

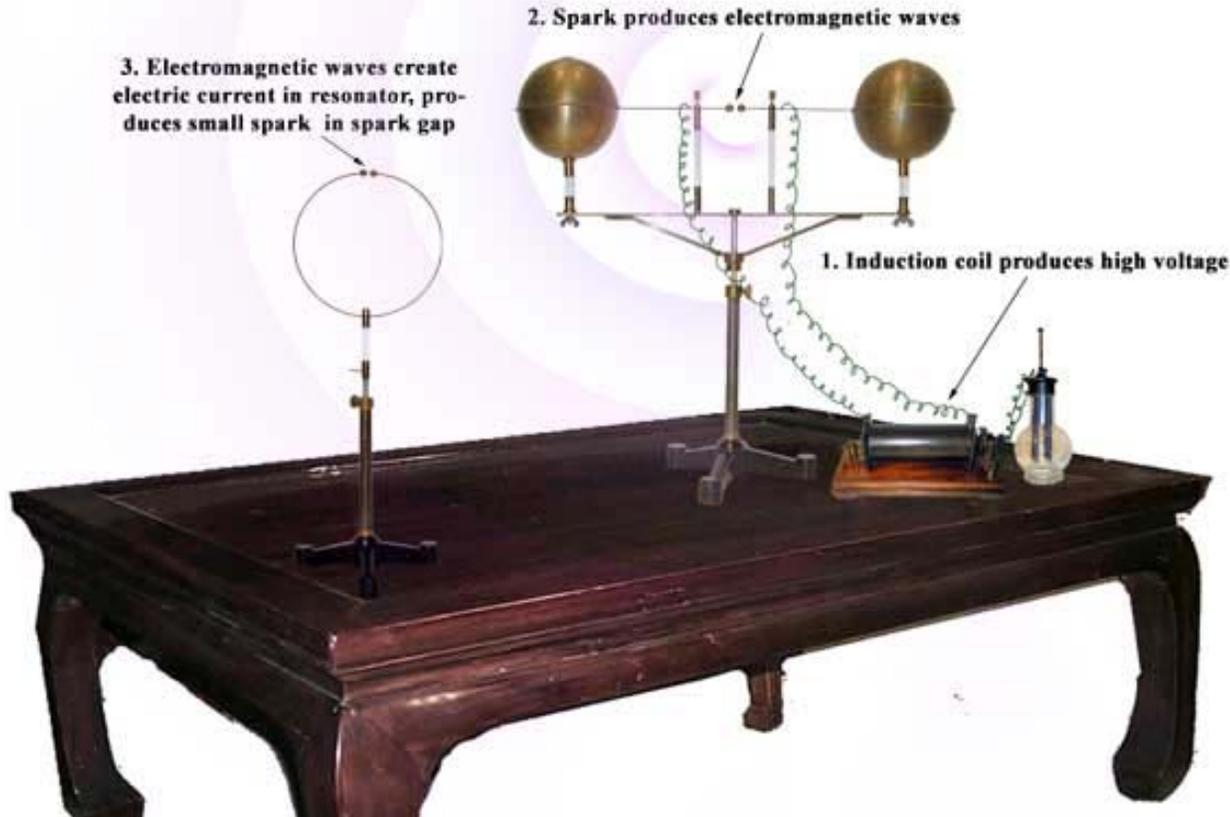
Capitolo 3

Tipi di antenne

Impatto ambientale dei campi elettromagnetici

Il dipolo di hertz

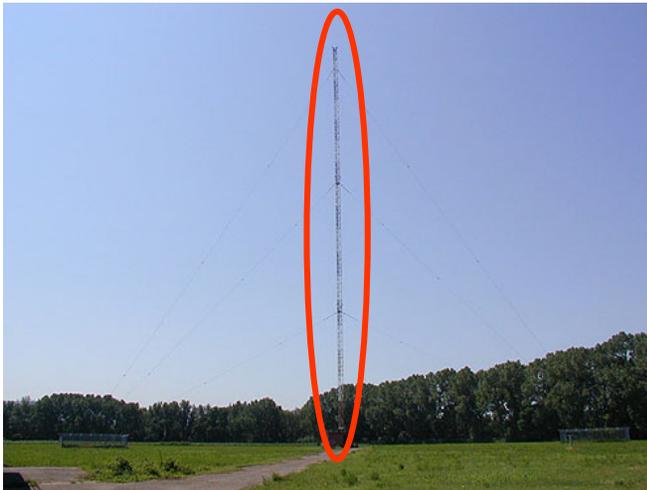
È una struttura radiante costituita da un sistema di correnti impresse che scorrono assialmente in un volume cilindrico sottile di lunghezza $l \ll \lambda$



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**

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

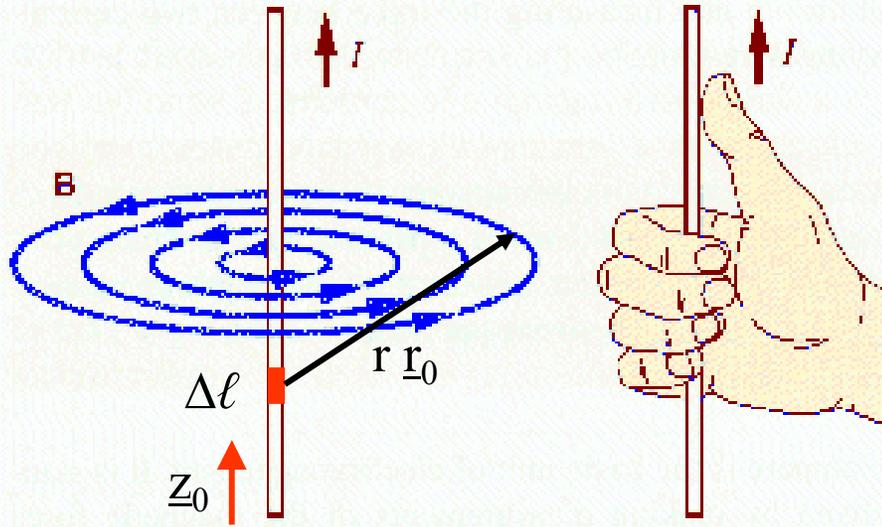
$$E_\theta = j k \zeta \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta \left(1 + \frac{1}{j k r} - \frac{1}{k^2 r^2} \right)$$

$$E_\varphi = 0$$

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

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



- 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

$$\underline{B} = \frac{\mu_0 I \Delta \ell (\underline{z}_0 \times \underline{r}_0)}{4 \pi r^2}$$

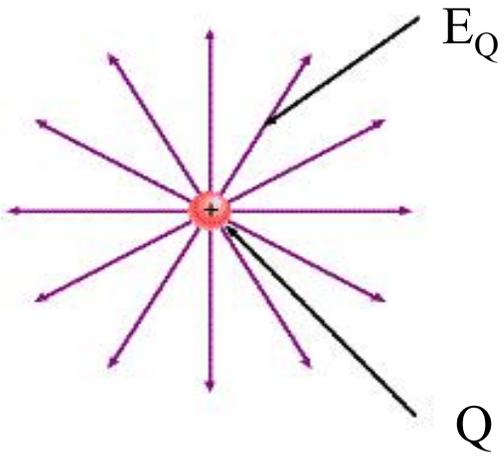
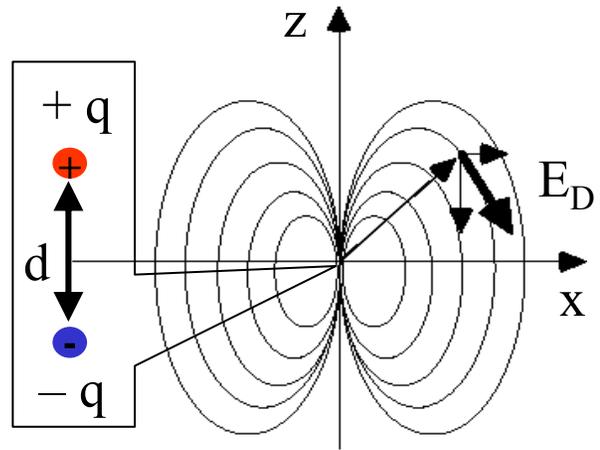
- Il secondo termine è legato al **contributo elettrodinamico di campo magnetico irradiato** e domina "lontano" dal dipolo

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

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

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



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

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

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

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

Dipolo corto: campo vicino e campo lontano

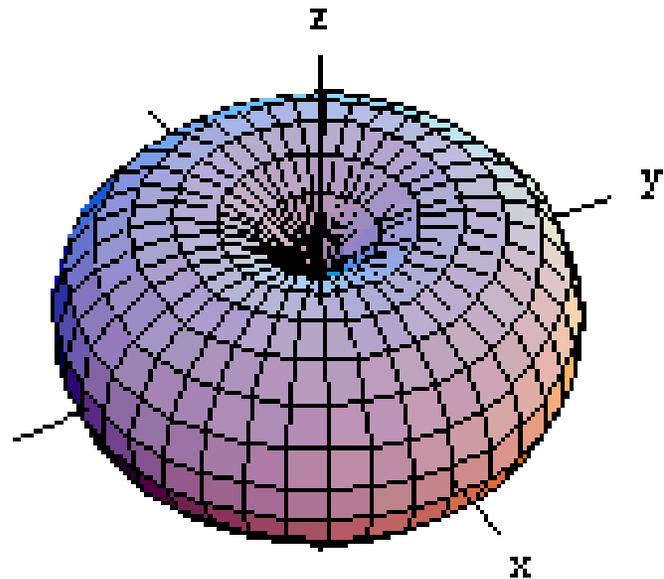
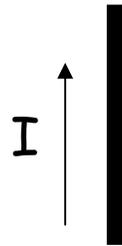
- Per "piccole" distanze dal dipolo il campo è dominato dai contributi quasi-statici: siamo nella **zona di campo vicino reattivo**
- Per distanze $r \gg \lambda$ ($r \geq 10 \lambda$) i contributi quasi-statici diventano trascurabili e il campo elettromagnetico è dominato dal contributo radiativo: siamo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

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

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

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

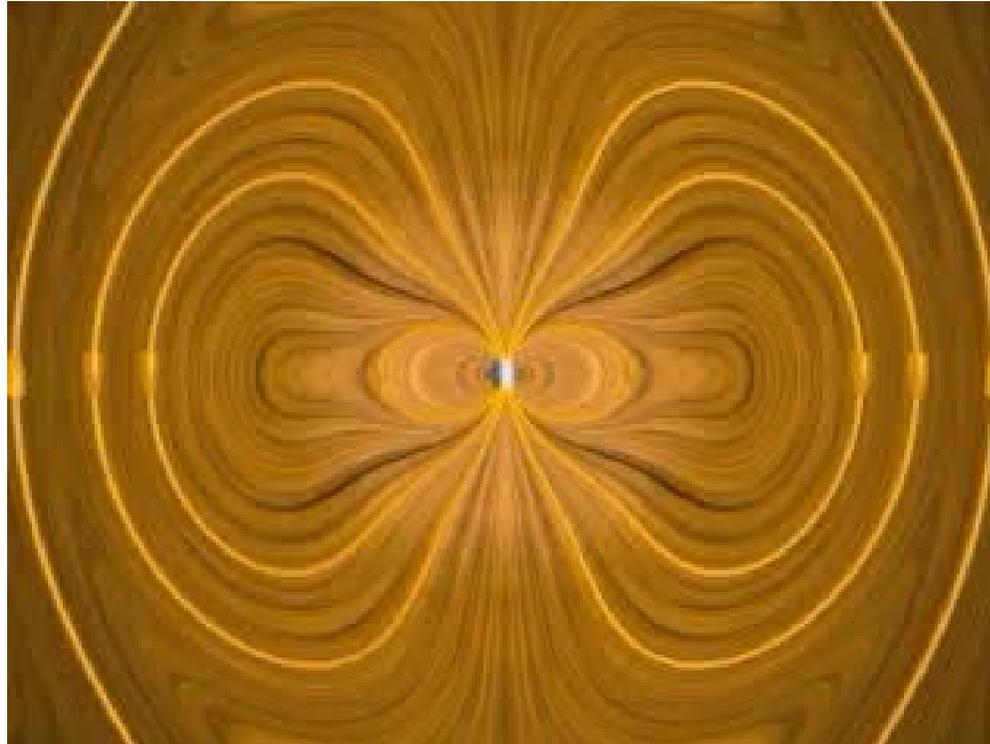
$$H_\phi \cong j k \frac{I \ell e^{-jk r}}{4 \pi r} \sin \theta$$



- Si vede come il campo elettromagnetico sia quello di un'onda **sferica** In particolare si ha: $E_\theta = \zeta H_\phi$

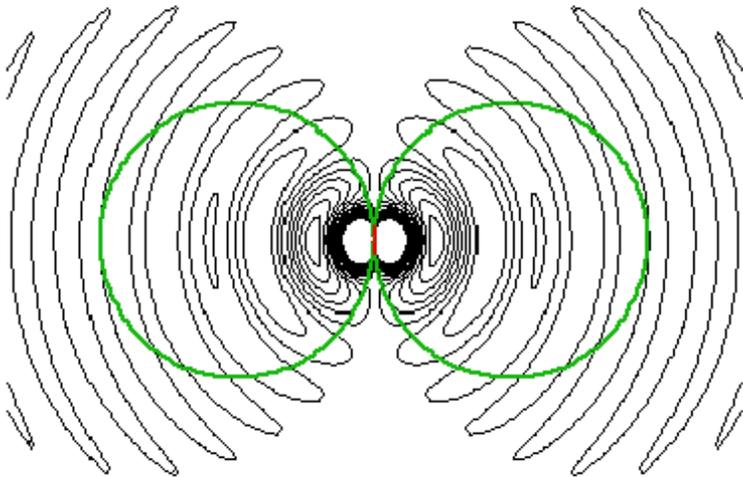
Caratteristiche del campo radiativo del dipolo corto

- L'energia viene irradiata nello spazio con intensità massima nelle direzioni ortogonali all'asse del dipolo e con intensità nulla in direzione assiale

