

*Tipi di antenne.  
Antenne per applicazioni mediche*

Marta Cavagnaro

# Ripasso

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



zona di campo vicino reattivo

$$r \gg \lambda$$
$$r \gg D$$

zona di campo vicino radiativo  
(Fresnel)

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

$$r \gg \lambda$$
$$r \gg D$$

zona di campo lontano radiativo  
(Fraunhofer)

# Parametri d'antenna

- Campo lontano:

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

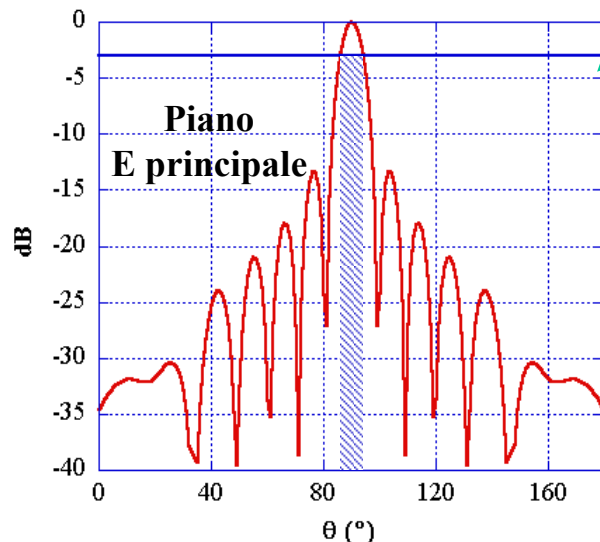
$$r > \frac{2 D^2}{\lambda}$$

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

Onda sferica con  
ampiezza che  
decrese come  $1/r$

il modulo definisce le proprietà  
di radiazione dell'antenna:  
(diagramma di radiazione....)

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

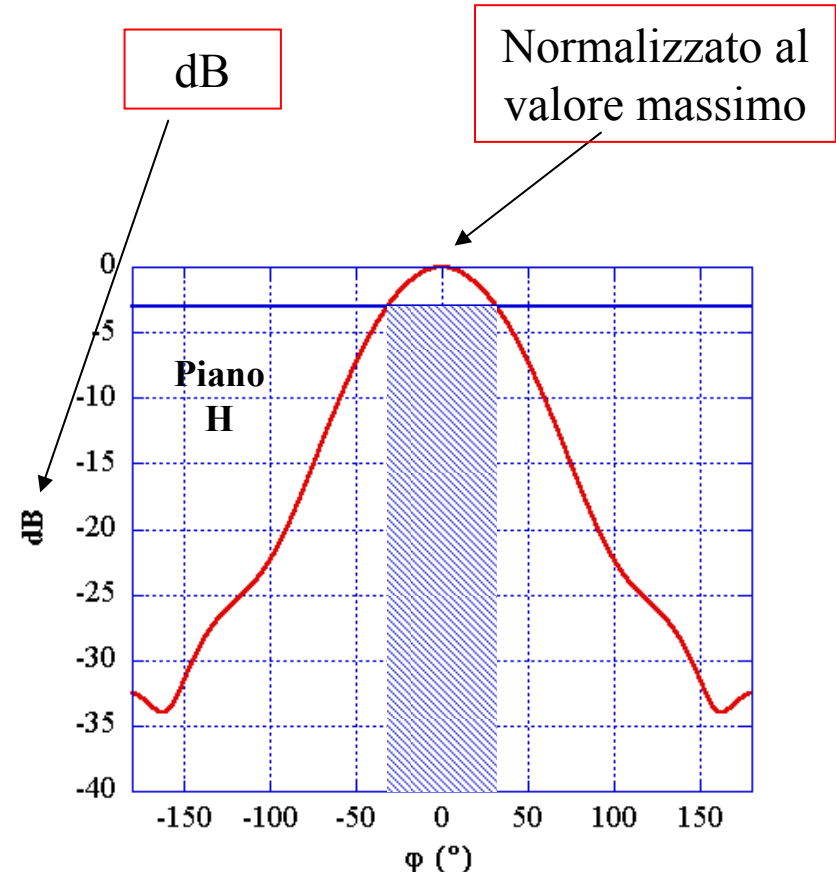
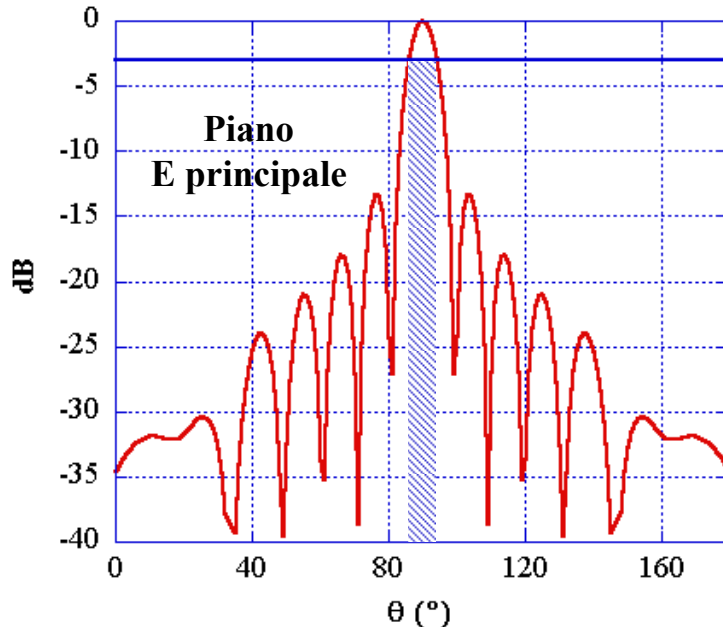
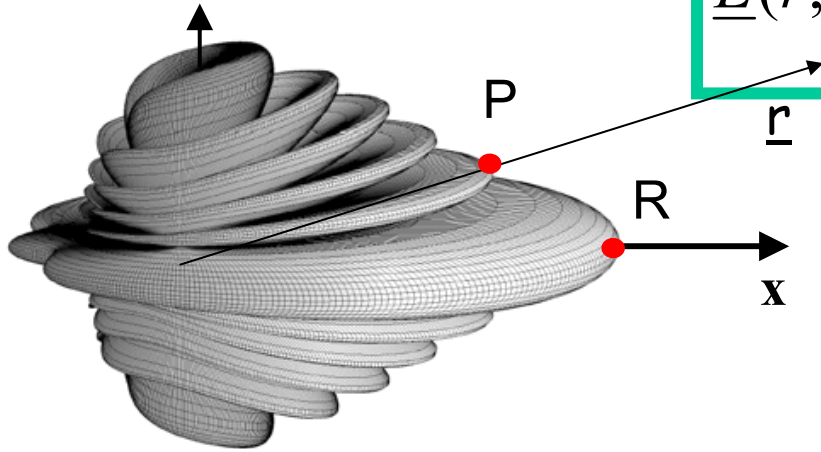


