
- Le più comuni sono quelle realizzate lasciando aperta la terminazione rastremata di una guida rettangolare (trombe piramidali) o circolare (trombe coniche)
- Sono utilizzate come antenne di riferimento o come illuminatori (feeders) di antenne a riflettore



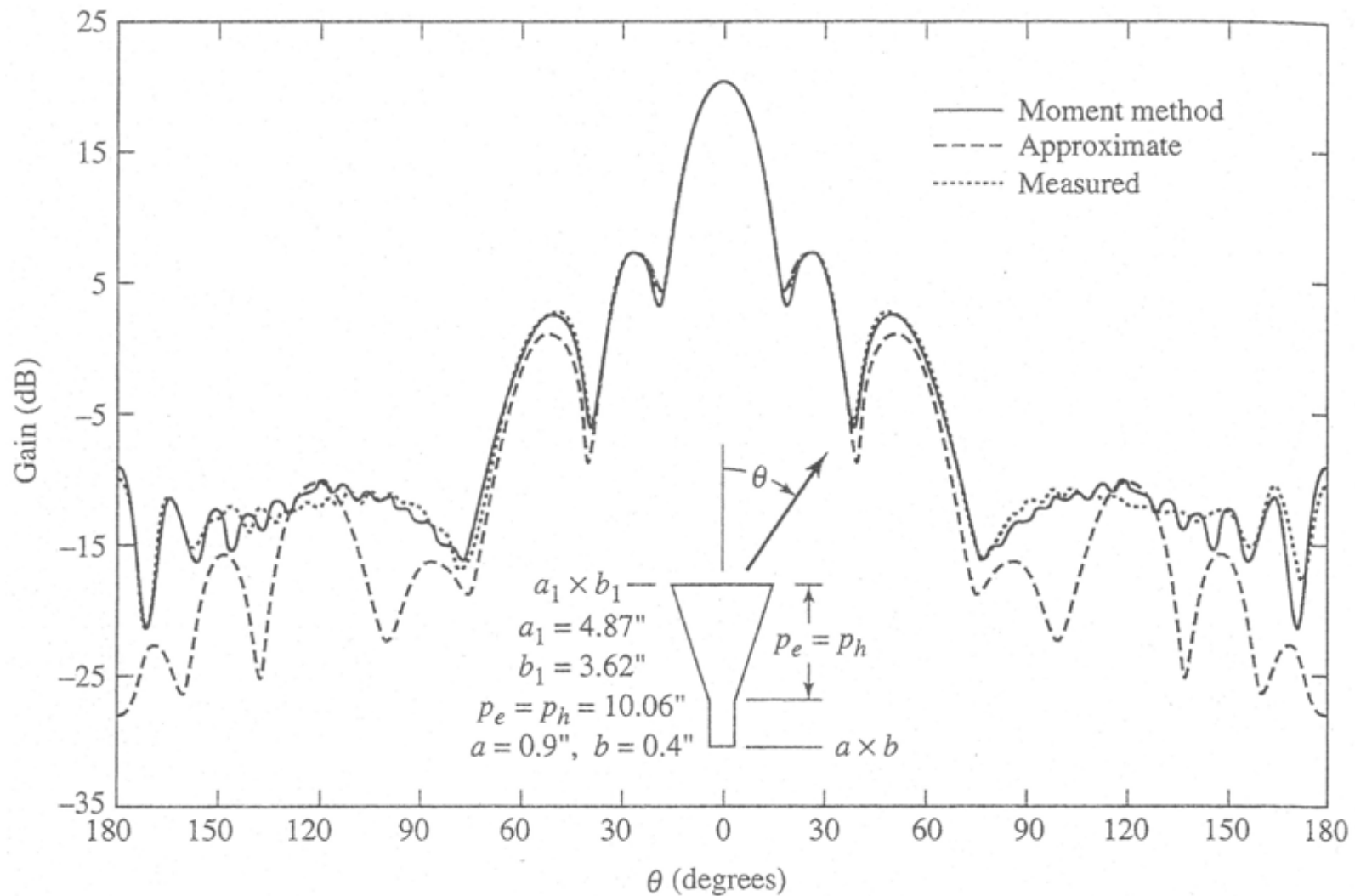
Antenne ad apertura: principio di funzionamento

- Le antenne finora esaminate basano il loro funzionamento sul campo irradiato da un determinata distribuzione di correnti a radiofrequenza indotte su strutture metalliche
- Le antenne ad apertura, invece, sfruttano il fatto che se si pratica un foro sulla parete metallica di una struttura che confina il campo al suo interno (guida d'onda), ovvero se ne lascia aperta una terminazione, il campo elettromagnetico tende a fuoriuscire dall'apertura dando luogo ad un fenomeno di radiazione
- Le antenne ad apertura si studiano utilizzando il principio di equivalenza: i campi tangenziali in corrispondenza dell'apertura vengono sostituiti mediante correnti elettriche e magnetiche superficiali equivalenti
- Applicando le formule di radiazione alle due correnti (in realtà è possibile ricondurre tutto ad un solo tipo di correnti) si può risalire ai potenziali vettori e quindi al campo elettromagnetico irradiato