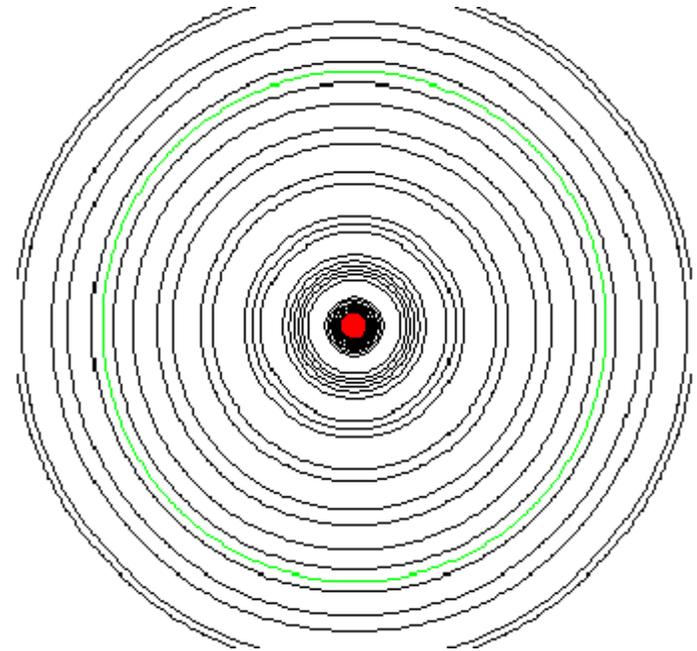


Distribuzione dell'energia irradiata nello spazio dal dipolo corto

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



Radiazione sul piano xz
(verticale)



Radiazione sul piano xy
(orizzontale)

Direttività e impedenza del dipolo corto

- La densità di potenza trasportata dall'onda risulta:

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

da cui si può calcolare: la potenza irradiata, $P_{irr} = \frac{\zeta (k |I| \ell)^2}{12 \pi}$

la direttività,

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

e la resistenza d'antenna $P_{irr} = \frac{1}{2} R_A I^2$

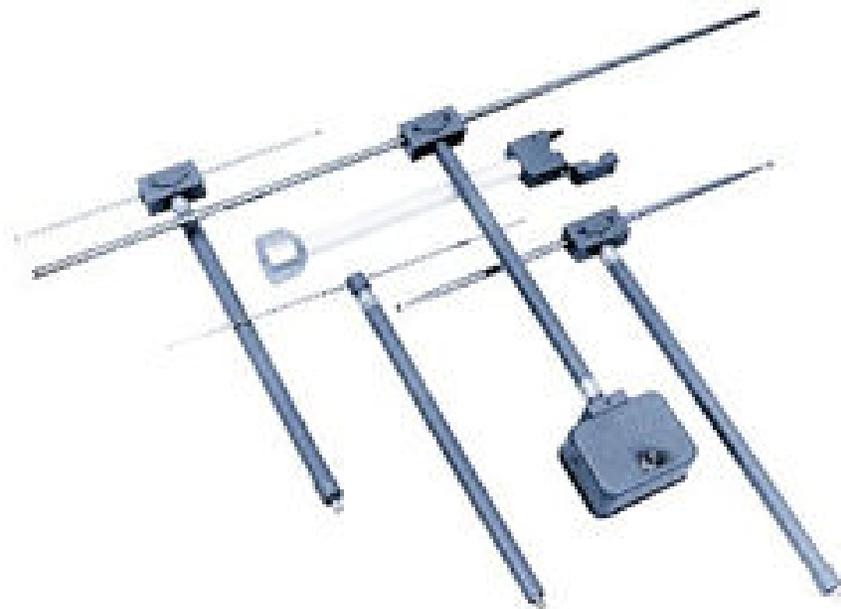
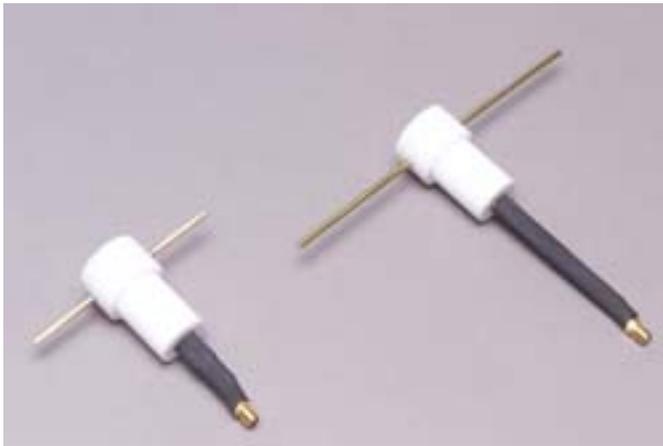
Se il dipolo è immerso nel vuoto ($\zeta = \zeta_0 = 120 \pi \Omega$)

$$R_A = 80 \pi^2 \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2 \quad \ell \leq \lambda/10 \Rightarrow R_A < 10 \Omega$$



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 mezza lunghezze d'onda, realizzando così un **dipolo risonante** (p. es. il dipolo mezz'onda)

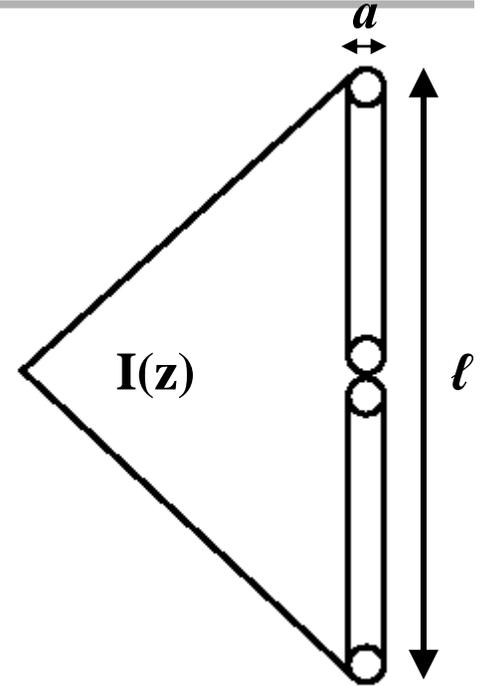


Le antenne a dipolo corto reale: diagramma di radiazione, direttività e apertura a -3 dB

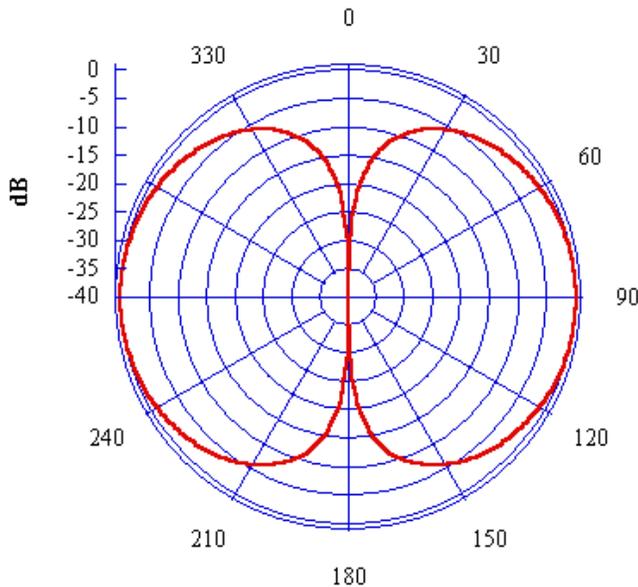
- Dall'espressione di P_{irr} e di \underline{E} si ricava la direttività

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

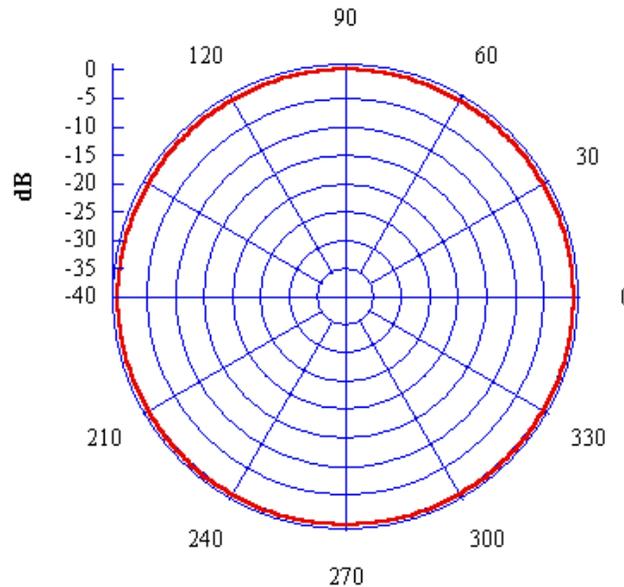
- La direttività è la stessa del dipolo hertziano
- La direttività massima è 1.76 dBi
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a 90°



Piano E



Piano H

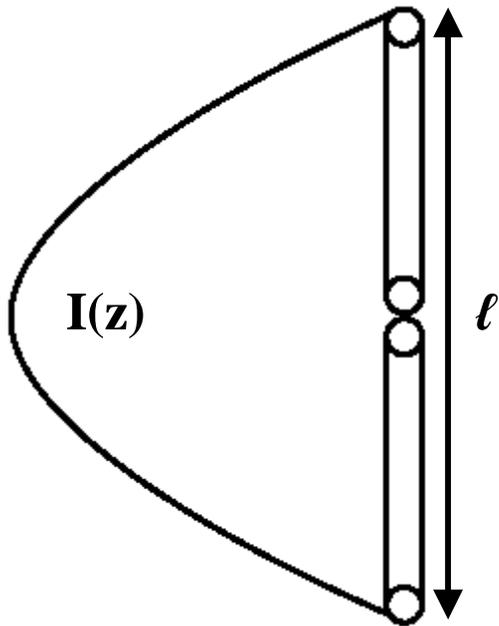


Le antenne a dipolo lineare risonante: distribuzione di corrente

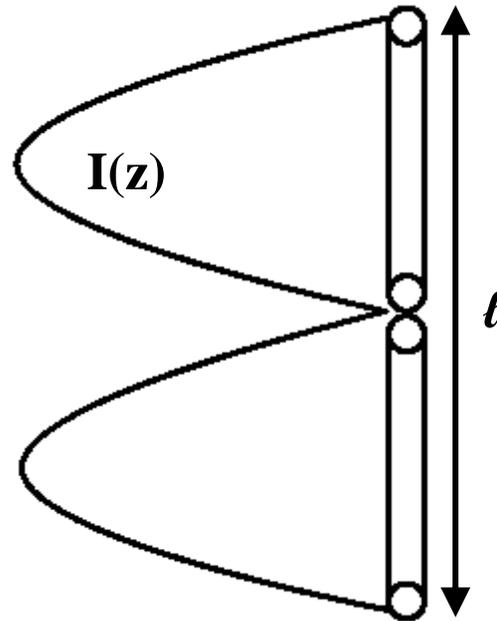
- L'espressione generale per la corrente lungo un'antenna a dipolo lineare è

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

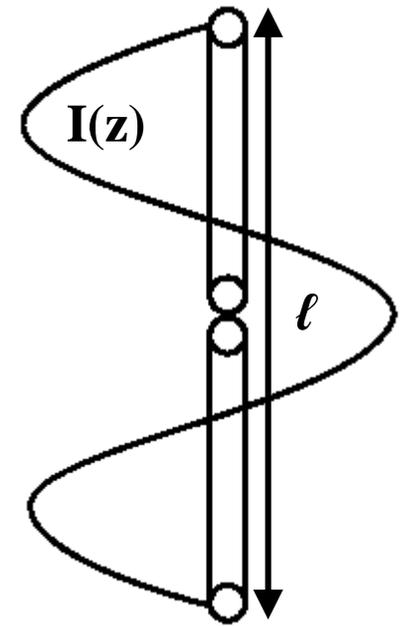
I_0 = corrente massima lungo l'antenna



$$\ell = \lambda/2$$



$$\ell = \lambda$$



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

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

- Campo irradiato

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = j \frac{\zeta}{2 \pi r} I_0 e^{-jk r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \underline{\theta}_0$$

I_0 = corrente al feed

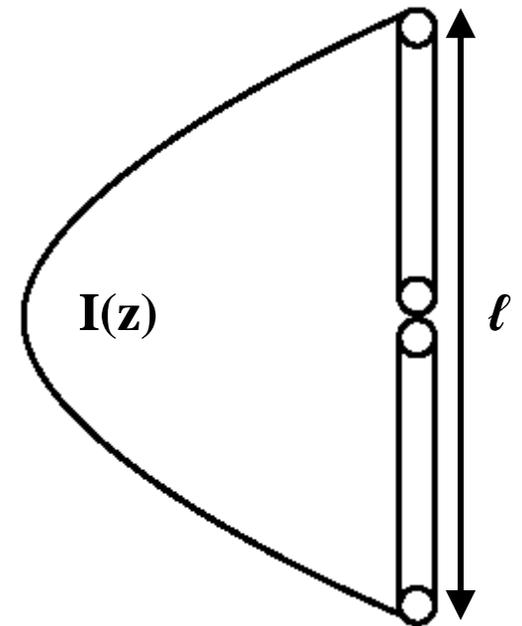
- Potenza irradiata

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

- 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 $\lambda/2$



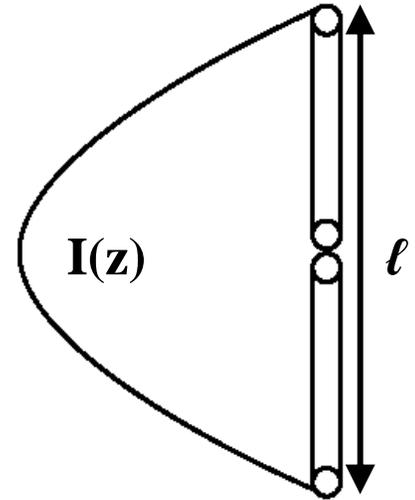
$$l = \lambda/2$$

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

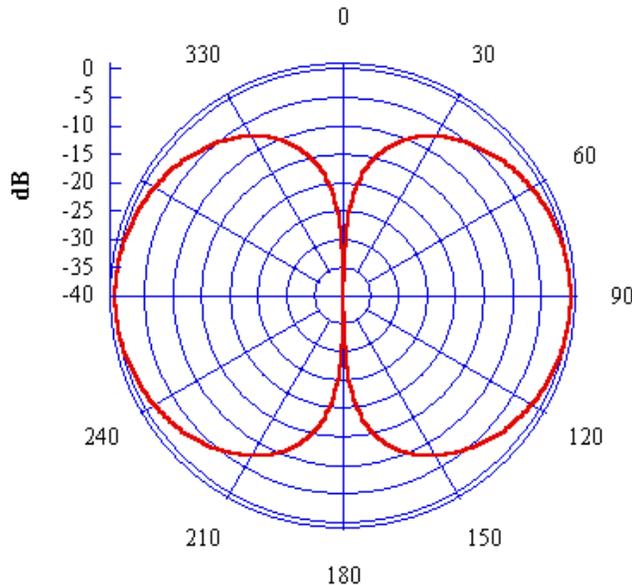
- Dall'espressione di P_{irr} e di \underline{E} si ricava la direttività