$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi)$$

# Parametri d'antenna

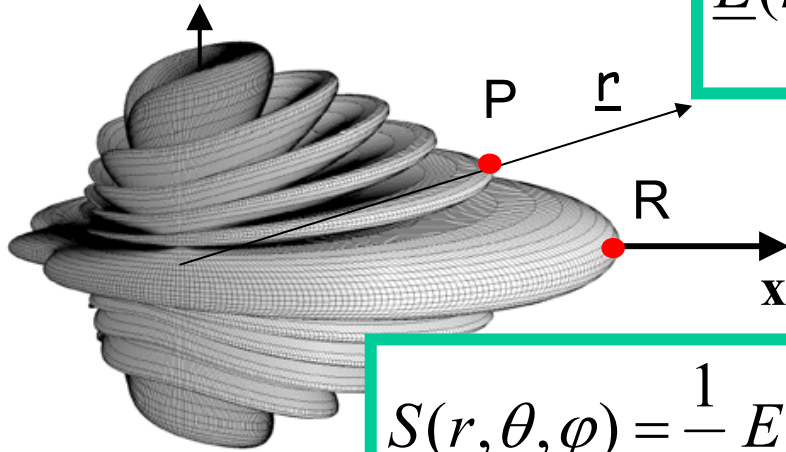
- Diagramma di radiazione

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = -j k \zeta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \underline{N}_{\perp}(\theta, \varphi)$$



# Parametri d'antenna

- Direttività (Guadagno)



$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = -j k \zeta \frac{e^{-j k r}}{4 \pi r} \underline{N}_{\perp}(\theta, \varphi)$$

$$\underline{H}(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{\zeta} \underline{r}_0 \times \underline{E}(r, \theta, \varphi)$$

$$\underline{S}(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{2} \underline{E}(r, \theta, \varphi) \times \underline{H}^*(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{2\zeta} |\underline{E}(r, \theta, \varphi)|^2 \underline{r}_0$$

La direttività è il rapporto tra la densità di potenza generata dall'antenna e quella ottenuta da un'antenna isotropa che irradia la stessa potenza

$$D(\theta, \varphi) = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{S_0(r)} = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{\left( \frac{P_{irr}}{4\pi r^2} \right)}$$



$$D_{\max} = \frac{S_{\max}(r, \theta_{punt}, \varphi_{punt})}{\left( \frac{P_{irr}}{4\pi r^2} \right)}$$

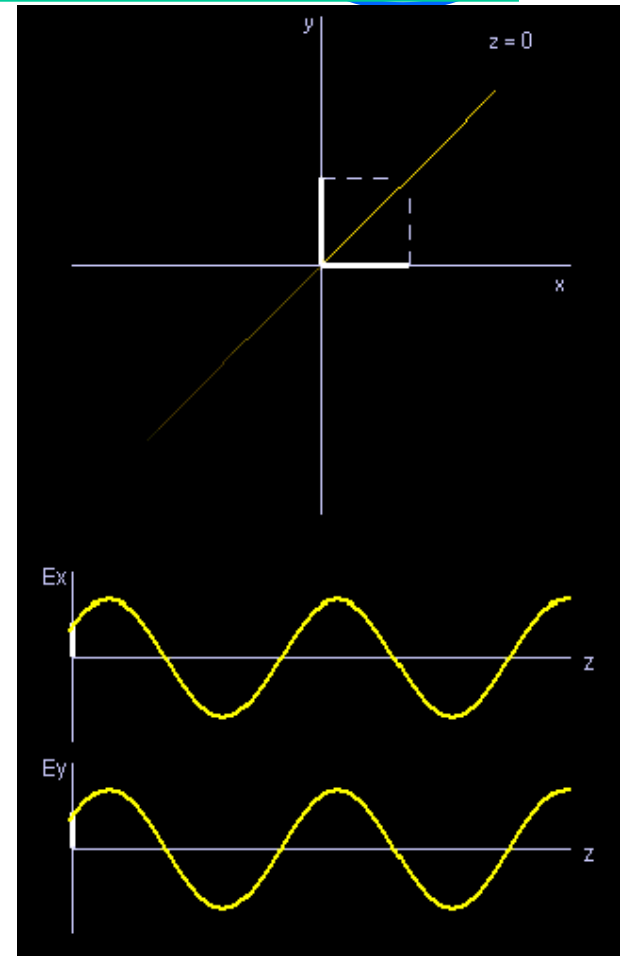
$$D(\theta, \varphi) \propto |\underline{N}_{\perp}(\theta, \varphi)|^2$$

# Parametri d'antenna

- Polarizzazione

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

- L'antenna si dice a polarizzazione lineare (circolare,...) se il campo elettrico prodotto è polarizzato linearmente (circolarmente,...)
- L'antenna si dice a polarizzazione circolare (ellittica) destra (o sinistra) se il campo elettrico prodotto è polarizzato circolarmente (ellitticamente) destro (o sinistro), ovvero se, ponendo il pollice della mano destra (sinistra) lungo la direzione di propagazione ( $\underline{r}_0$ ), il campo ruota nel verso indicato dalle dita della mano



# Antenne in ricezione

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

$$P_{ric} = S_{inc} A_{eff}(\theta, \varphi) \eta \left| \underline{p}_{ant}(\theta, \varphi) \cdot \underline{p}_{0inc}^* \right|^2 \quad \Rightarrow \quad A_{eff}(\theta, \varphi) \eta = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \varphi)$$

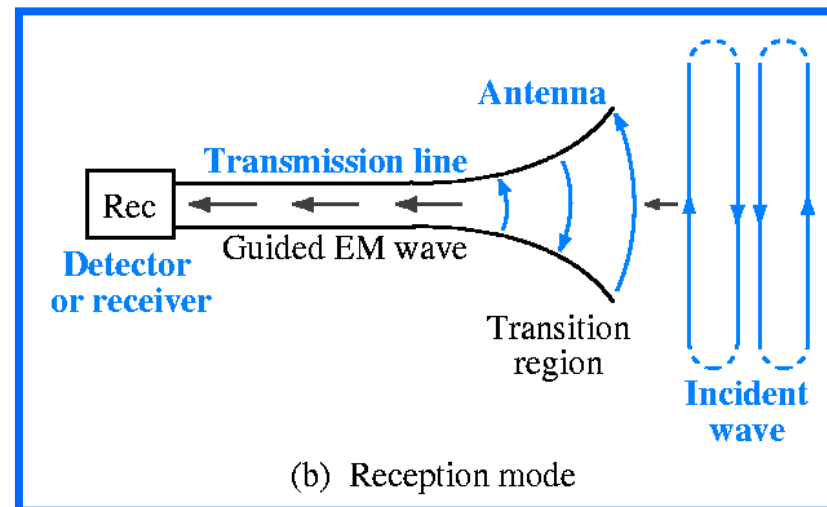
Densità di potenza  
incidente

Efficienza

Efficienza di polarizzazione (prodotto  
scalare tra la polarizzazione dell'antenna  
e quella del campo incidente)

$$P_{ric} = \frac{\left| h_{eff}(\theta, \varphi) E_{inc} \underline{p}_{ant}(\theta, \varphi) \cdot \underline{p}_{inc}^* \right|^2}{8 R_A}$$