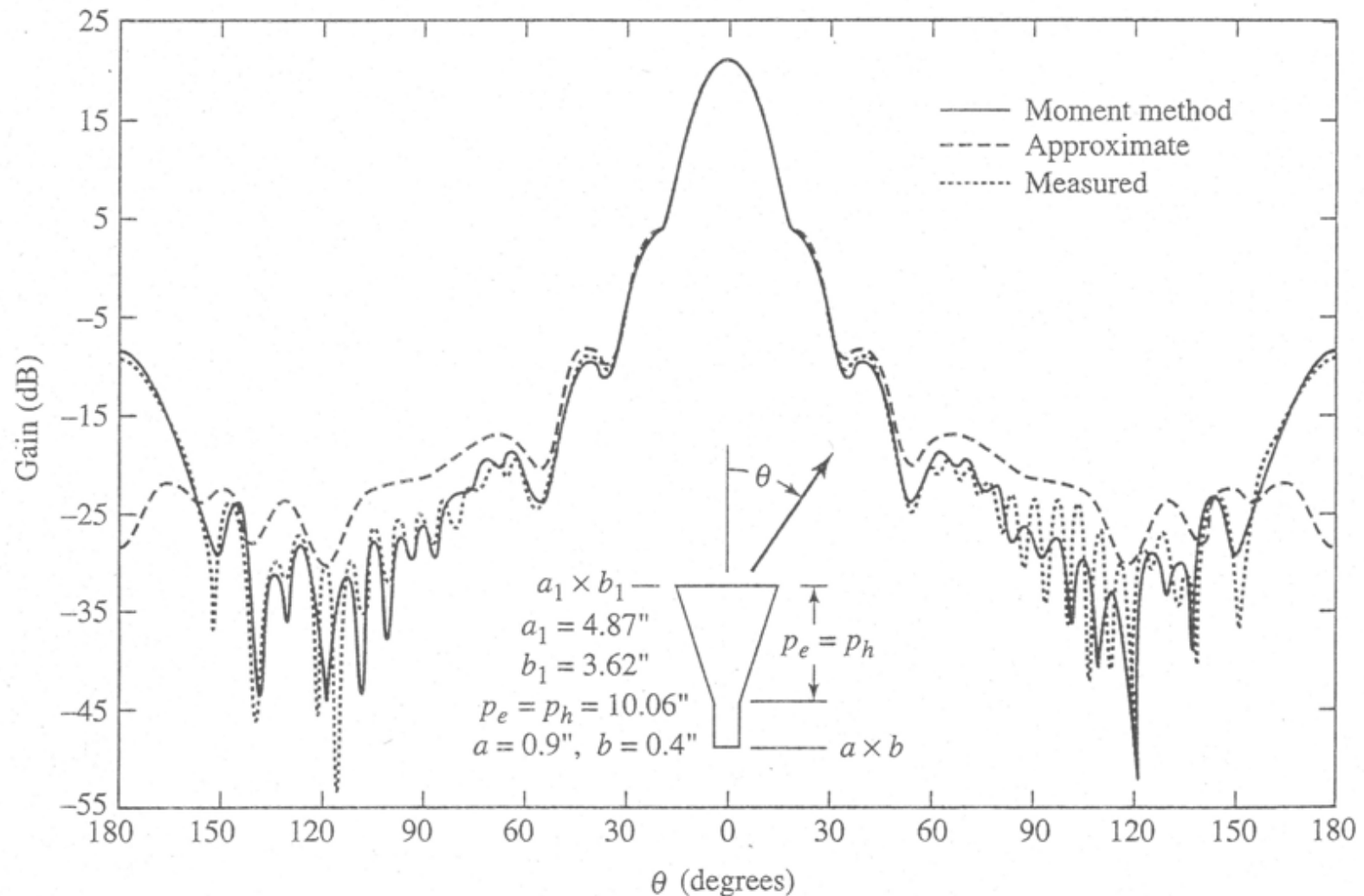
Antenne a tromba: caratteristiche principali

- Il diagramma di radiazione presenta un lobo principale lungo l'asse della guida ed una serie di lobi laterali di ampiezza decrescente man mano che ci si allontana dall'asse
- Per avere buona direttività occorre che l'apertura sia grande rispetto alla lunghezza d'onda (motivo per cui l'apertura viene allargata tramite la rastremazione della guida)
- L'apertura a -3 dB del fascio principale sul piano orizzontale è inversamente proporzionale alla "larghezza" della tromba
- L'apertura a -3 dB del fascio principale sul piano verticale è inversamente proporzionale alla "altezza" della tromba
- Se il campo sull'apertura fosse uniforme l'area efficace sarebbe esattamente pari all'area dell'apertura
- La reale configurazione di campo sull'apertura, che non è uniforme, determina una diminuzione dell'area efficace (e quindi del guadagno), ma anche una parallela riduzione dell'ampiezza dei lobi laterali