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

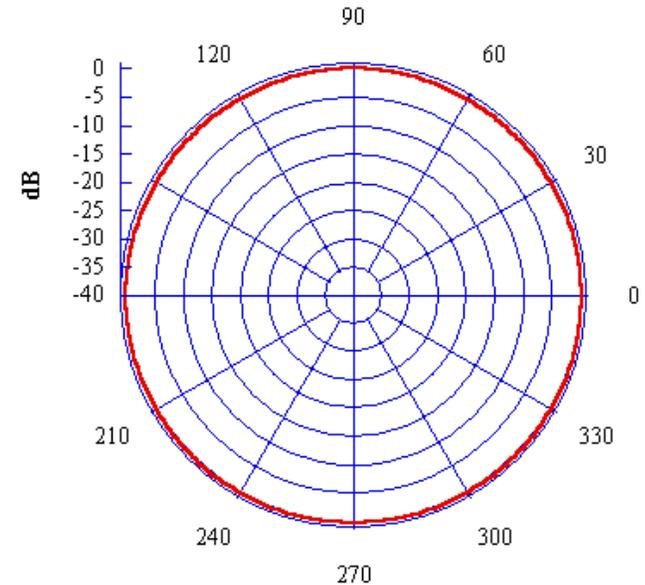
- La direttività massima è pari a 1.64 (2.15 dBi)
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a 78°



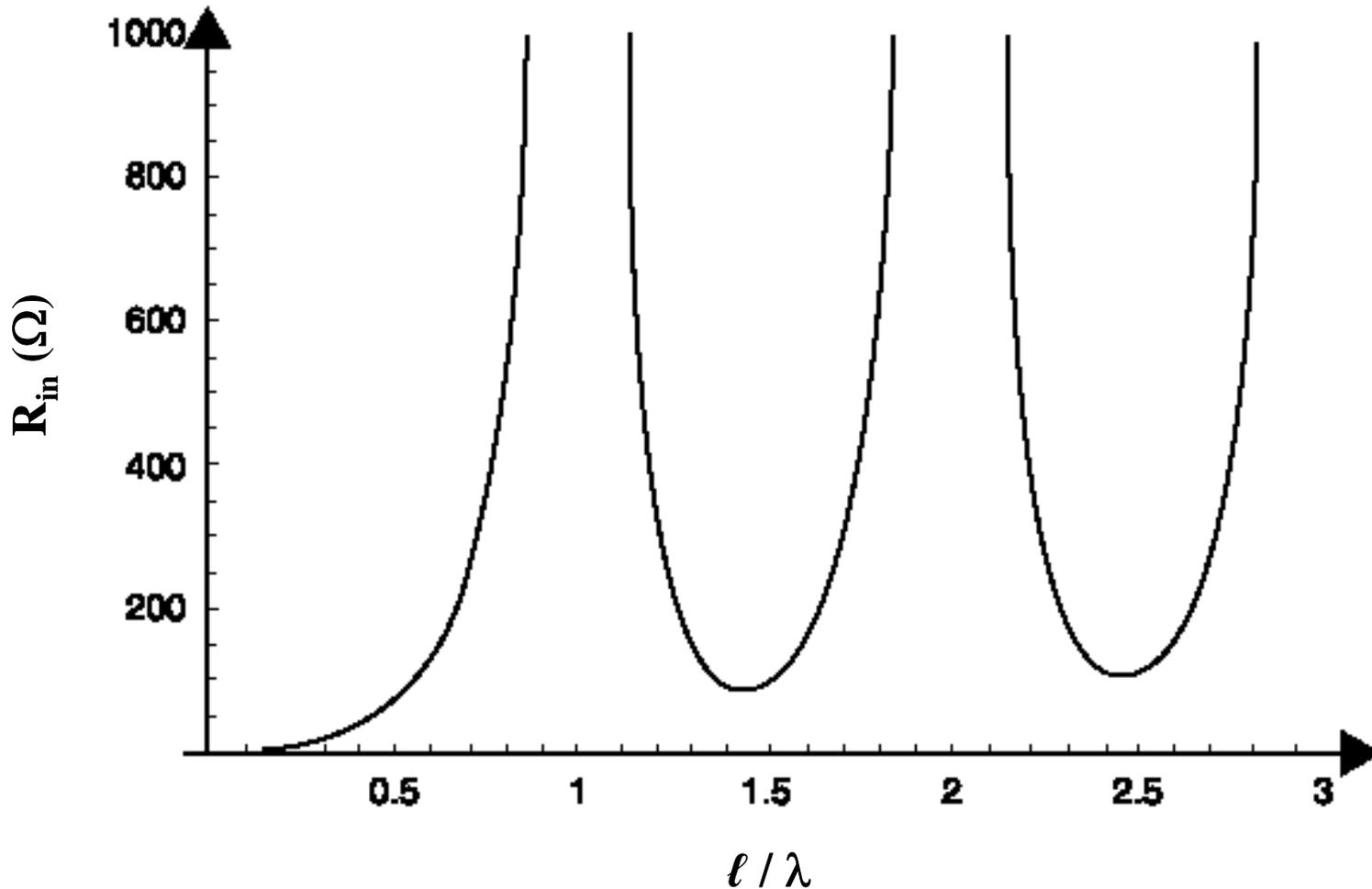
Piano E



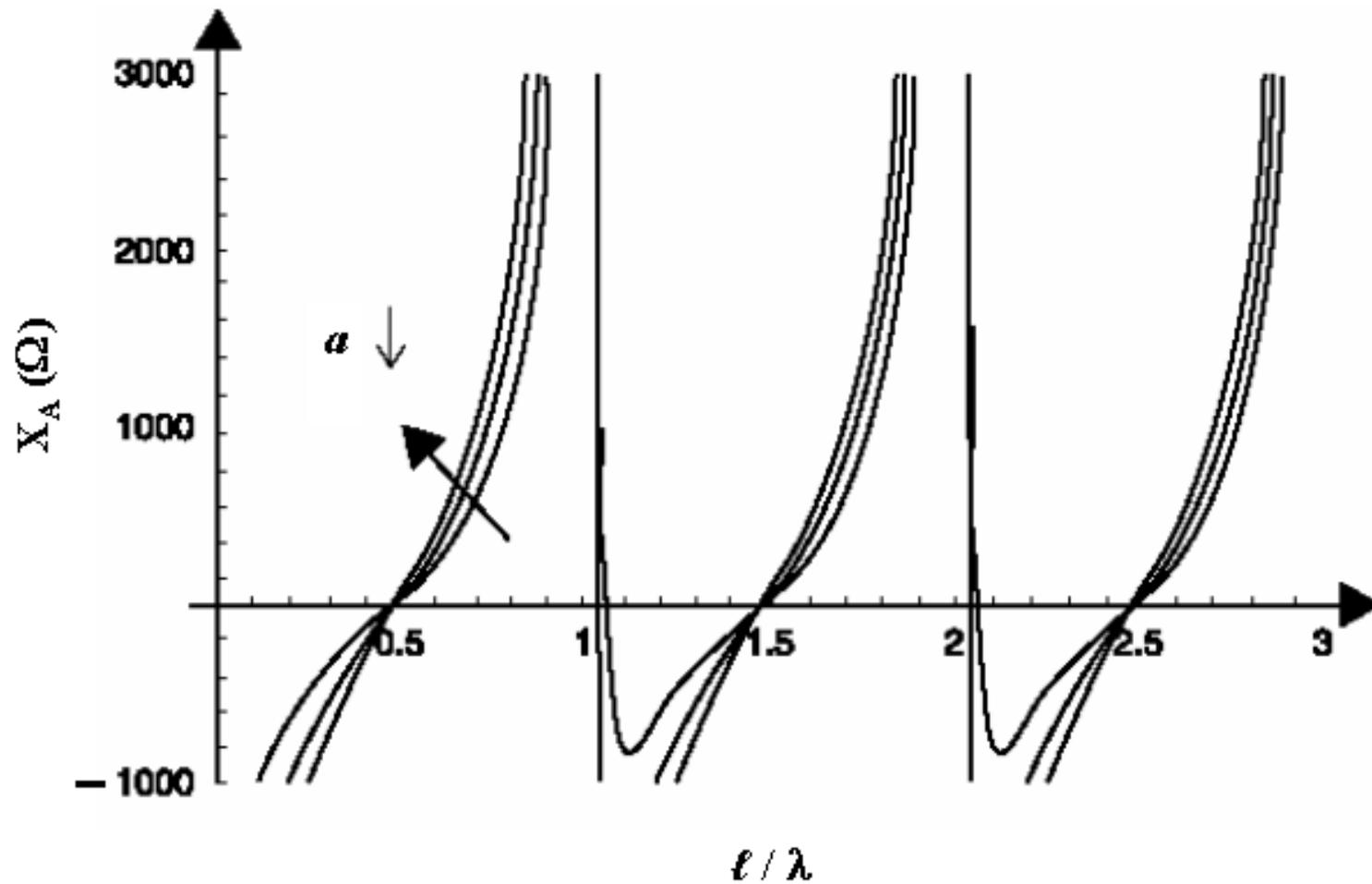
Piano H



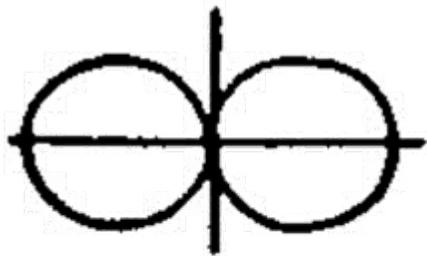
Le antenne a dipolo lineare: resistenza di radiazione



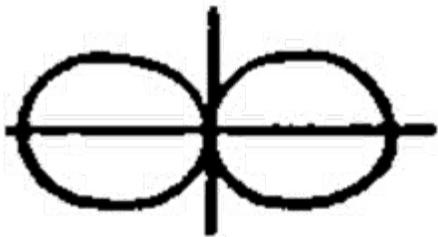
Le antenne a dipolo lineare: reattanza d'antenna



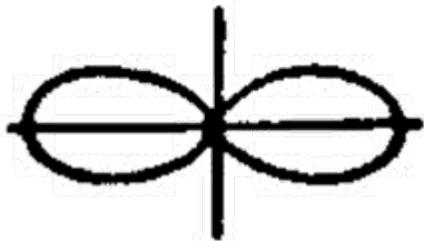
Le antenne a dipolo lineare risonante: diagrammi di radiazione sul piano E



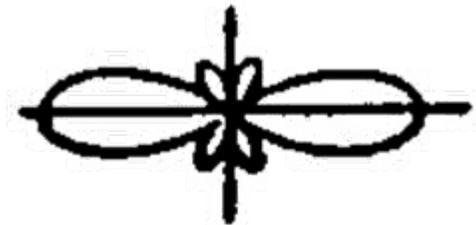
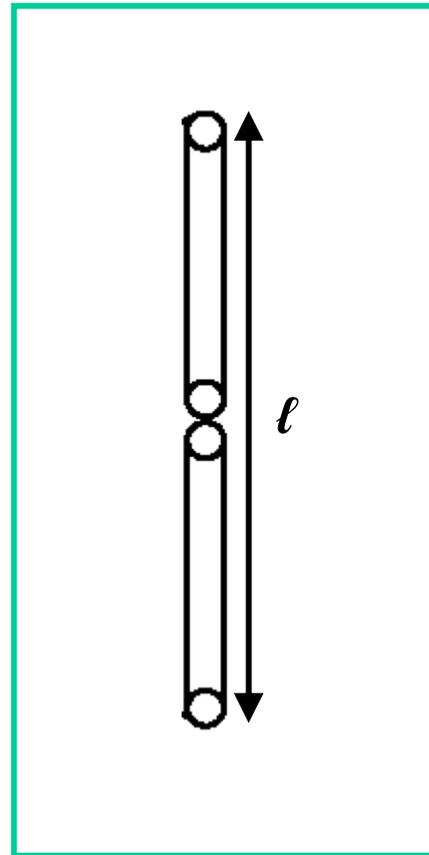
$$\ell = 0.5 \lambda_0$$