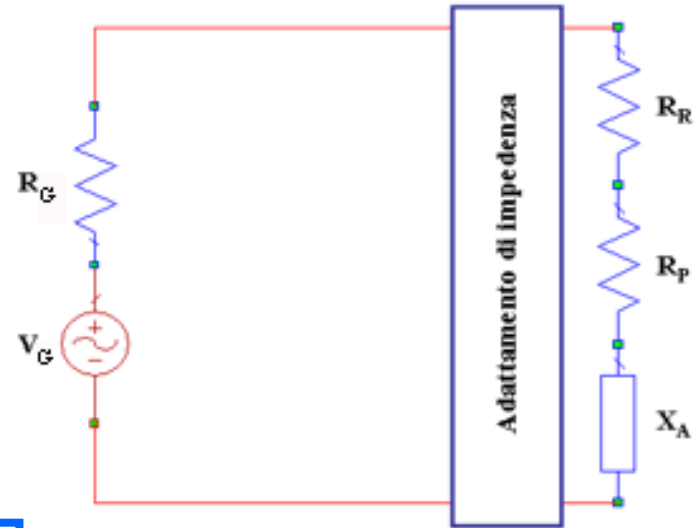
Resistenza  
d'antenna



# Parametri d'antenna

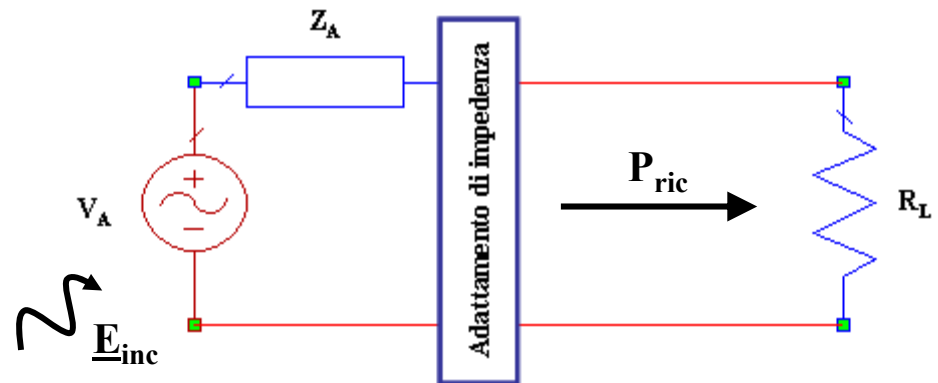
- L'antenna come elemento circuitale

Trasmissione



Impedenza di ingresso dell'antenna

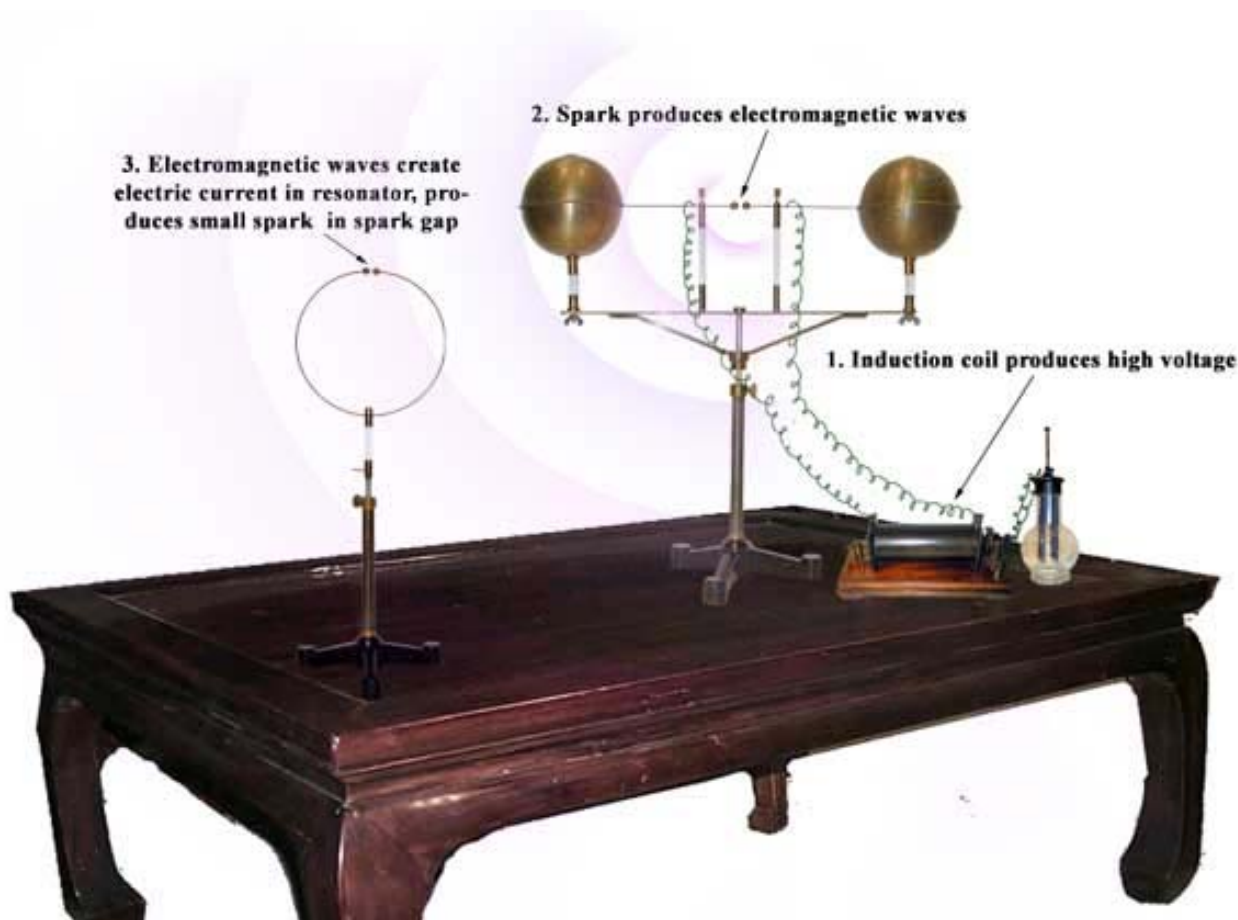
Ricezione





# *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

# Campo prodotto dal dipolo corto

- Si ottiene per il **campo magnetico**

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = 0$$

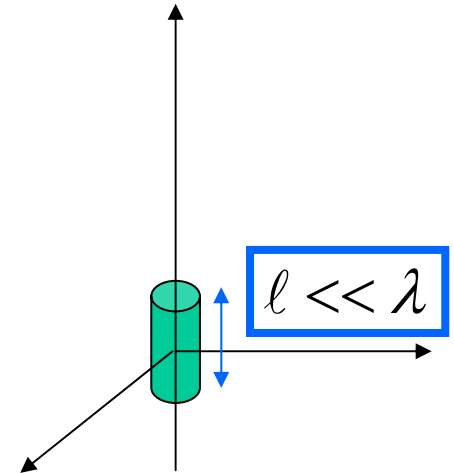
$$H_\varphi = j k \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta \left( 1 + \frac{1}{j k r} \right)$$

- per il **campo elettrico**

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

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

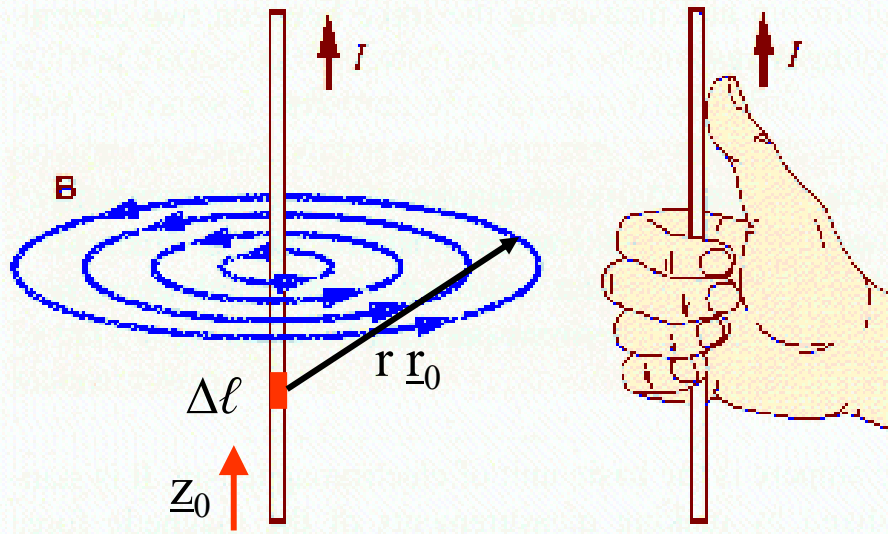
$$E_\varphi = 0$$



# 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

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

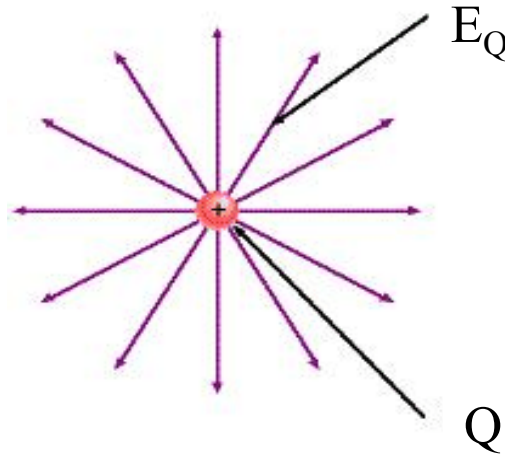
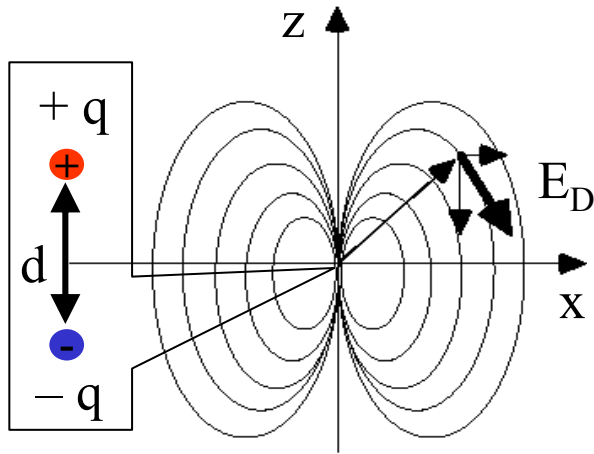