Antenna a tromba piramidale: guadagno sul piano verticale

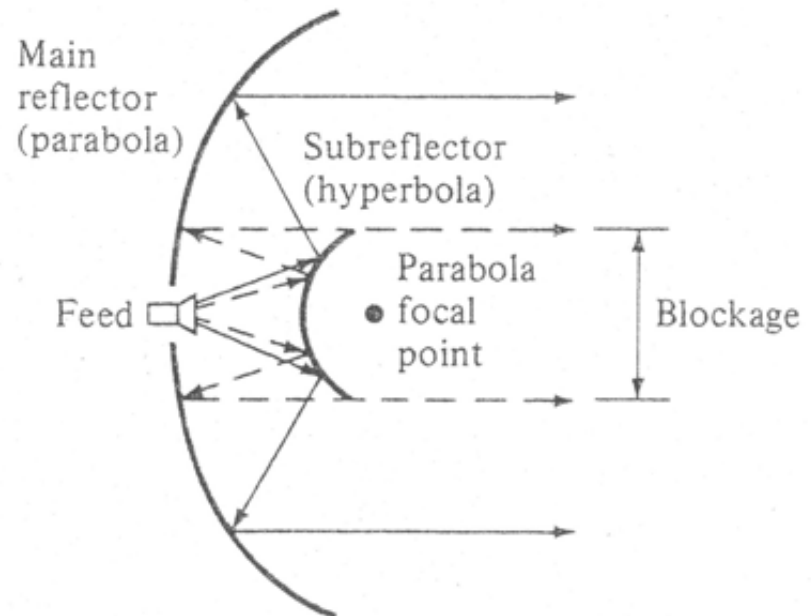
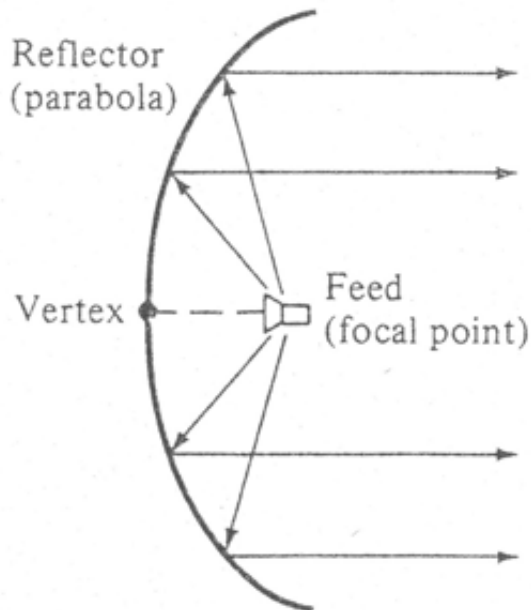


Antenna a tromba piramidale: guadagno sul piano orizzontale



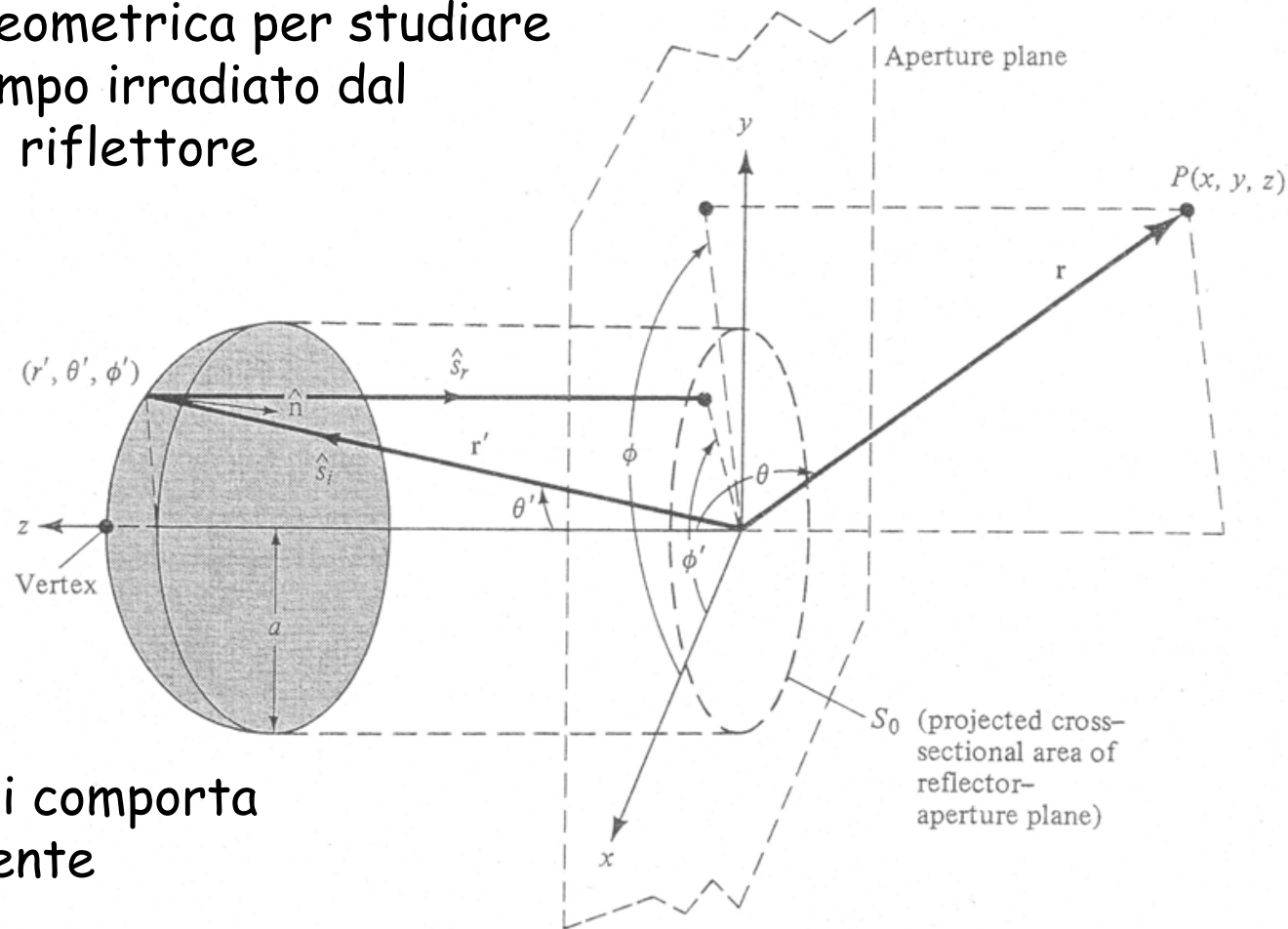
Antenne a riflettore

- Le antenne a riflettore utilizzano le proprietà riflettenti di superfici conduttrici di apposita forma per indirizzare il campo irradiato da un illuminatore (feeder) in opportune direzioni
- Le più utilizzate sono le antenne a riflettore parabolico che utilizzano la proprietà di "collimazione" del fascio offerta da una superficie parabolica quando illuminata dal suo fuoco