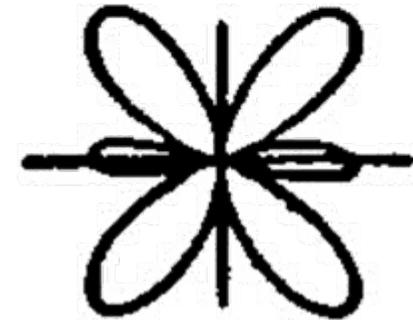
$$\ell = 0.75 \lambda_0$$



$$\ell = \lambda_0$$



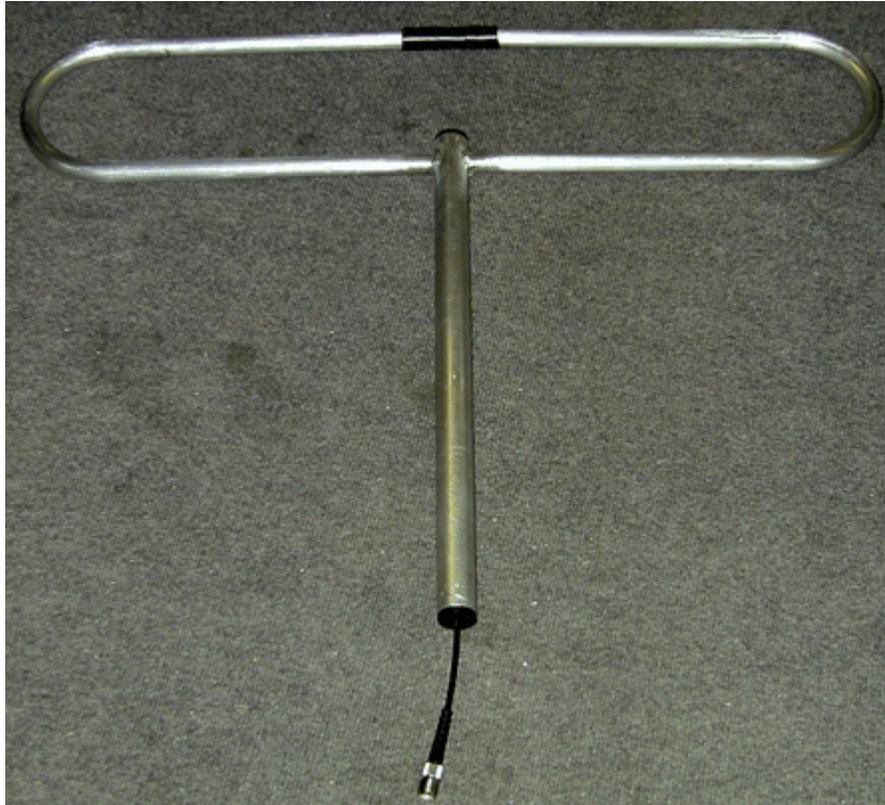
$$\ell = 1.25 \lambda_0$$



$$\ell = 1.5 \lambda_0$$

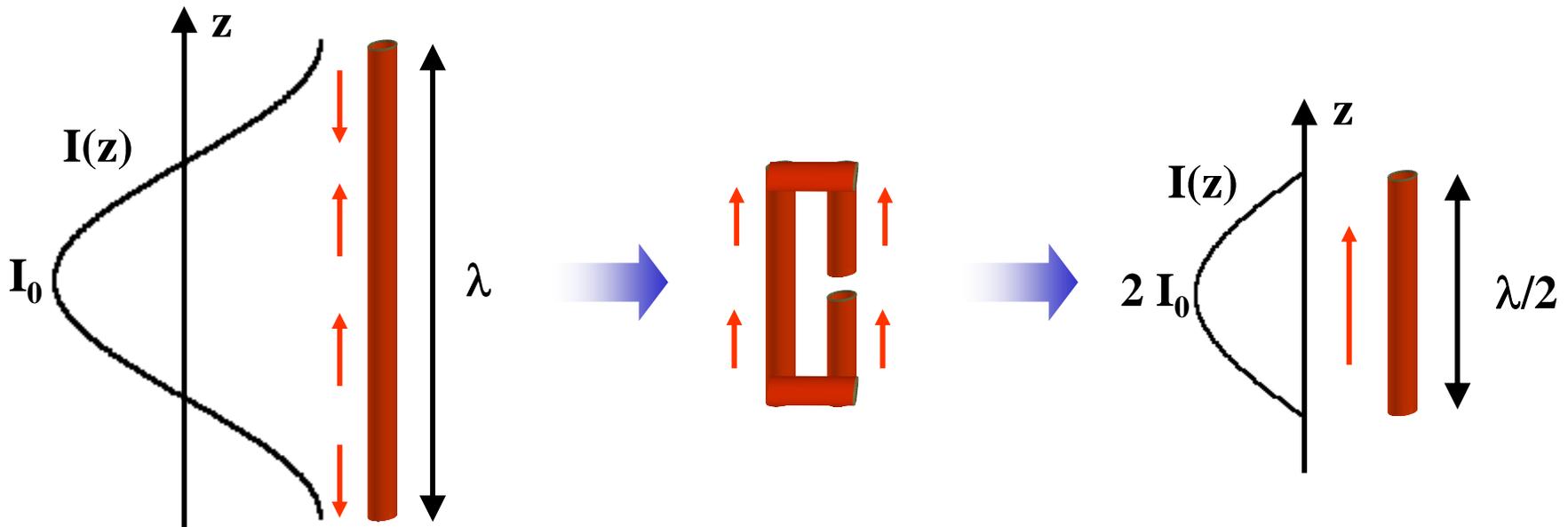
Antenne a dipolo ripiegato

- 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)



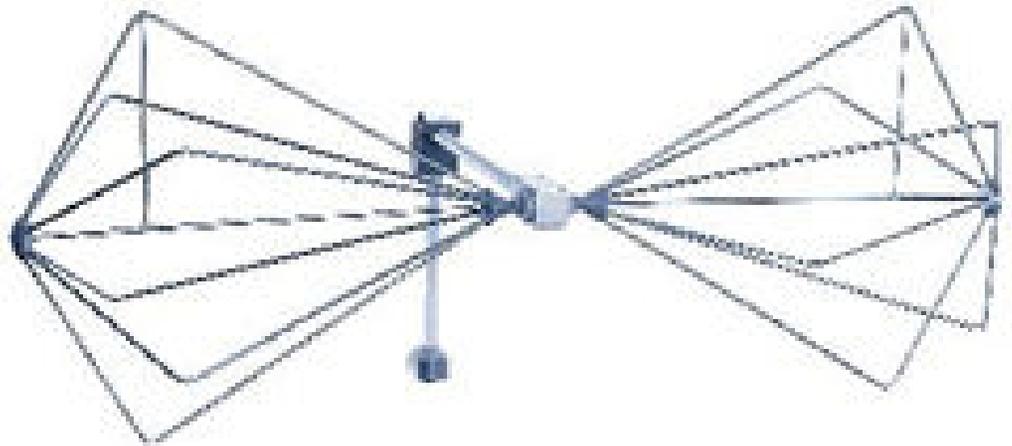
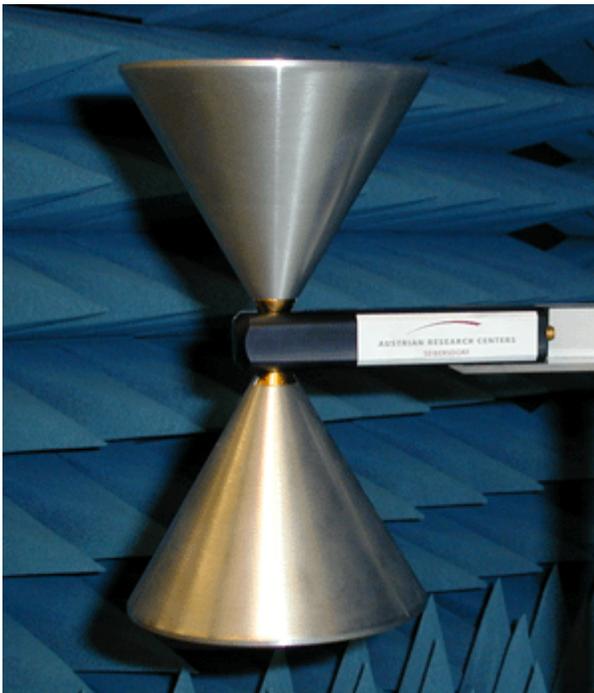
Realizzazioni pratiche del dipolo mezz'onda: il dipolo "sleeve"

- 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



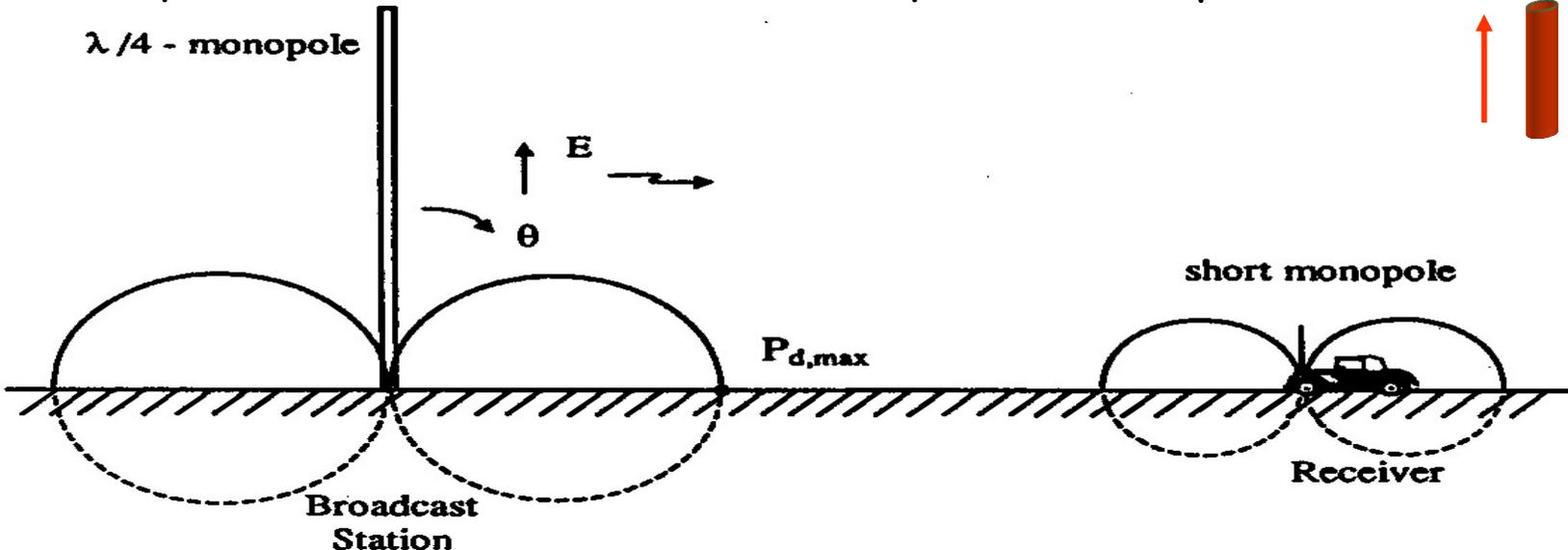
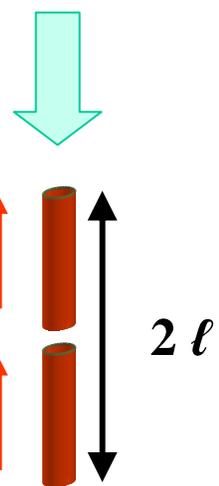
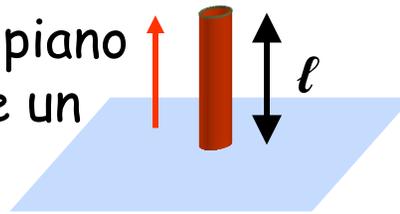
Antenne lineari su ground

- 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 si trova 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