- Il secondo termine è legato al **contributo elettrodinamico di campo magnetico irradiato** e domina "lontano" dal dipolo

# 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

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

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



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

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

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

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

# Dipolo corto: campo vicino e campo lontano

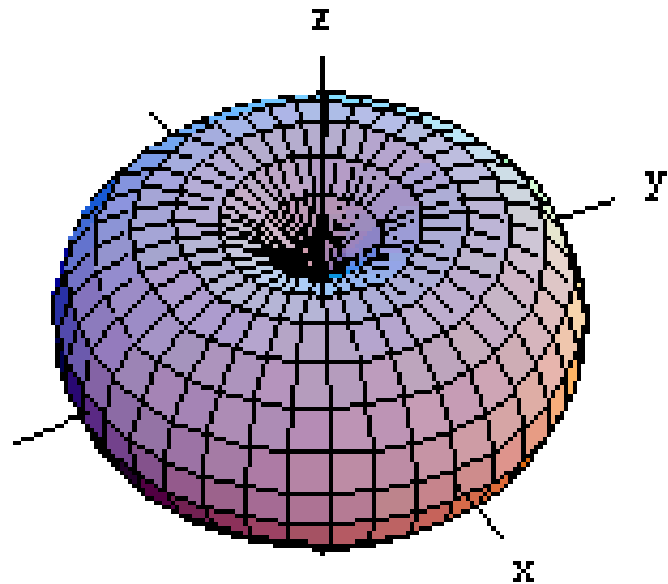
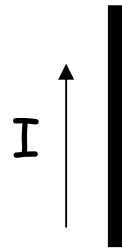
- Per "piccole" distanze dal dipolo il campo è dominato dai contributi quasi-statici: siamo nella **zona di campo vicino reattivo**
- Per distanze  $r \gg \lambda$  ( $r \geq 10 \lambda$ ) i contributi quasi-statici diventano trascurabili e il campo elettromagnetico è dominato dal contributo radiativo: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