Antenne a riflettore parabolico: equivalenza con un'antenna ad apertura

- Le antenne a riflettore parabolico possono essere studiate in modo simile a quelle ad apertura
- Si utilizza l'ottica geometrica per studiare la riflessione del campo irradiato dal feeder ad opera del riflettore
- Si "tronca" quindi il campo riflesso in corrispondenza della superficie corrispondente alla proiezione del riflettore su un piano normale all'asse
- Questa superficie si comporta da apertura equivalente

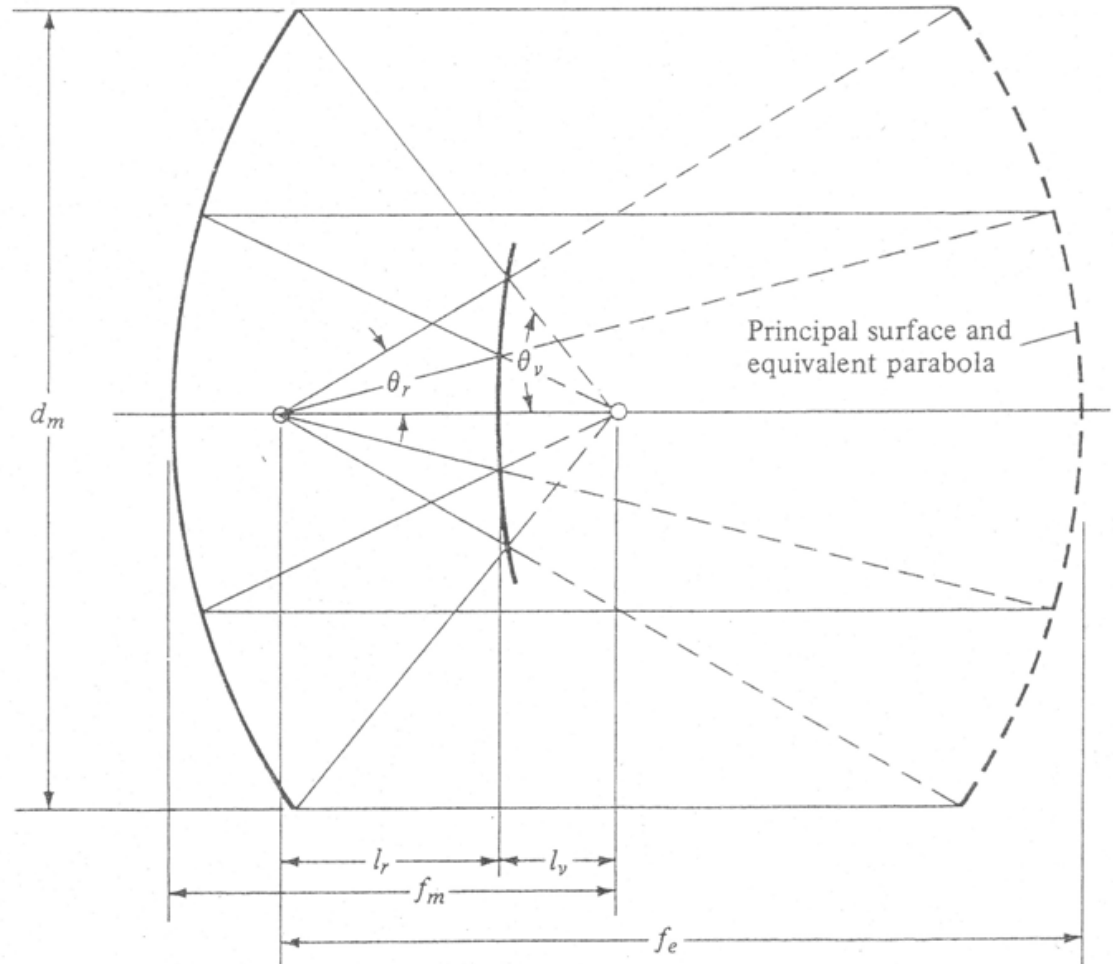


Antenne a riflettore parabolico: problematiche di progetto

- Un'antenna a riflettore parabolico, se illuminata uniformemente, avrebbe area efficace massima (e quindi guadagno massimo) pari all'area dell'apertura
- Rispetto a questo valore massimo teorico, la illuminazione effettiva non uniforme genera una riduzione quantificata per mezzo dell'**efficienza di illuminazione**
- Un'ulteriore riduzione di guadagno è dovuta al fatto che parte della potenza irradiata dal feeder non è intercettata dal paraboloide (**perdite di spillover**)
- Infine, la riflessione da parte del paraboloide altera la polarizzazione del campo irradiato dal feeder e fa sì che parte della potenza venga irradiata con polarizzazione ortogonale rispetto a quella desiderata (**perdite di cross-polarizzazione**)
- I punti precedenti mettono in luce come la parte più critica del progetto di un'antenna a riflettore parabolico stia proprio nella progettazione del feeder