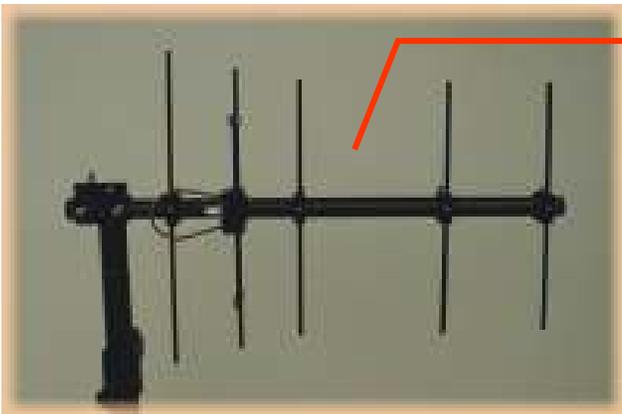


Antenne a monopolo lineare su ground: diagramma di radiazione e impedenza

- 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

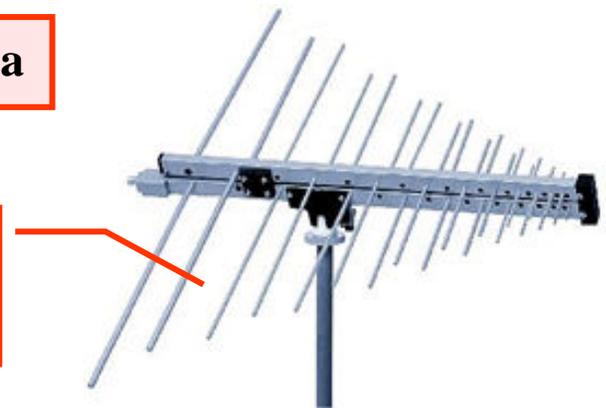
Antenne Yagi-Uda e log-periodiche

- 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



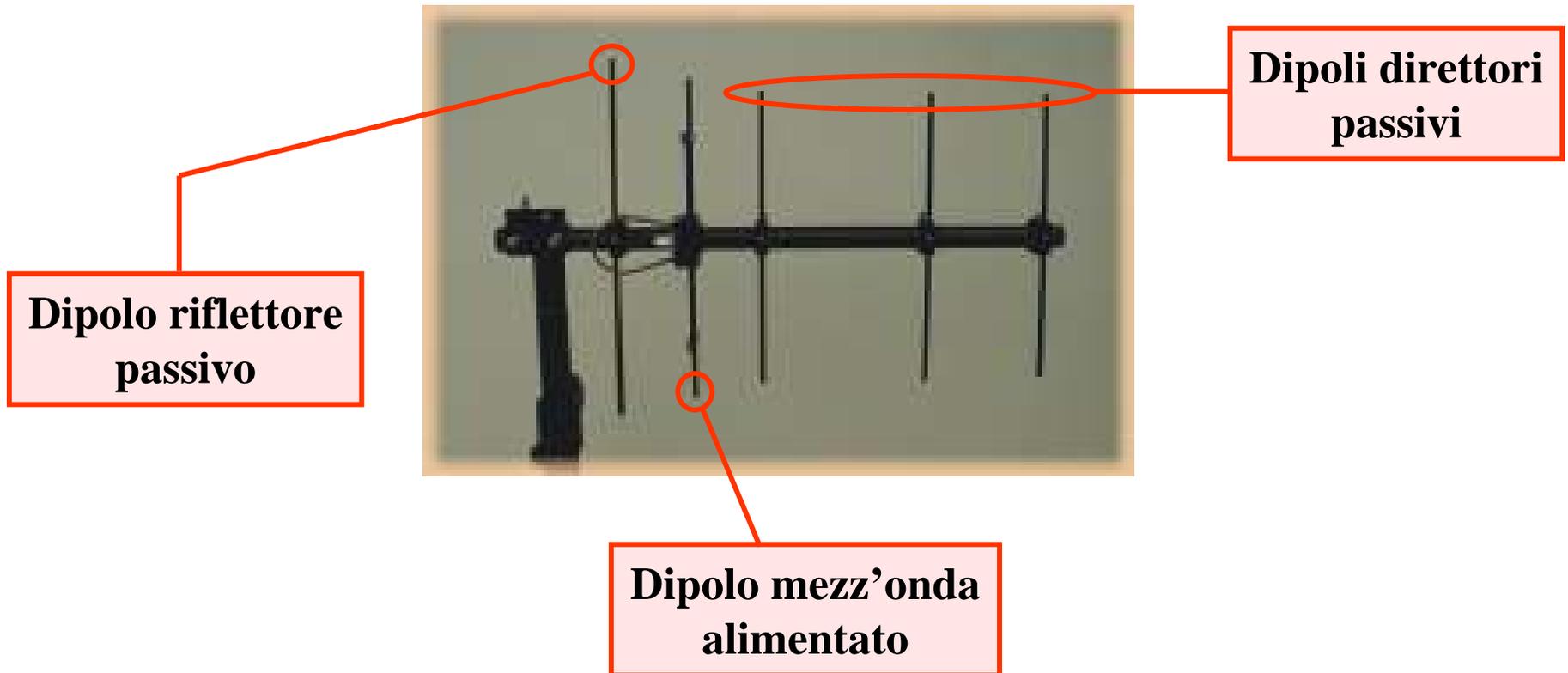
Le antenne Yagi-Uda

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

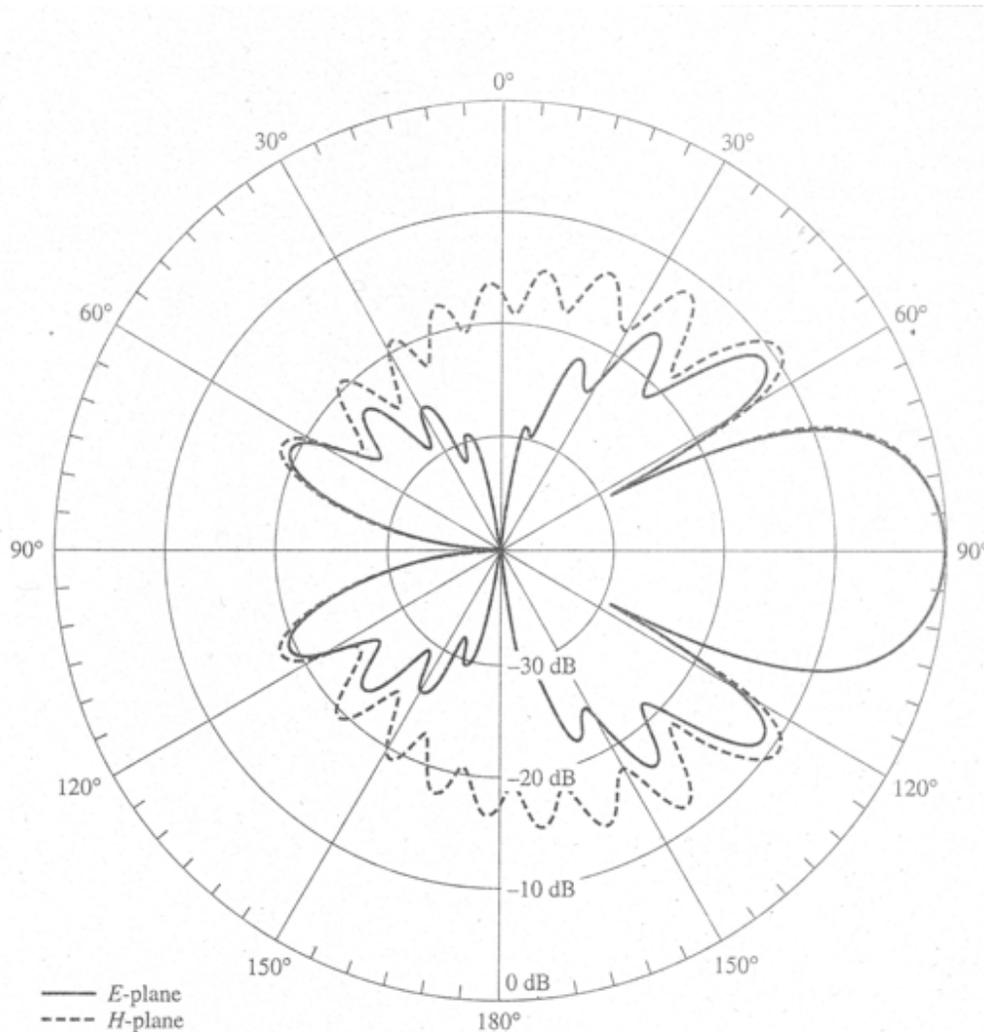


Antenne Yagi-Uda: principio di funzionamento e caratteristiche

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 se 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

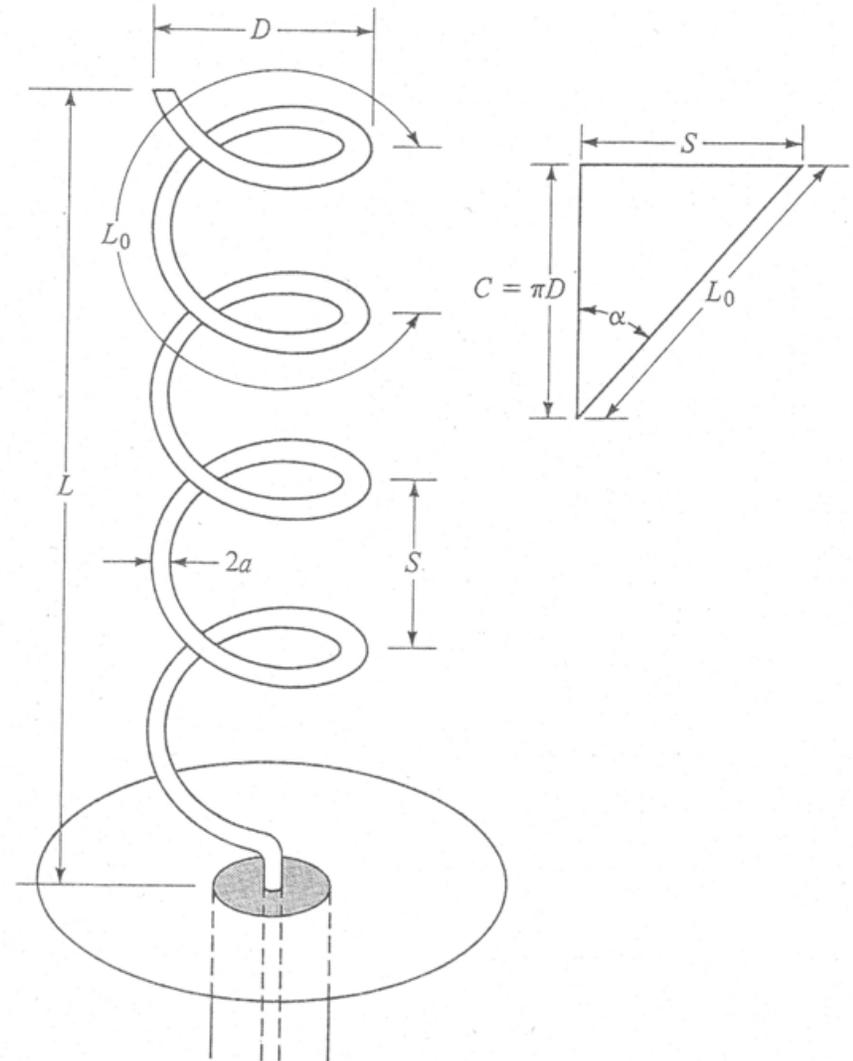
Antenne a spira

- 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)



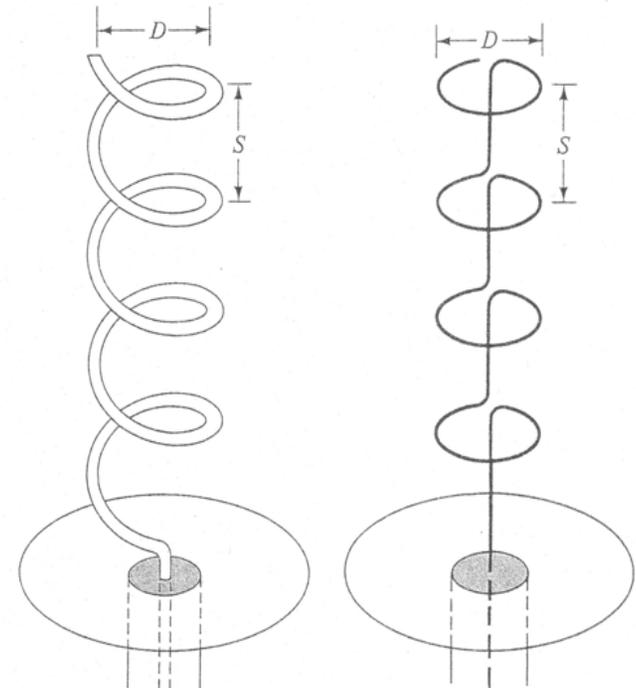
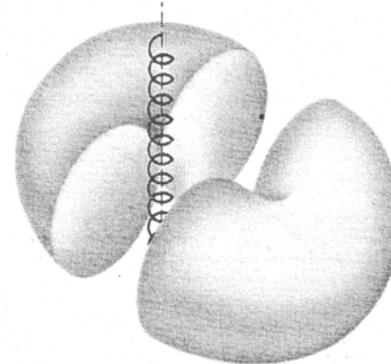
Antenne ad elica

- 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



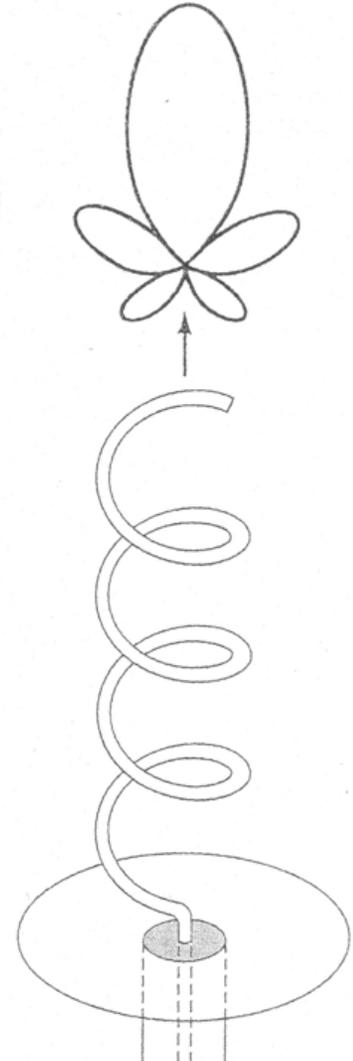
Antenne ad elica: funzionamento in "modo normale"

- 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



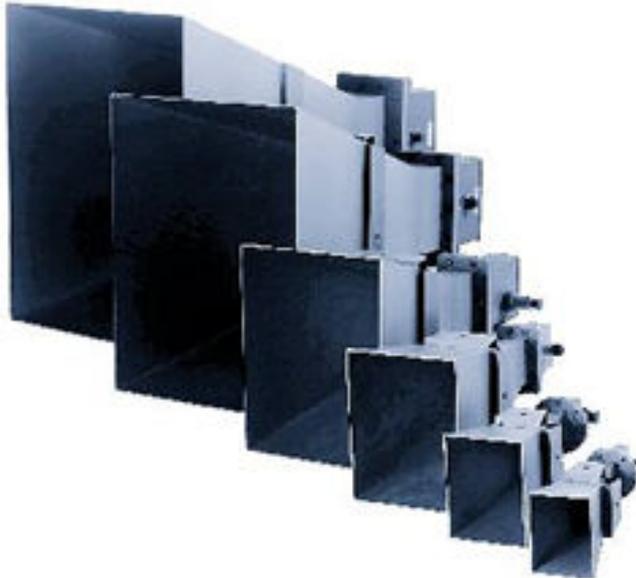
Antenne ad elica: funzionamento in "modo assiale"

- 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 $\lambda/4$



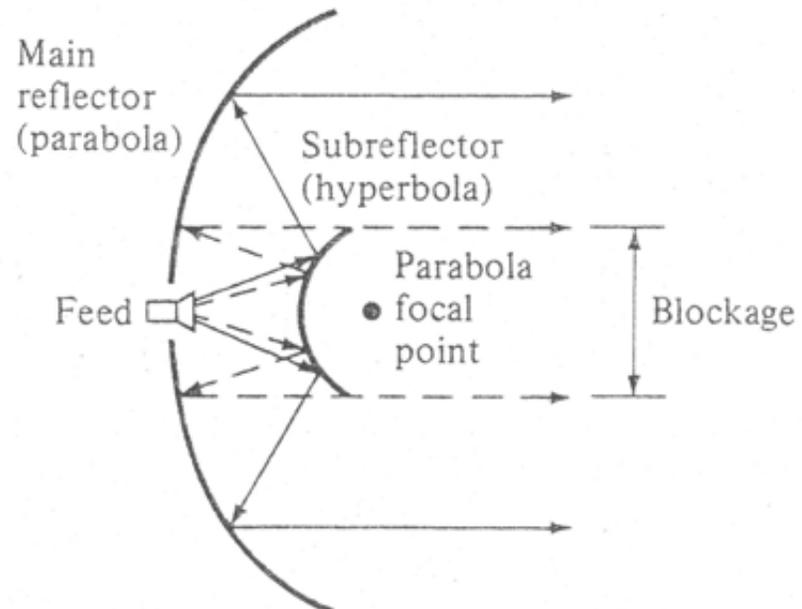
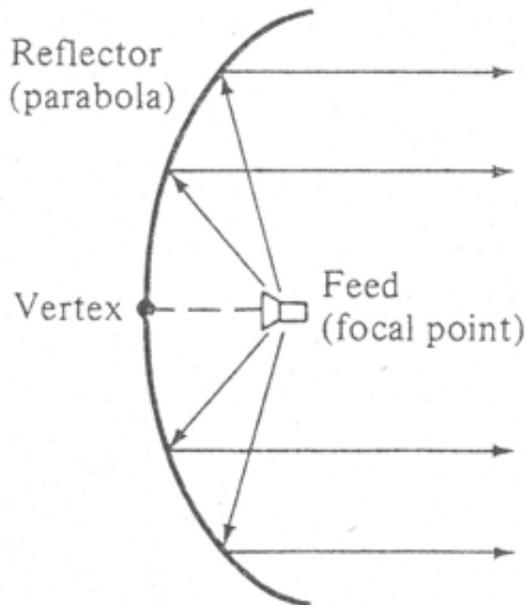
Antenne ad apertura: trombe

- 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



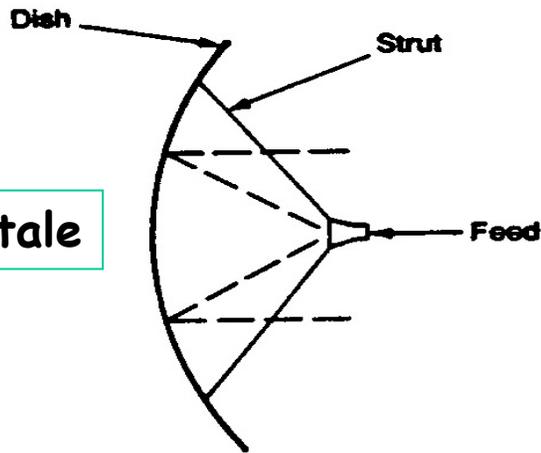
Antenne a riflettore

- 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

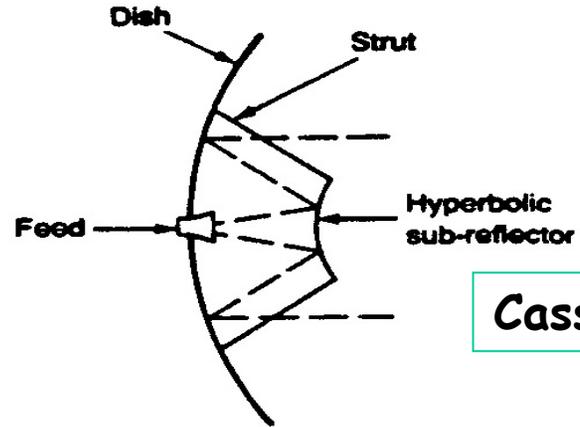


Tipi di antenne a paraboloide

feed frontale

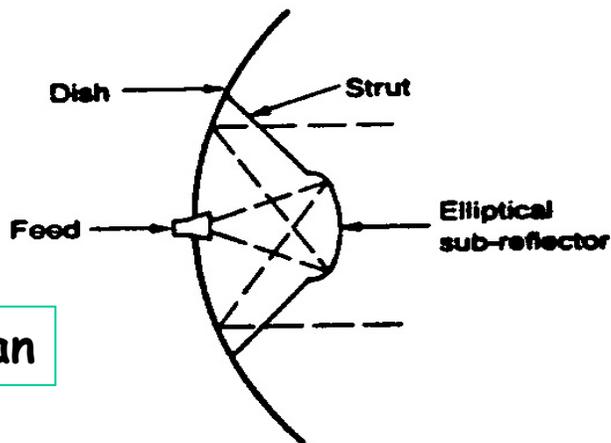


(a)