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

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

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

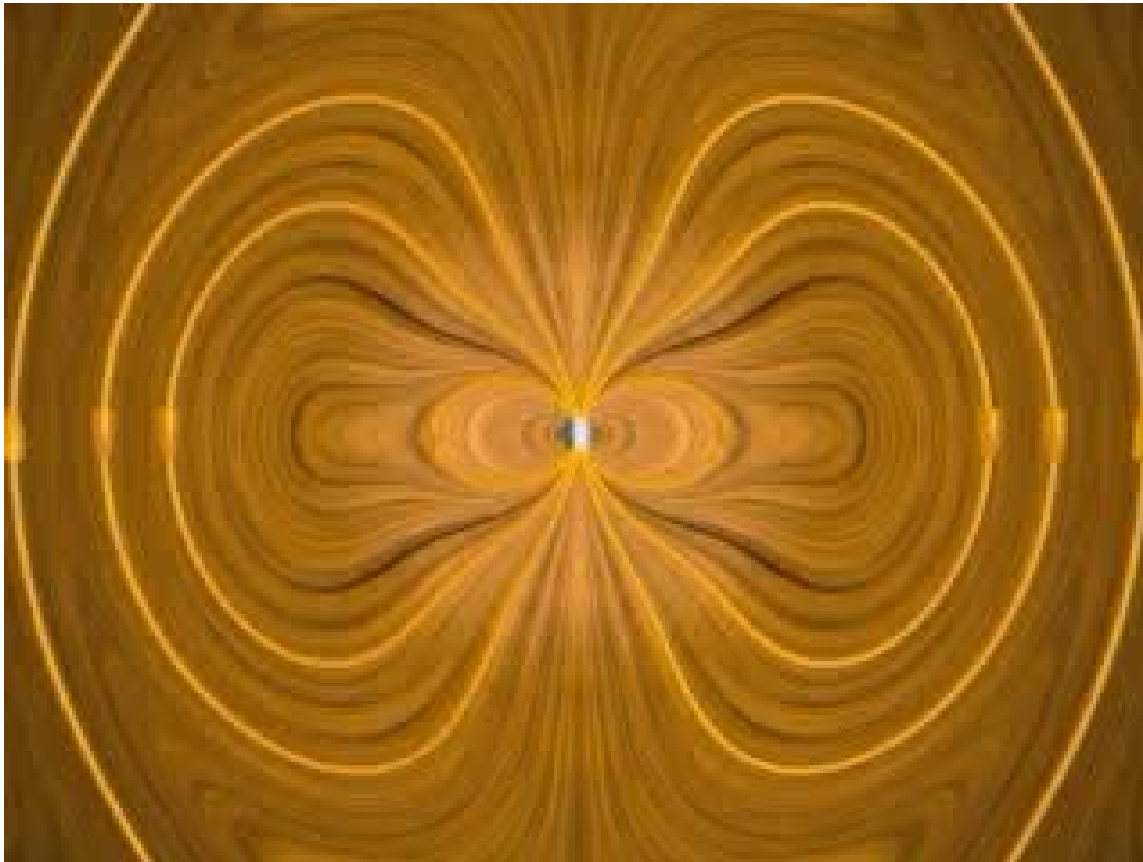
$$H_\phi \cong j k \frac{I \ell e^{-j k r}}{4 \pi r} \sin \theta$$



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

# *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 (La radiazione nello spazio libero avviene in maniera proporzionale alla funzione  $\sin \theta$ )



# 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 direttività:

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

la potenza irradiata,

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

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

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

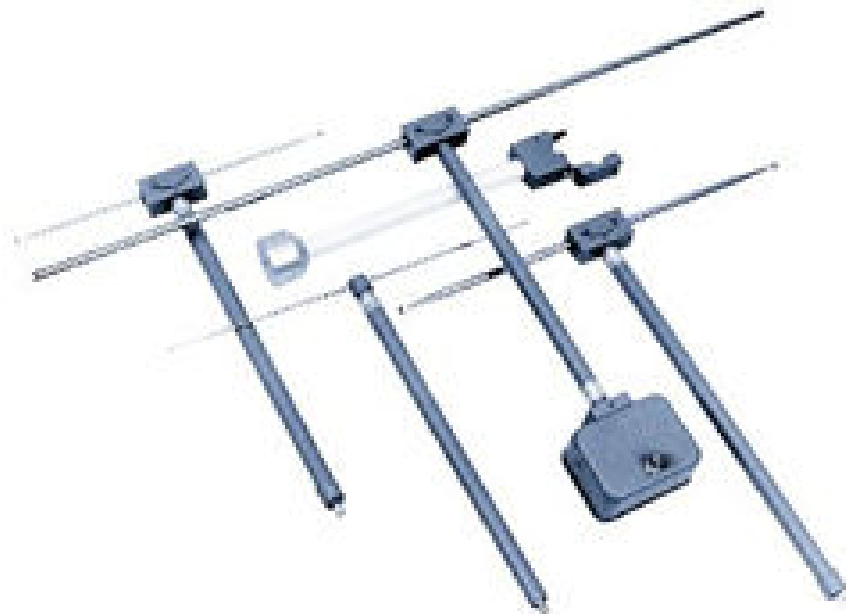
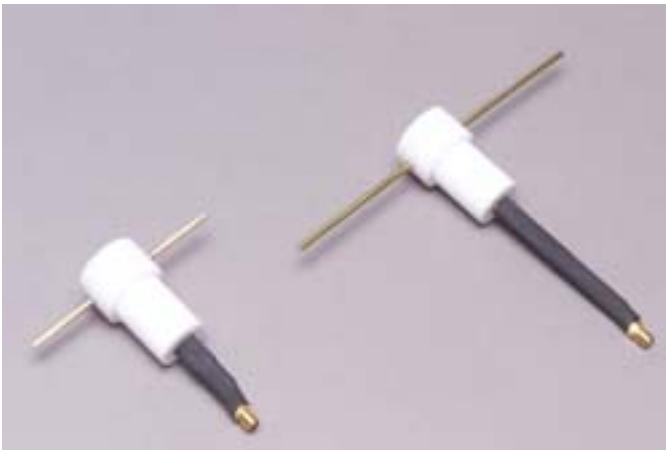
$$R_A = 80 \pi^2 \left( \frac{\ell}{\lambda} \right)^2$$