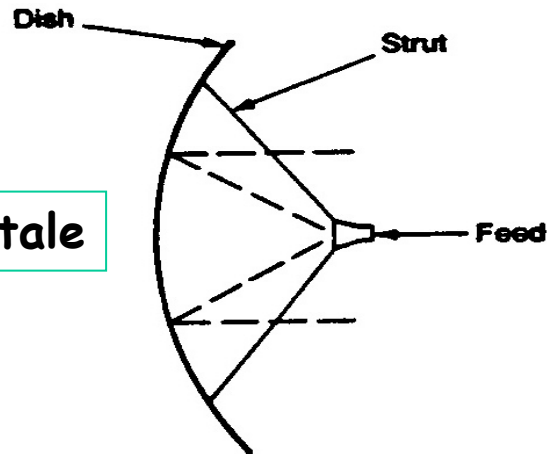
Antenne a riflettore parabolico con sub-riflettore iperbolico (Cassegrain)

- Con un'antenna Cassegrain il feeder "punta" verso la regione frontale dell'antenna anziché verso quella posteriore: questo è molto utile nei radiotelescopi per non ricevere rumore termico dalla Terra
- Il sistema equivale ad un paraboloide con focale molto maggiore e si può dimostrare che questo aumenta l'efficienza di illuminazione

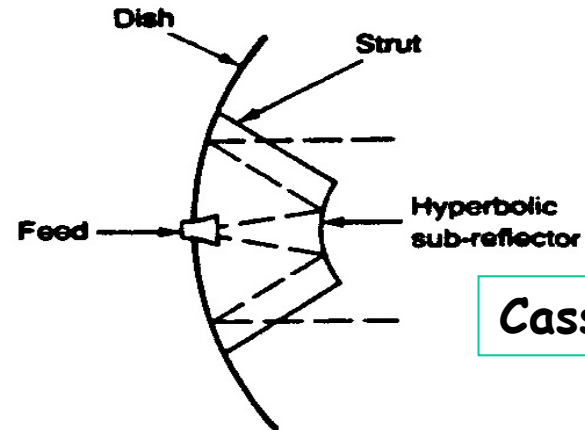


Tipi di antenne a paraboloide

feed frontale

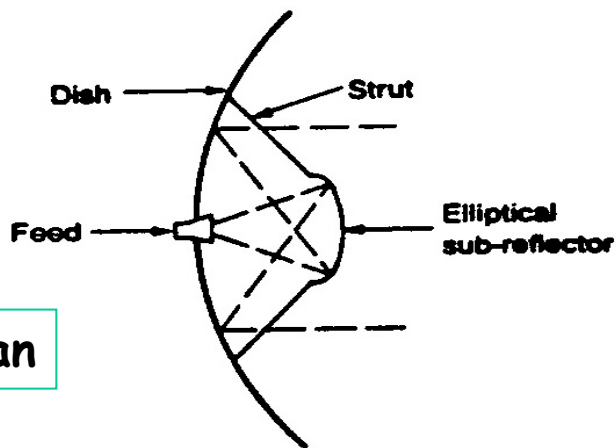


(a)



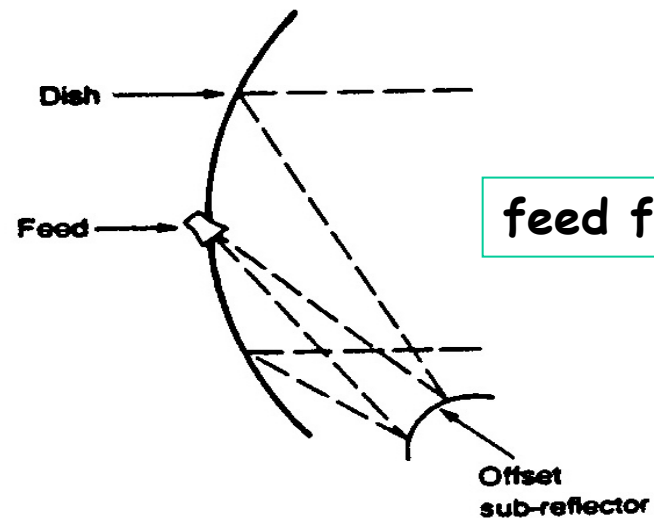
Cassegrain

(b)



Gregorian

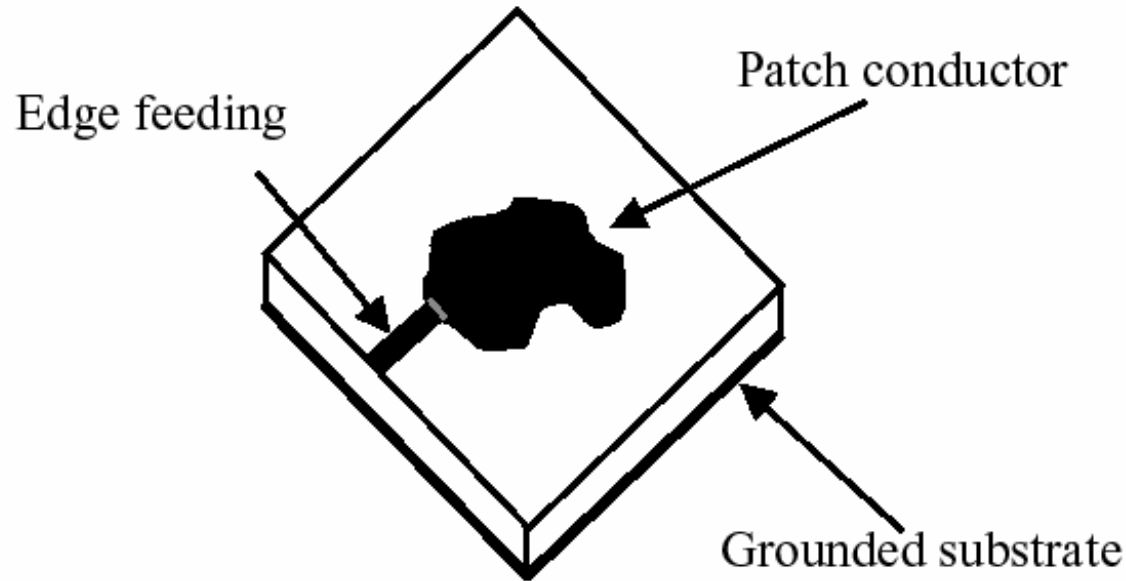
(c)