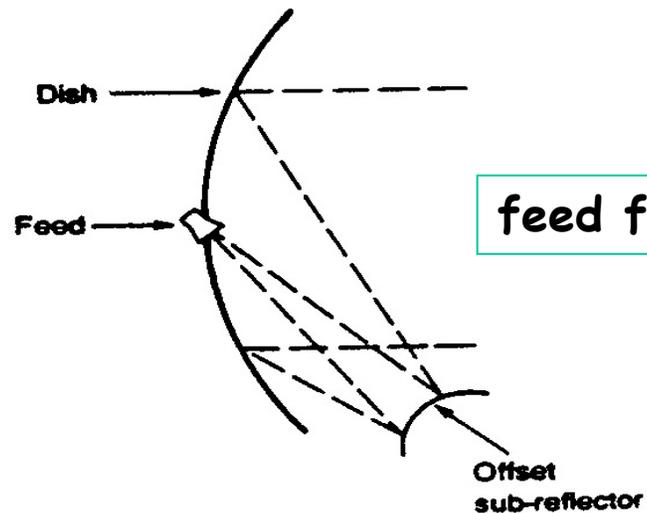
Cassegrain

(b)



Gregorian

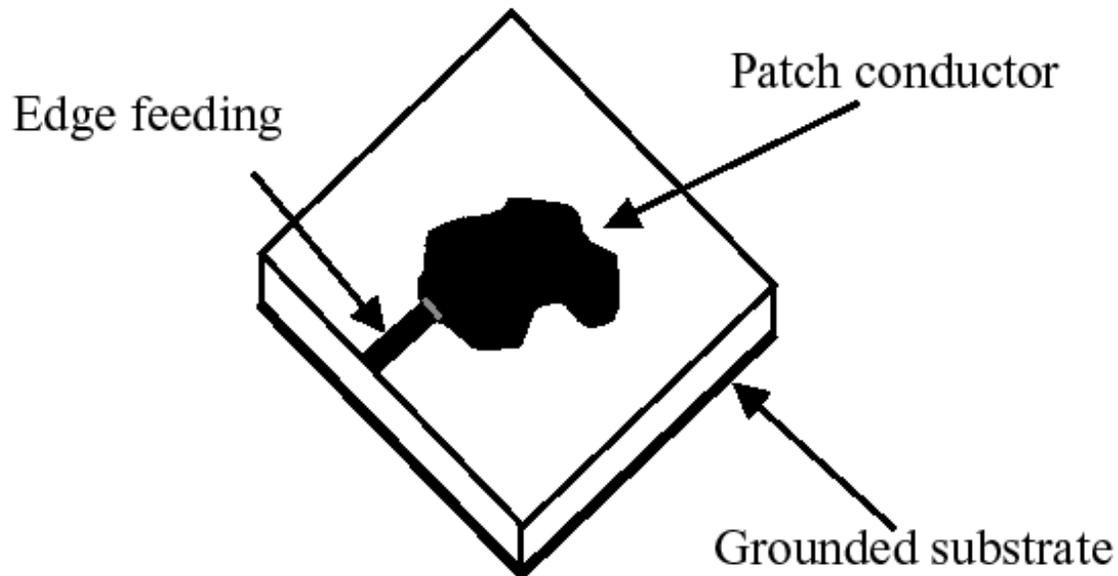
(c)



feed fuori asse

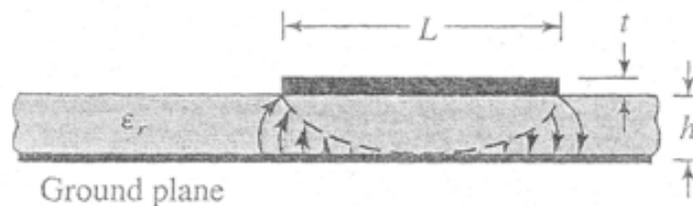
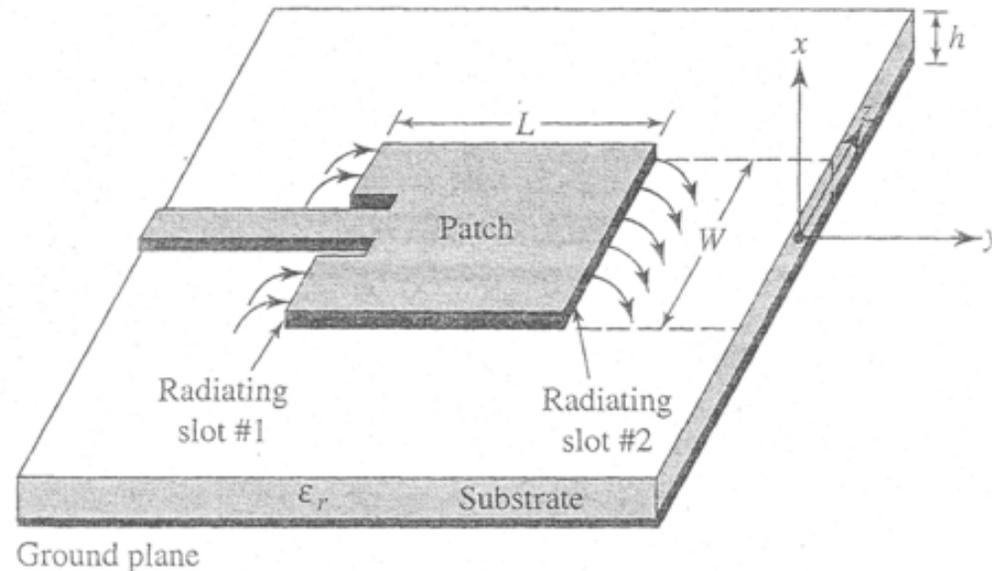
Antenne planari

- 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)



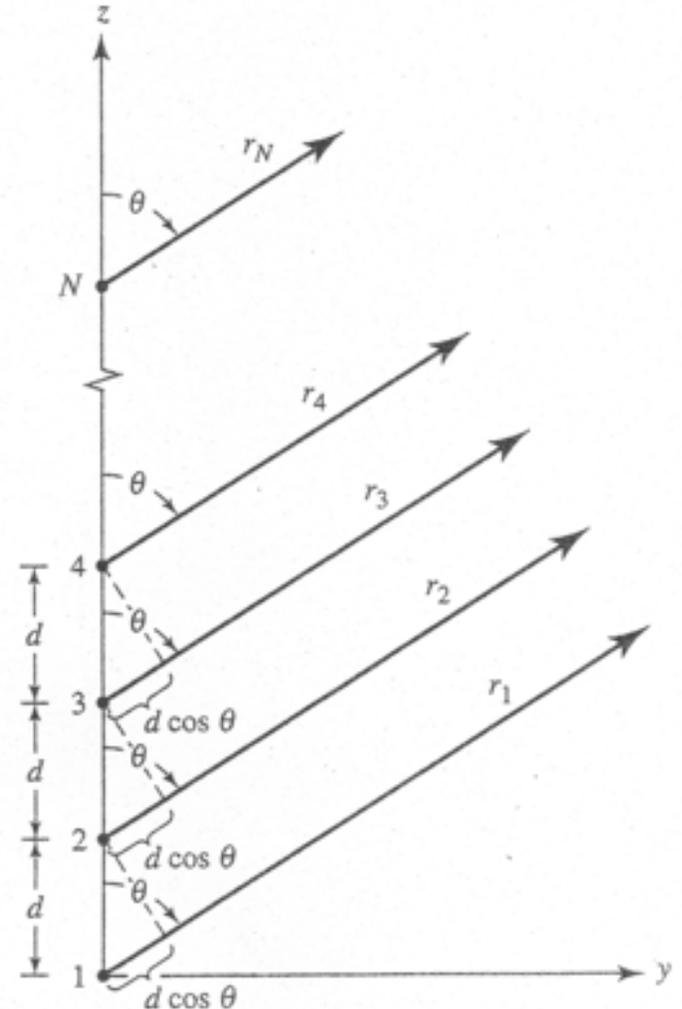
Antenne planari: principio di funzionamento

- 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



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 (array)**



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

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

- **Regola di Krauss**: il ddr di un array si può ottenere moltiplicando il diagramma del radiatore tipo per il ddr di un array di radiatori isotropi posizionati ed eccitati come gli elementi della schiera reale.
- $F(\psi)$, 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 ψ_{\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.

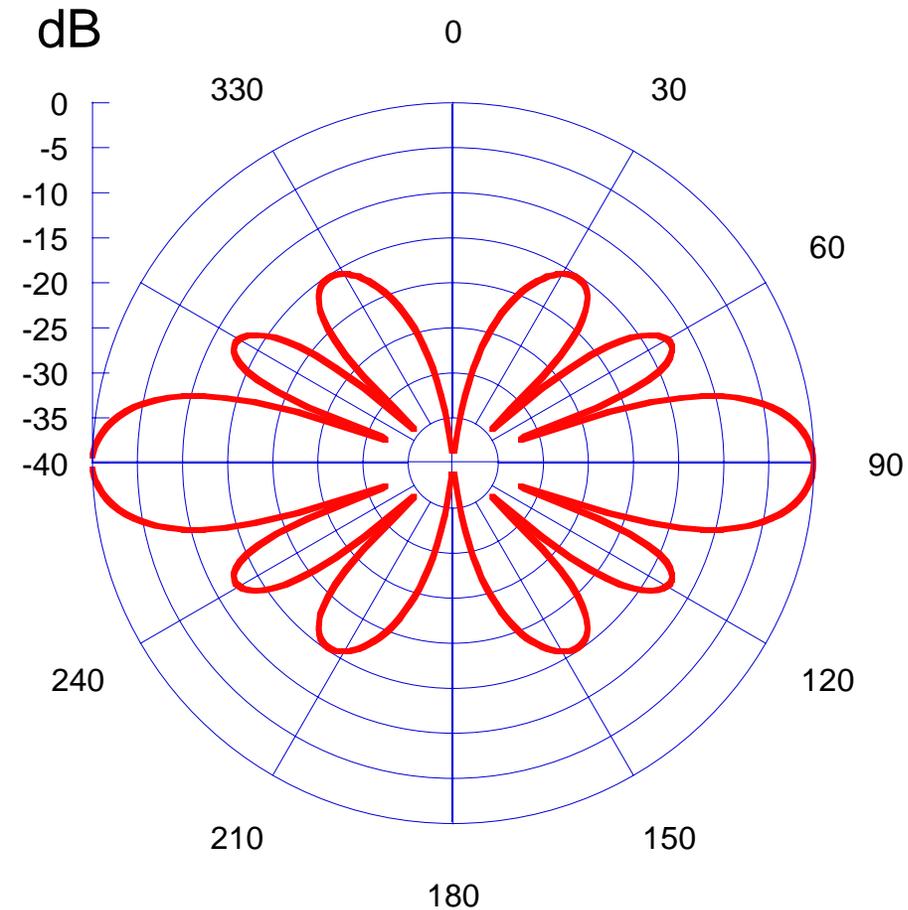
Più in generale, le possibili direzioni di massimo corrispondono ai valori di ψ per i quali:

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

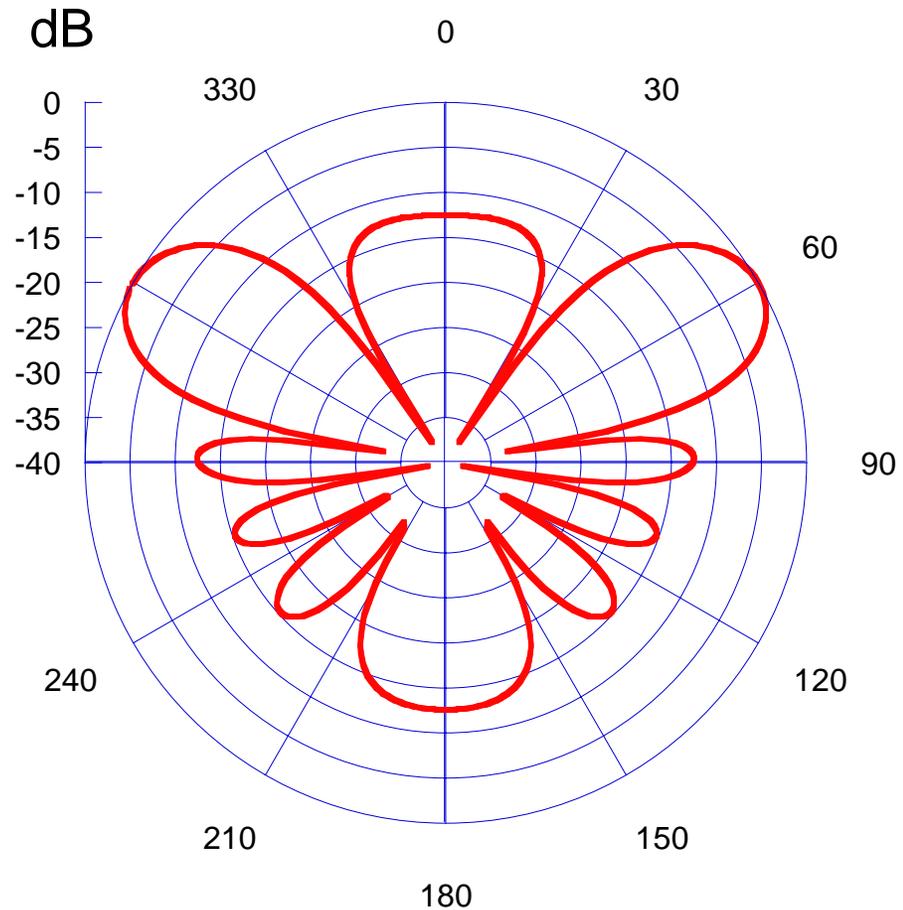
La soluzione per $m=0$ (riportata prima) è l'unica possibile soluzione se per $m=\pm 1$ il secondo membro risulta maggiore di 1. Altrimenti compaiono altri lobi principali che prendono il nome di *grating lobes*.