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



# 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)



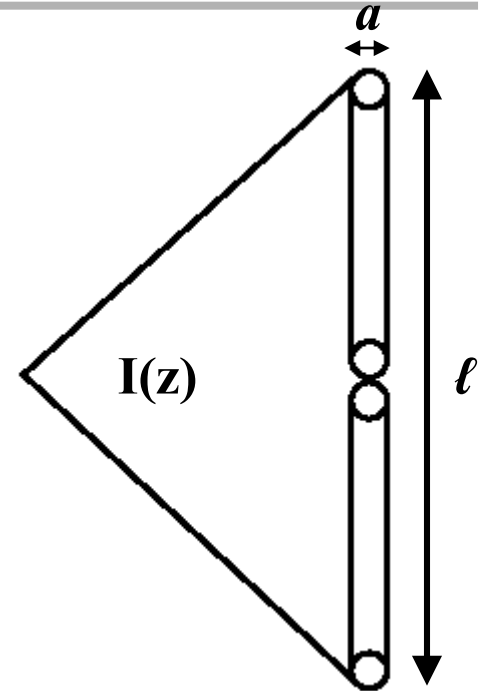


# Le antenne a dipolo corto reale: diagramma di radiazione, direttività e apertura a -3 dB

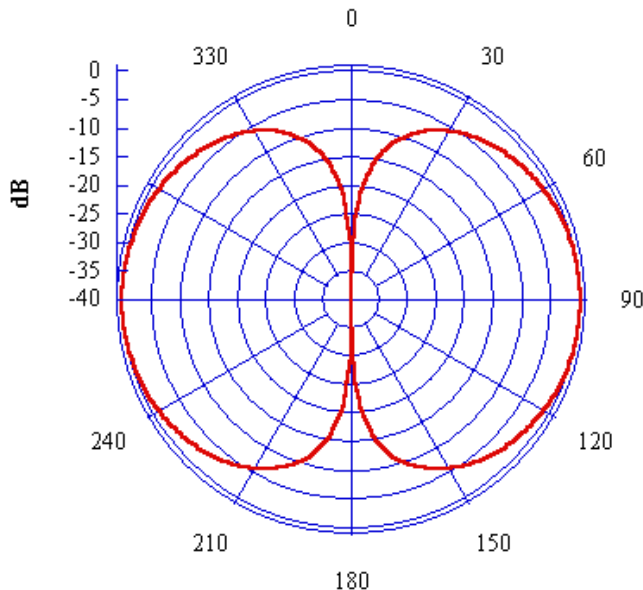
- Dall'espressione di  $P_{\text{irr}}$  e di  $\underline{E}$  si ricava la direttività

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

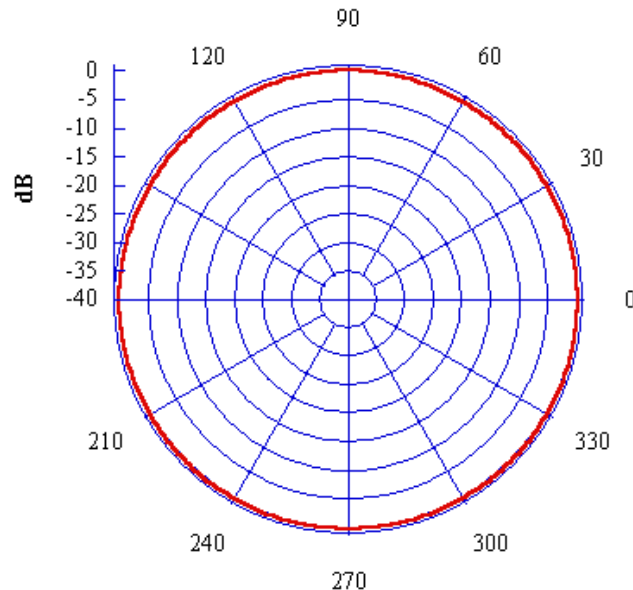
- La direttività è la stessa del dipolo hertziano
- La direttività massima è 1.76 dBi
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a  $90^\circ$



Piano E



Piano H

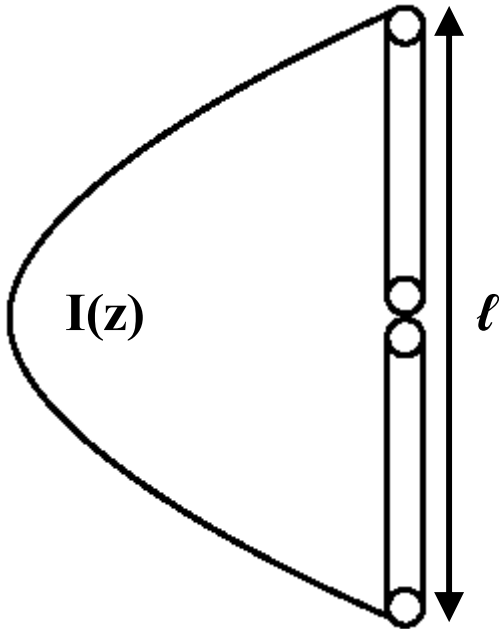


# Le antenne a dipolo lineare risonante: distribuzione di corrente

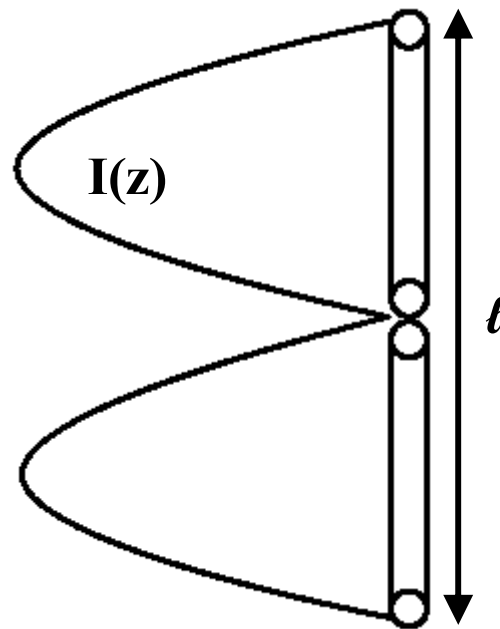
- L'espressione generale per la corrente lungo un'antenna a dipolo lineare è