feed fuori asse

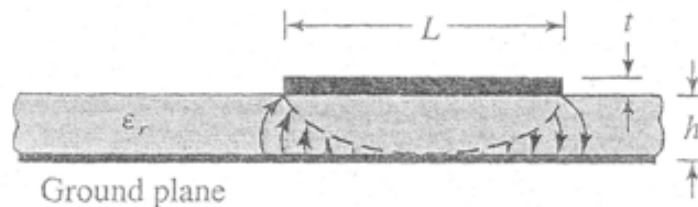
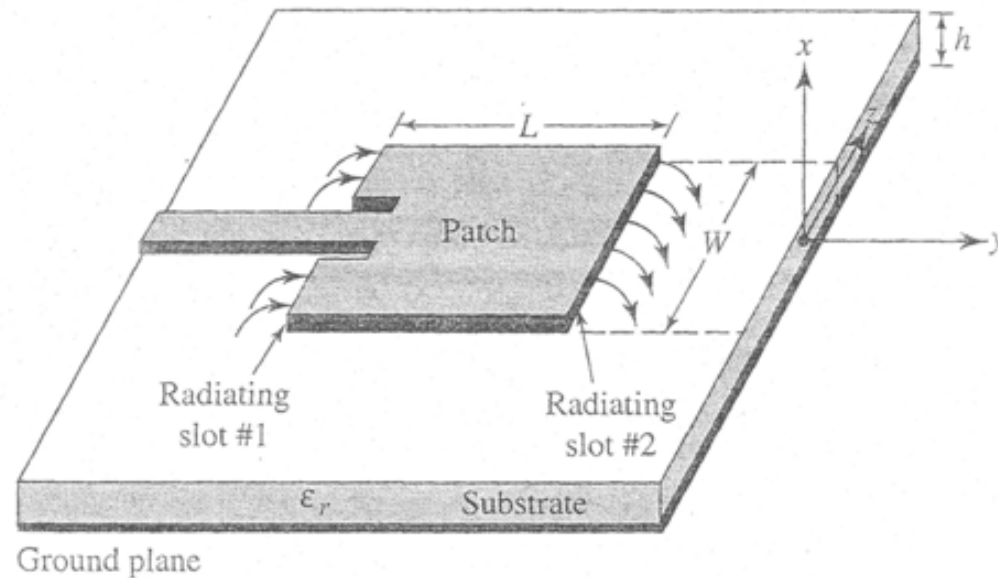
Antenne planari

- Le antenne planari (o antenne a "patch") sono realizzate mediante un "patch" di conduttore stampato su un dielettrico metallizzato sulla faccia opposta
- Sono antenne molto compatte che si integrano facilmente all'interno di dispositivi elettronici (p. es. i telefoni cellulari)



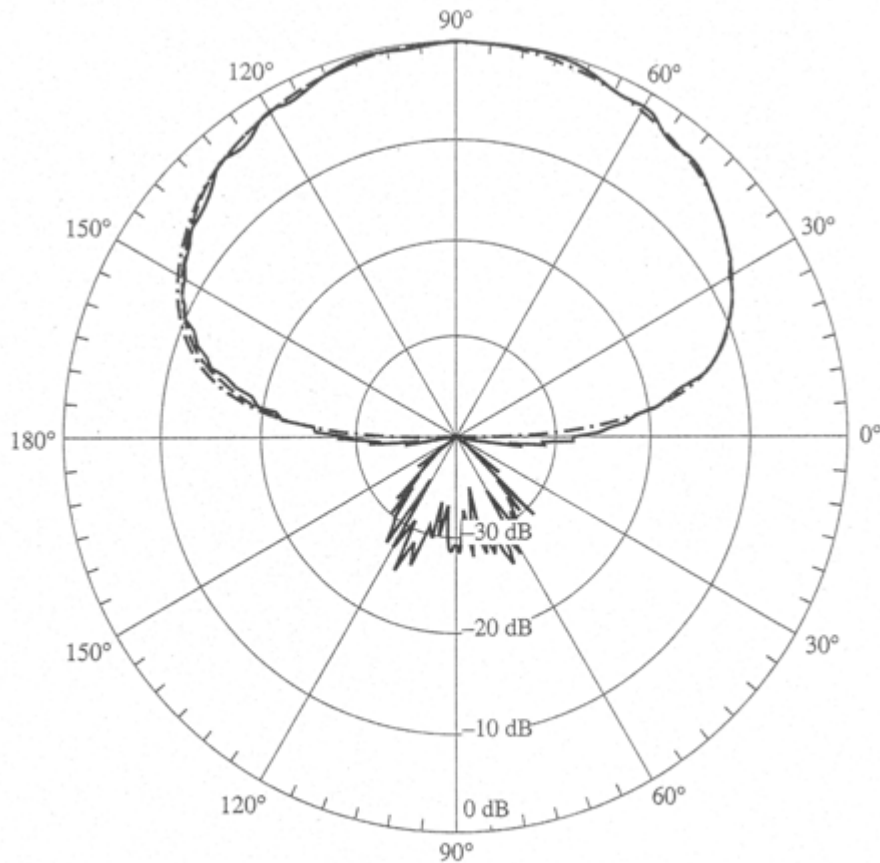
Antenne planari: principio di funzionamento