Allineamenti lineari uniformi: angolazione del fascio principale

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

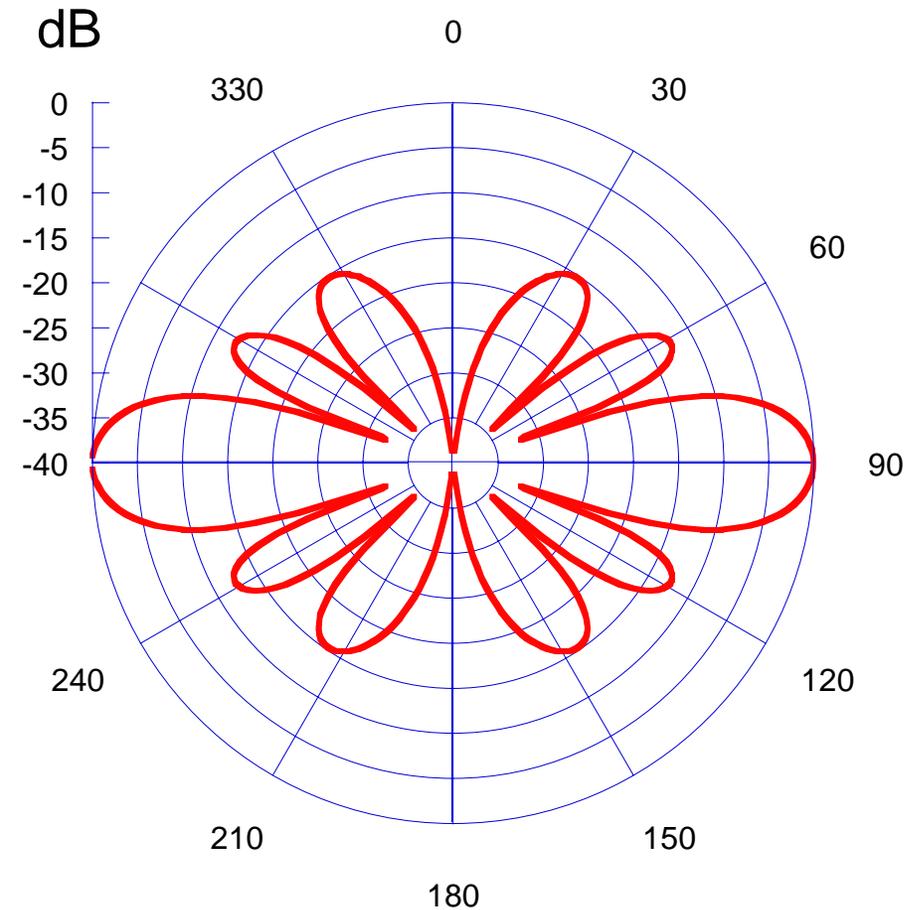


$$N = 6 \quad d = \lambda/2$$
$$\alpha d = 90^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 60^\circ \text{ e } 300^\circ$$

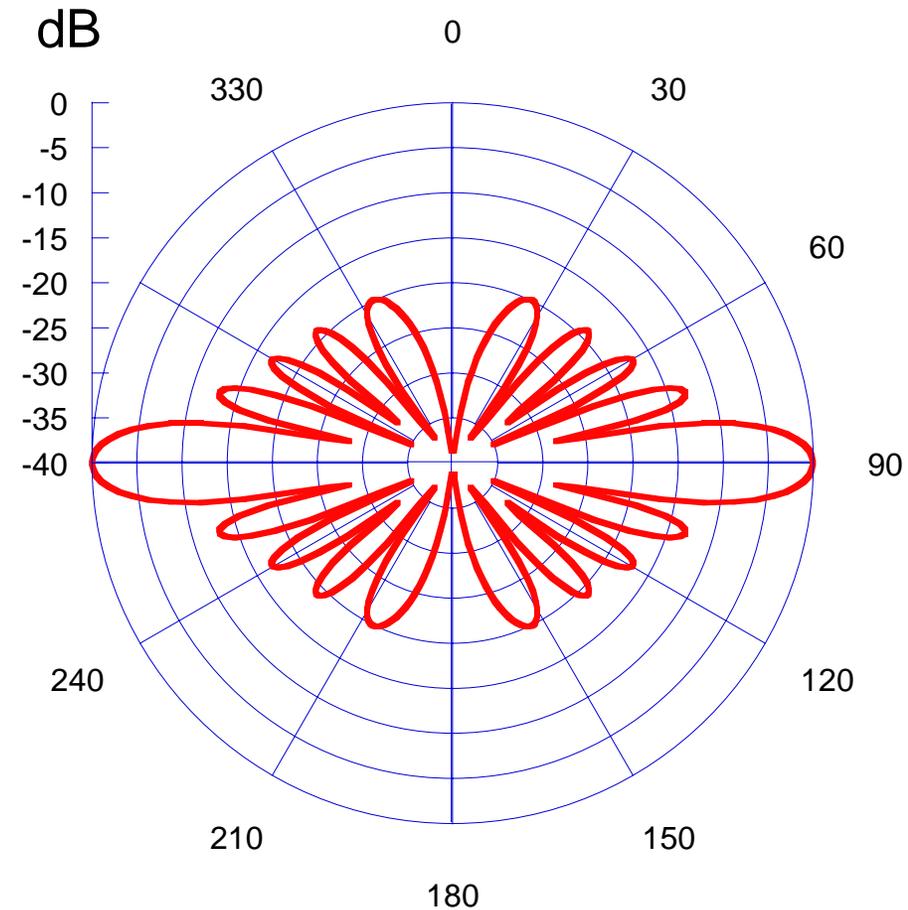


Allineamenti lineari uniformi: restringimento del fascio principale

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

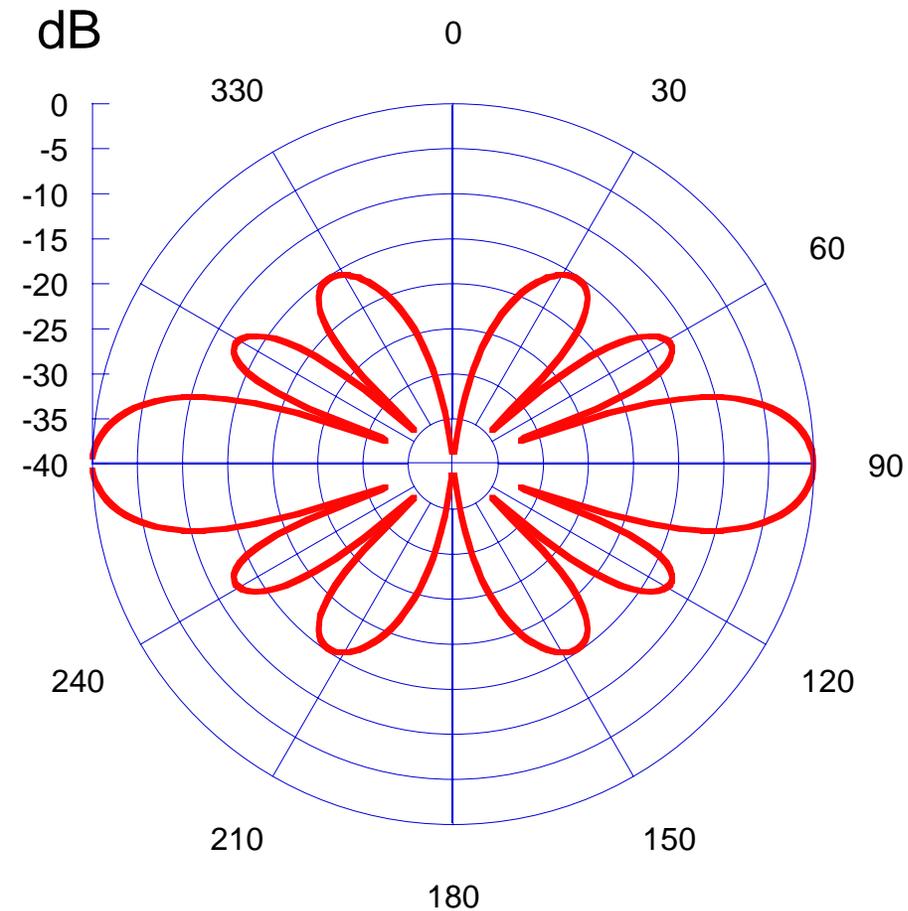


$$N = 10 \quad d = \lambda/2$$
$$\alpha d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ$$

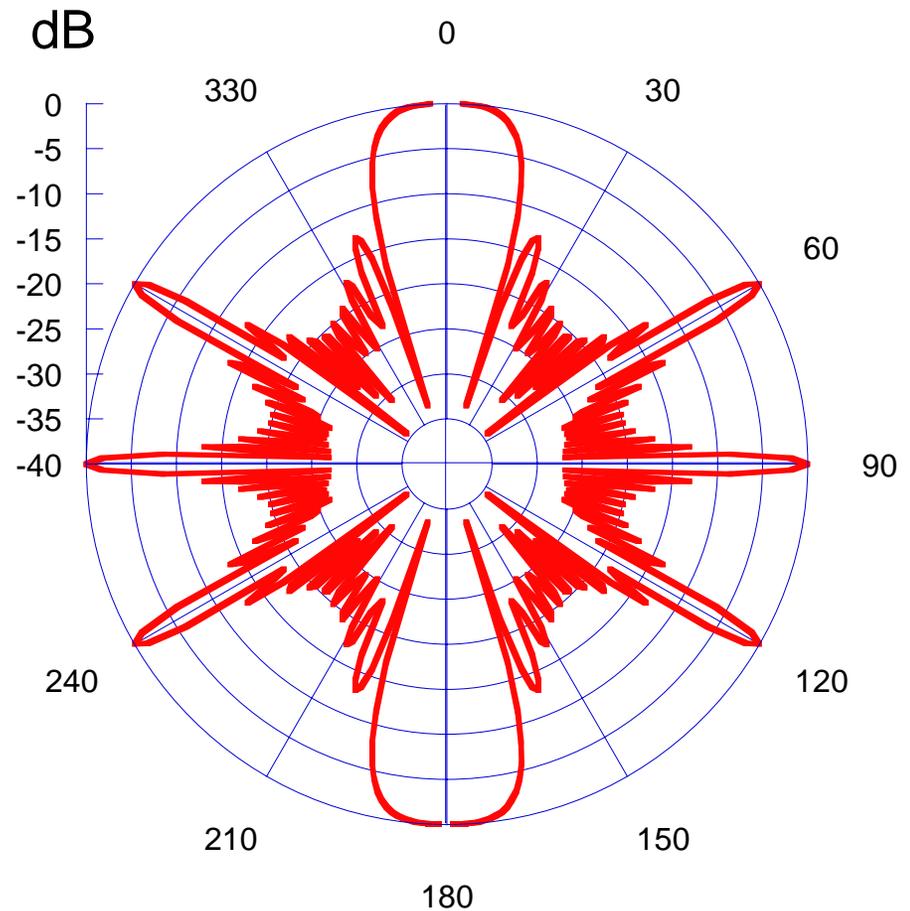


Allineamenti lineari uniformi: lobi di grating

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



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



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 broadfire - dimensione lobo principale

- Per gli allineamenti broadside si è trovato: $\psi_{\max} = 90^\circ \Rightarrow \alpha d = 0$
- Pertanto risulta

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

- Allora i primi nulli del diagramma di radiazione si avranno in posizione simmetrica rispetto la direzione di massimo, lungo direzioni definite da: $\psi' = \psi_{\max} \pm \Delta = \frac{\pi}{2} \pm \Delta$

$$\sin[N(k \cos \psi') d/2] = 0 \rightarrow N(k \cos \psi') d/2 = \pm \pi$$

- Svolgendo i conti si trova

$$N \frac{2\pi d}{\lambda} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\right) = \pm \pi$$

$$N \frac{d}{\lambda} \text{sen}(\Delta) = \pm 1 \rightarrow \Delta = \text{arcsen}\left(\pm \frac{\lambda}{Nd}\right)$$

Nd è la dimensione dell'allineamento, per cui tanto più grande è l'array tanto più piccolo è il valore del seno e quindi dell'angolo Δ .

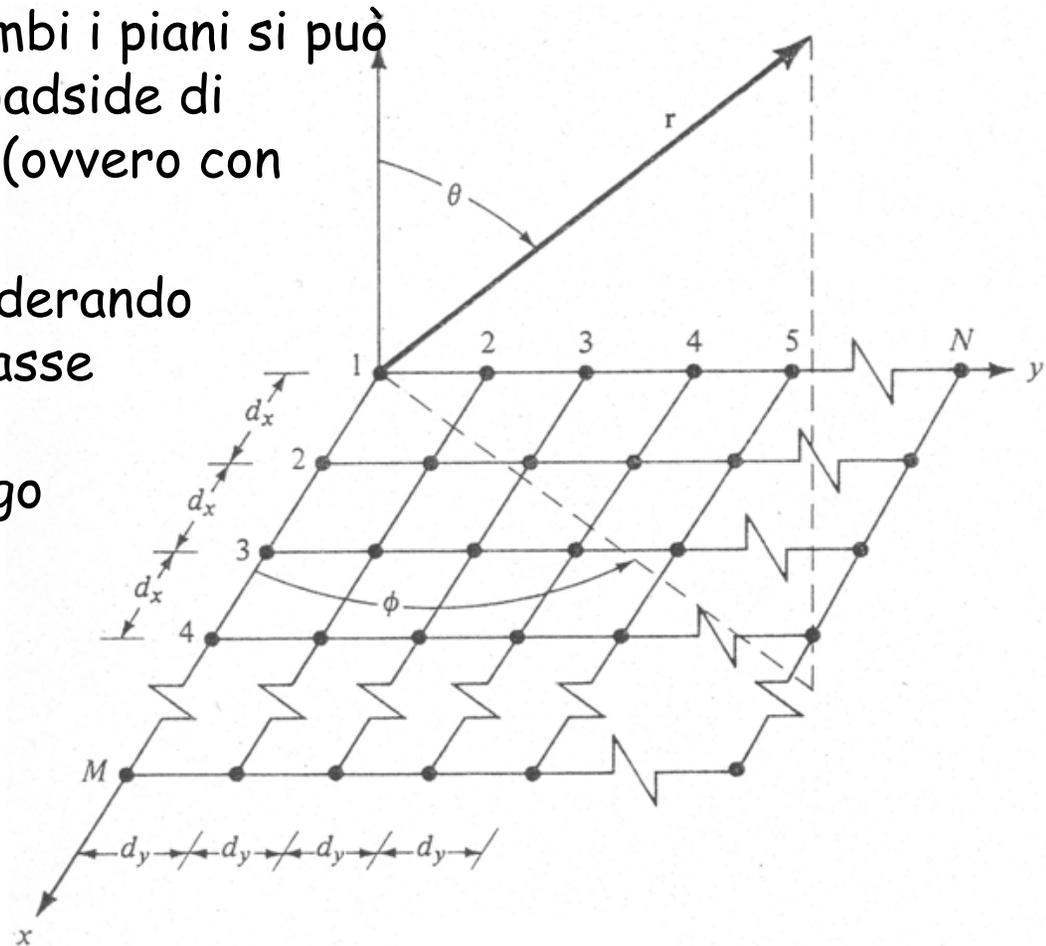
Tanto più grande è l'array, tanto più stretto è il lobo principale...