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

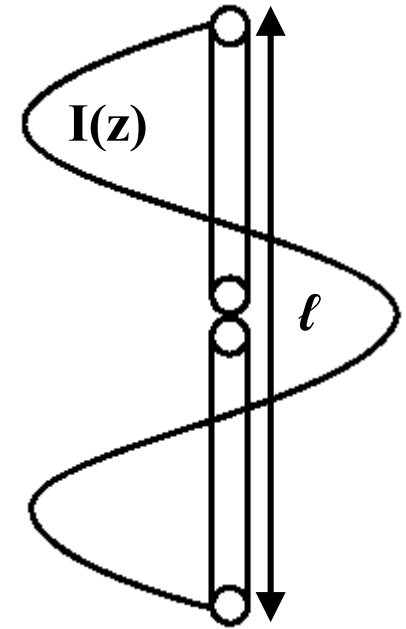
$I_0$  = corrente massima lungo l'antenna



$$\ell = \lambda/2$$



$$\ell = \lambda$$



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

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

- Campo irradiato

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

$I_0$  = corrente al feed

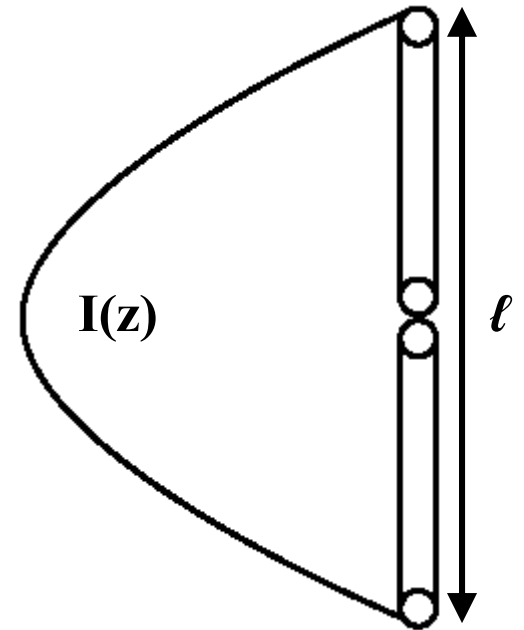
- Potenza irradiata

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

- 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  $\lambda/2$



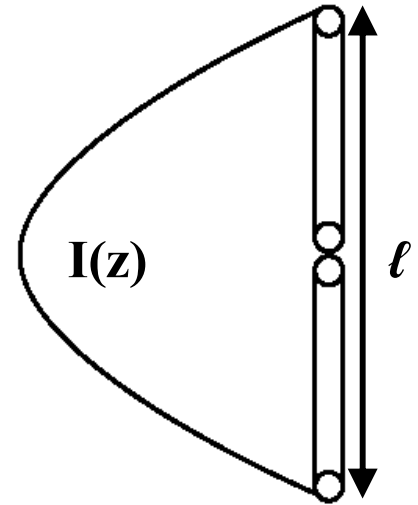
$$\ell = \lambda/2$$

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

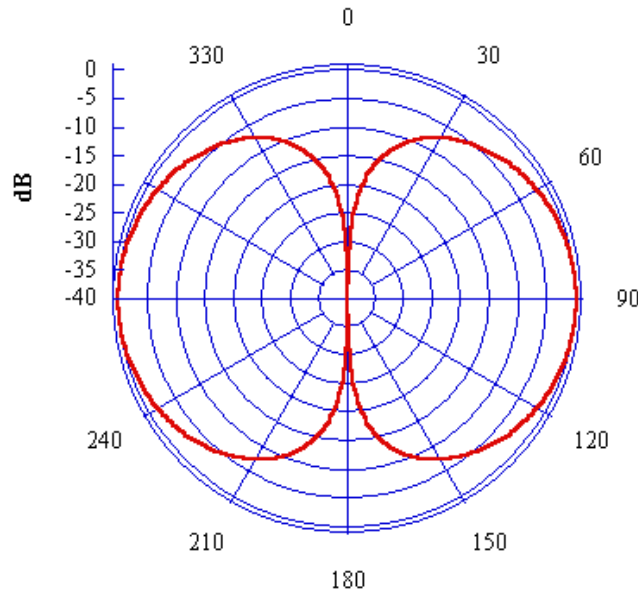
- Dall'espressione di  $P_{irr}$  e di  $\underline{E}$  si ricava la direttività

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

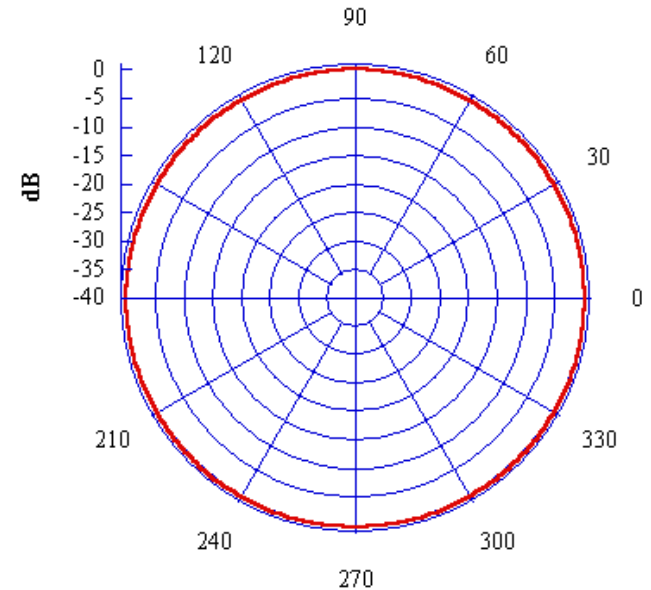
- La direttività massima è pari a 1.64 (2.15 dBi)
- L'apertura a -3 dB sul piano E è pari a  $78^\circ$