- Il patch di cui è costituita l'antenna funge da "risonatore" planare
- In pratica è presente un campo elettromagnetico "intrappolato" tra la metallizzazione del patch e il piano di ground
- In corrispondenza dei bordi del patch è quindi come se fossero localizzate delle fenditure che si comportano in modo simile ad una apertura
- Le caratteristiche del campo irradiato dipendono dalla configurazione del campo sotto il patch, controllabile con opportune tecniche di alimentazione

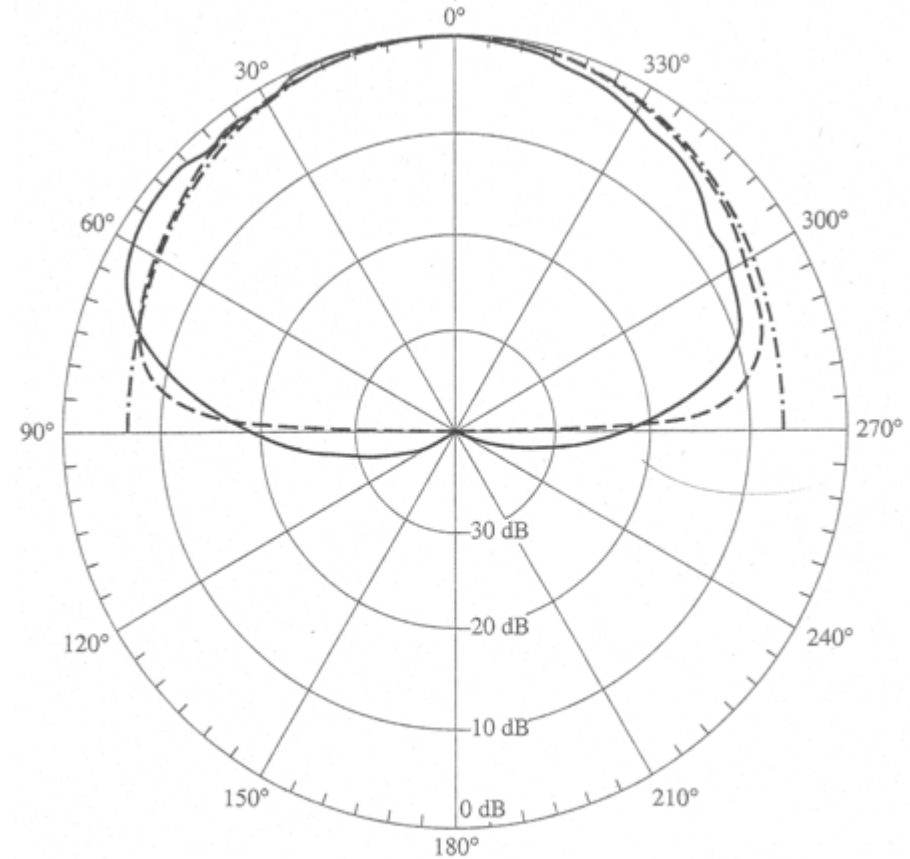


Antenne planari: tipico diagramma di radiazione di un patch rettangolare

Si ha una caratteristica di radiazione molto uniforme sul semispazio superiore



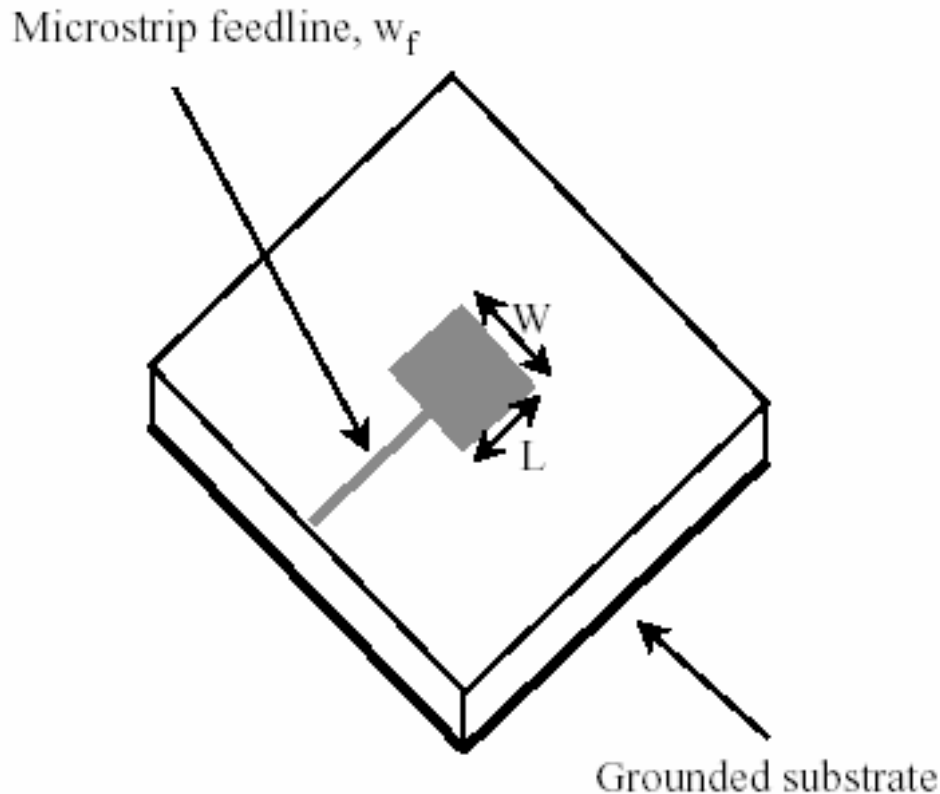
— Measured
--- Moment method (Courtesy D. Pozar)
-.- Cavity model