Allineamenti lineari non uniformi

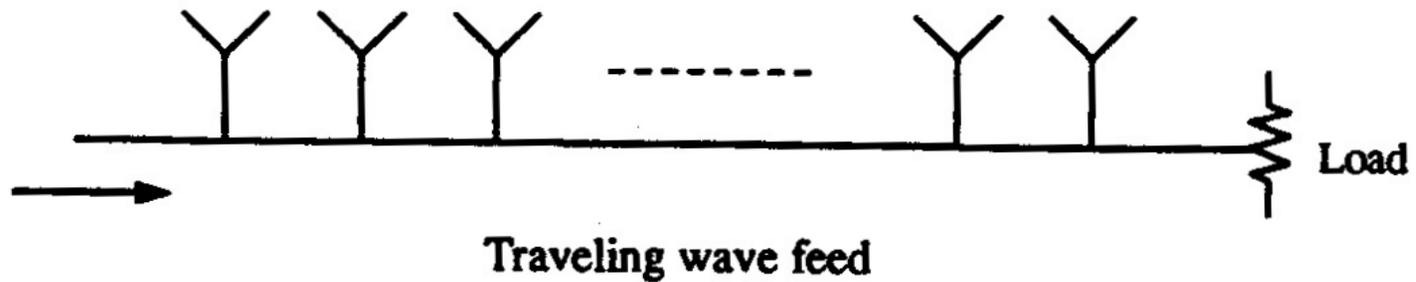
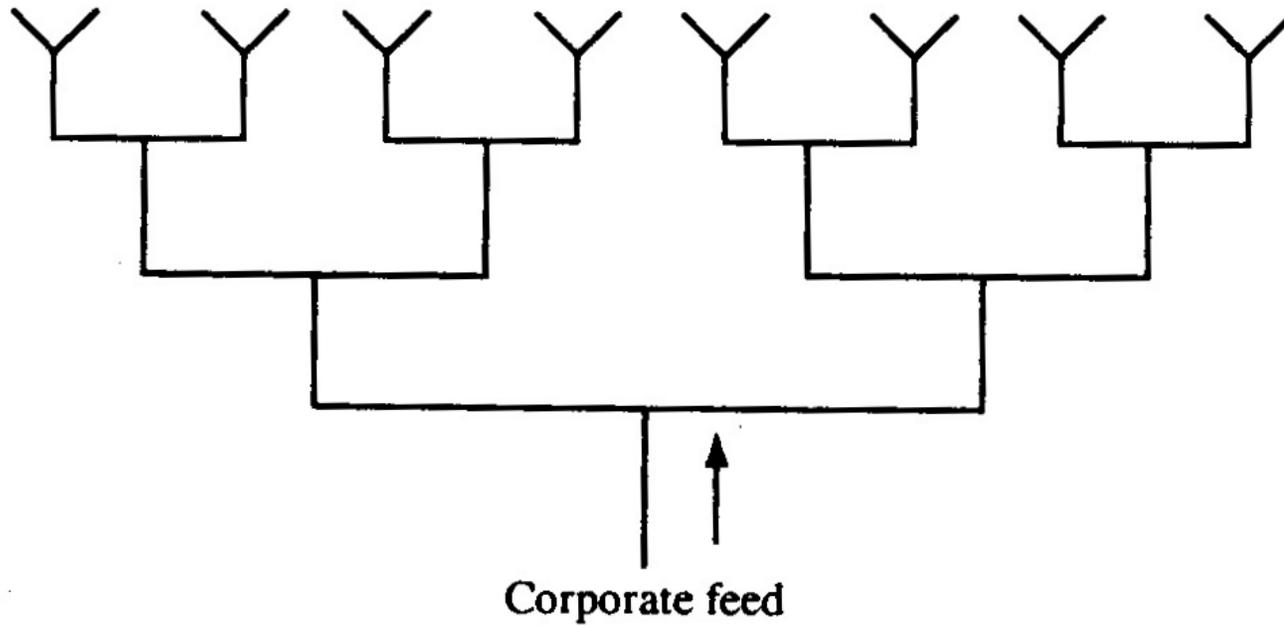
- Utilizzando allineamenti lineari uniformi la forma del fattore di allineamento è fissata
- Questo implica che, una volta fissato il numero di elementi, l'ampiezza dei lobi secondari rispetto a quello principale è fissata
- Spesso è importante poter controllare ed, in particolare, ridurre l'ampiezza 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

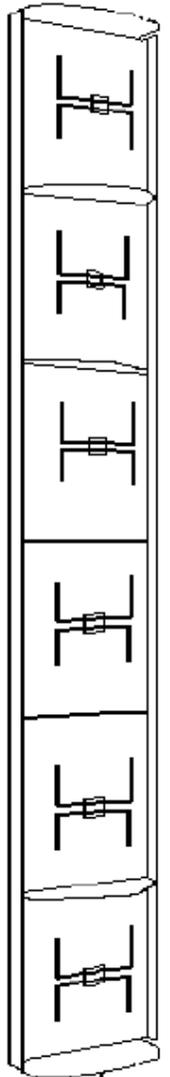


Alimentazioni array



Antenne a pannello per stazioni radio base

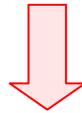
- Le antenne a pannello che si utilizzano nelle stazioni radio base sono generalmente realizzate per mezzo di allineamenti verticali di dipoli con un riflettore metallico alle spalle
- I dipoli possono essere verticali (per avere polarizzazione verticale) o disposti ad x (per avere polarizzazione duale $\pm 45^\circ$ 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: $|F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right| = I_0$

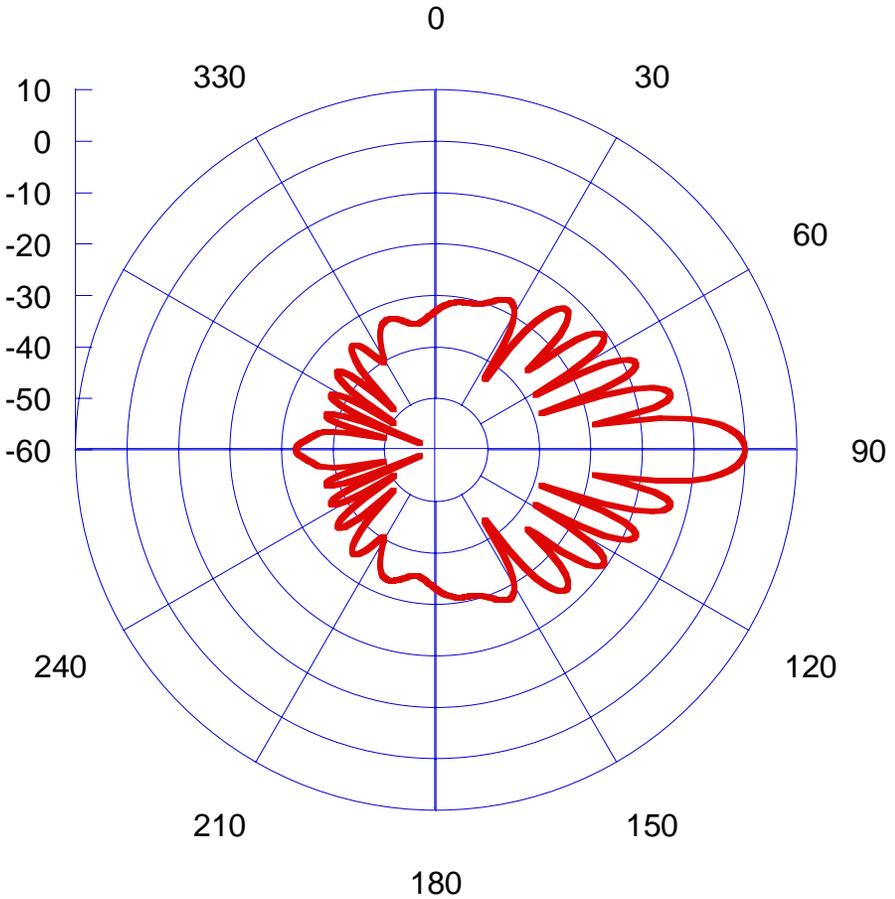
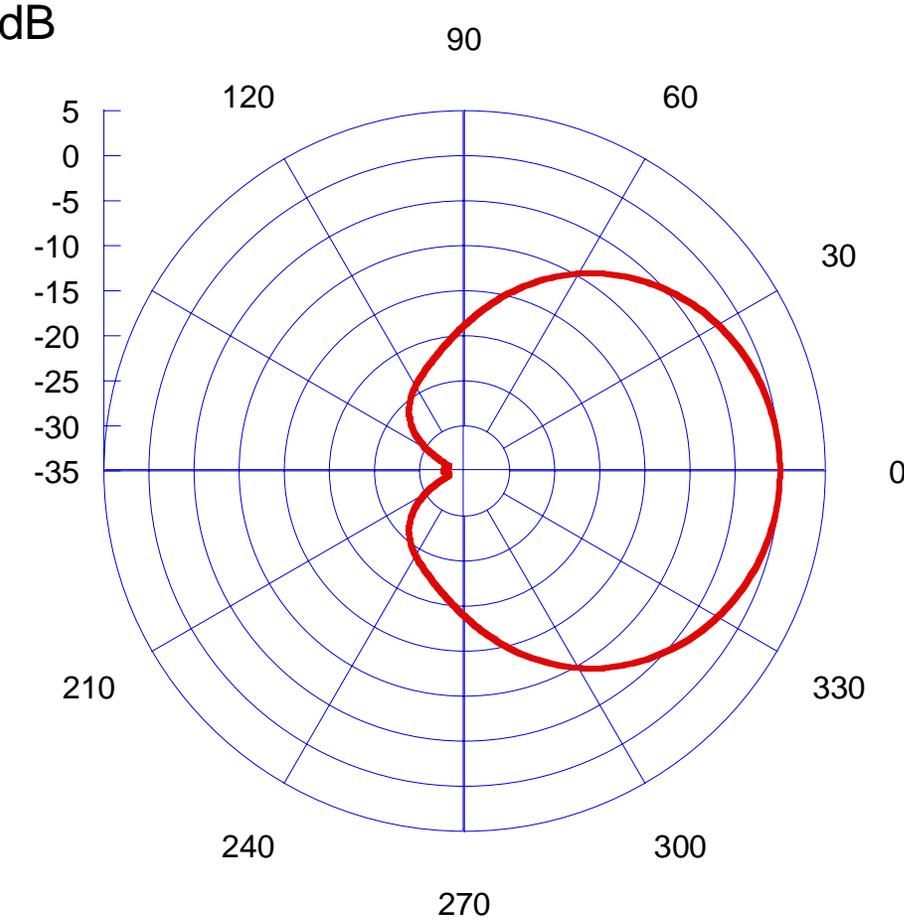
2 dipoli: $|F(\psi)| = I_0 \left| \frac{\sin[2(k \cos \psi - \alpha) d/2]}{\sin[(k \cos \psi - \alpha) d/2]} \right| = 2I_0$

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



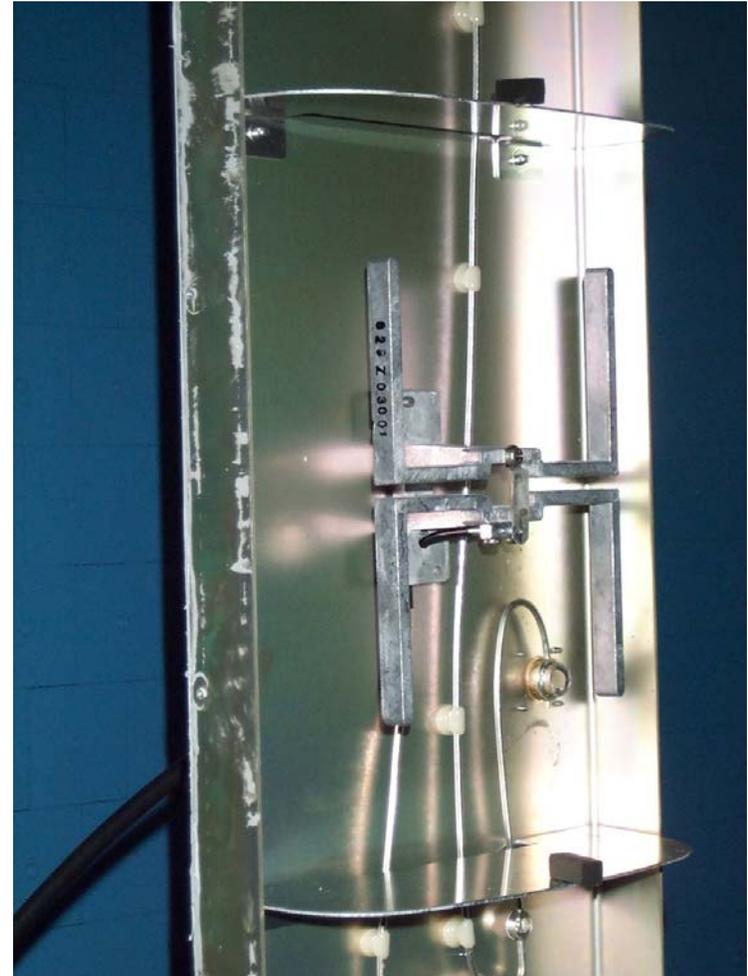
Esempi di antenne a pannello per stazioni radio base (1/2)

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°