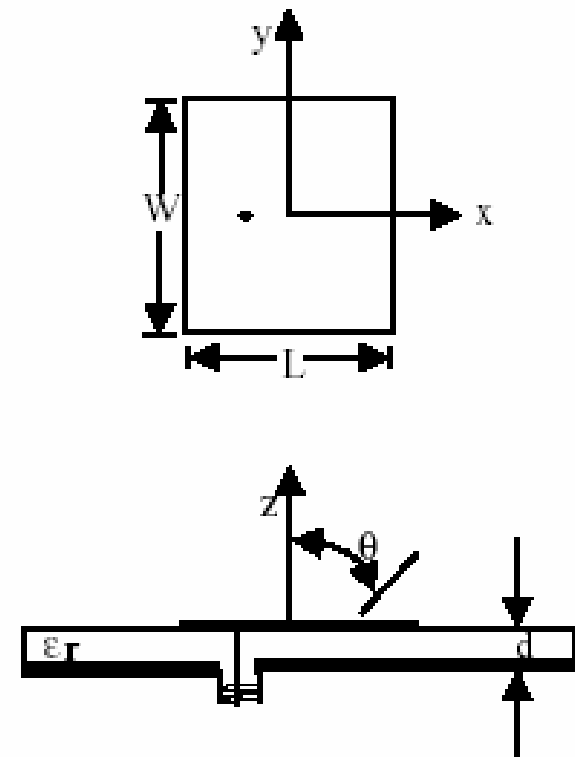
— Measured
--- Moment method (Courtesy D. Pozar)
-.- Cavity model

Antenne planari: tecniche di alimentazione (1/2)

Alimentazione diretta sul
bordo tramite microstriscia

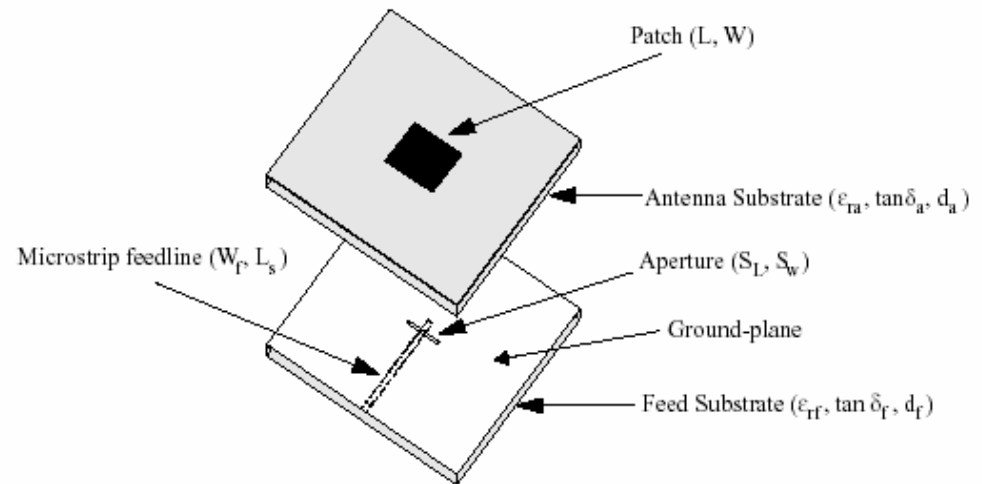


Alimentazione tramite
cavo coassiale

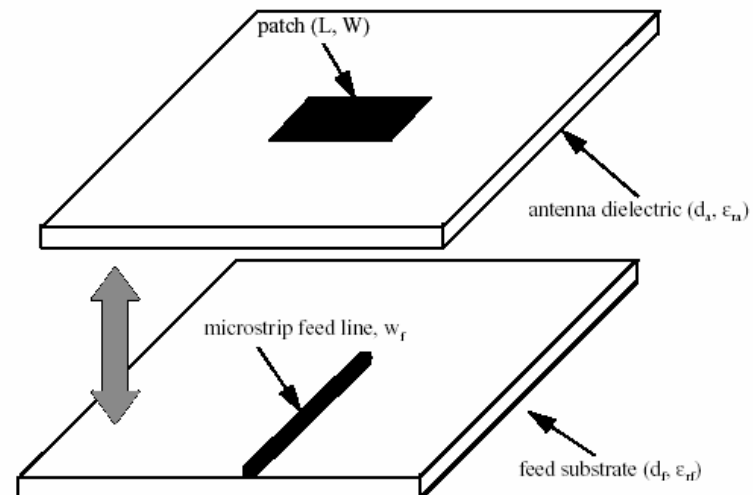


Antenne planari: tecniche di alimentazione (2/2)

Alimentazione con
accoppiamento
tramite fenditura



Alimentazione con
accoppiamento
elettrico



Antenne planari: parametri critici

- Le antenne planari hanno il grosso vantaggio di essere compatte ed economiche
- Tuttavia presentano due grossi limiti: bassa efficienza e banda di funzionamento stretta
- La bassa efficienza è legata soprattutto alle perdite dovute all'eccitazione di un'onda superficiale all'interfaccia substrato-aria: per ridurre le perdite bisogna usare dielettrici a bassa costante dielettrica o substrati PBG (photonic band-gap)
- La banda è stretta perché il patch è una struttura risonante (come il dipolo $\lambda/2$): per allargare la banda si possono "impilare" altri patch che risuonano a frequenza leggermente diversa, realizzando così le strutture di tipo "stacked patch"