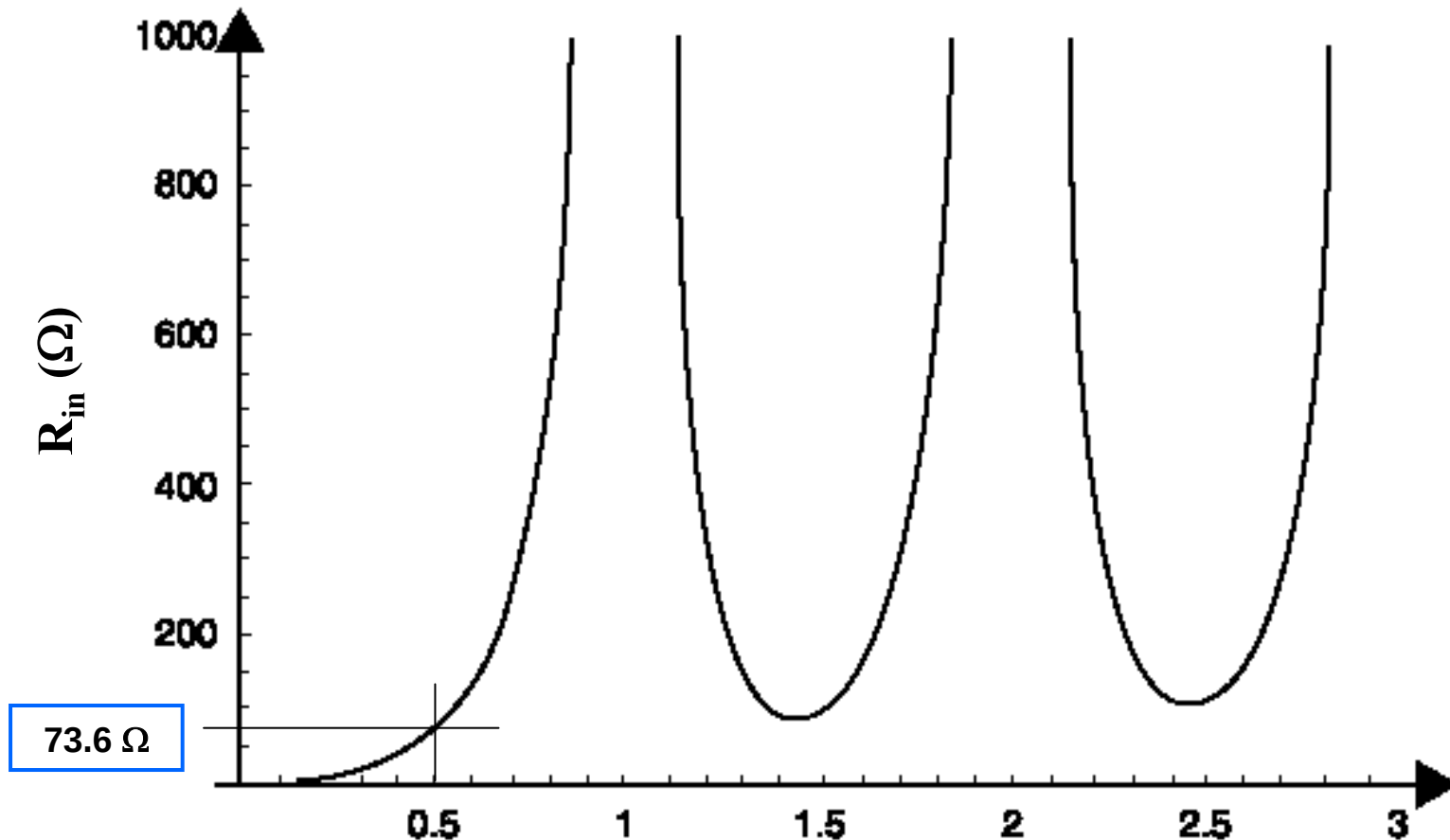
**Piano E**



**Piano H**



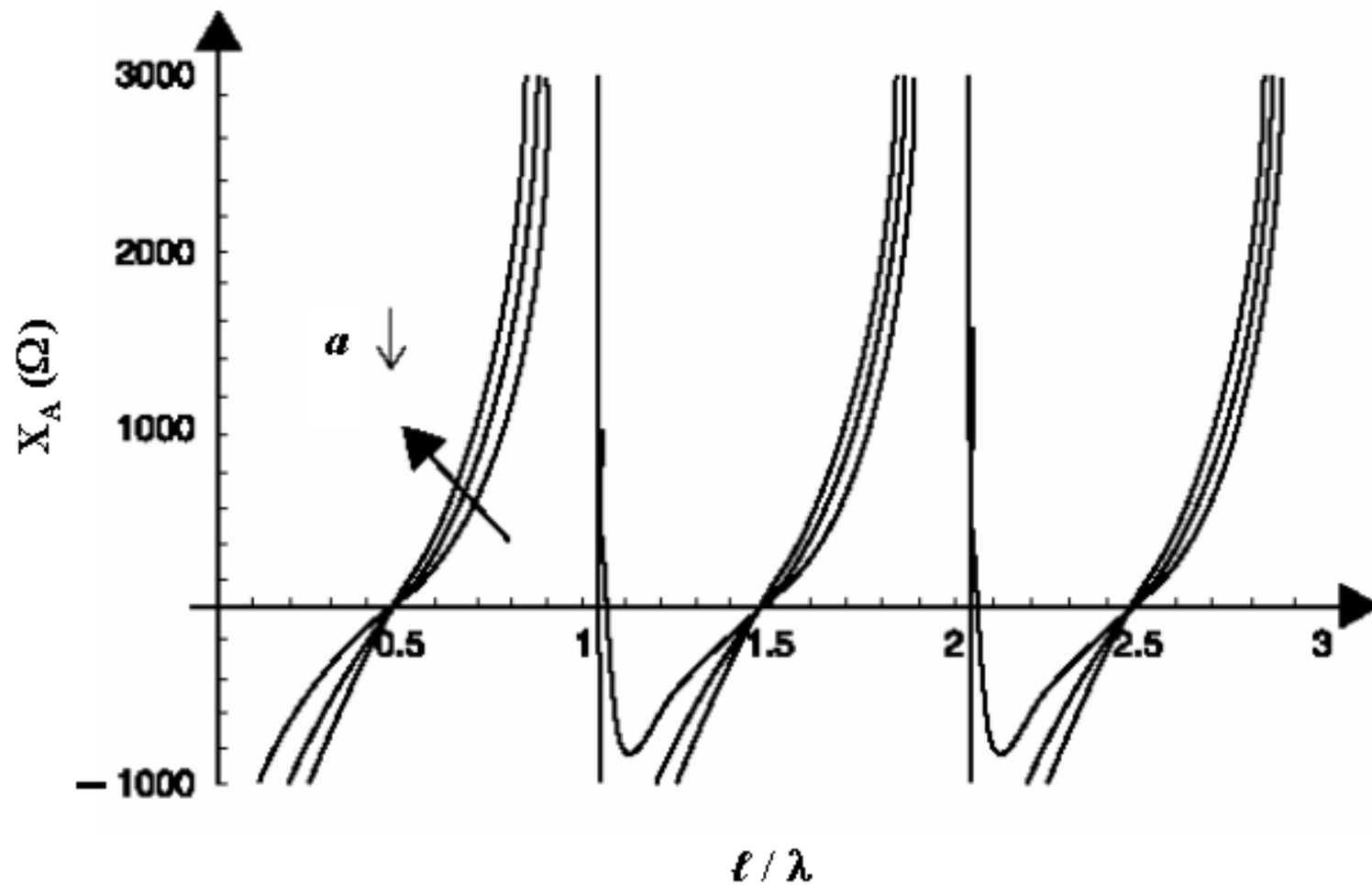
# *Le antenne a dipolo lineare: resistenza di radiazione*



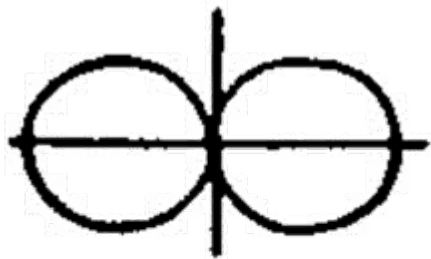
Le antenne a dipolo risonante:  $l/\lambda$

- hanno una resistenza di radiazione molto maggiore di quella del dipolo corto
- hanno una ridotta banda di funzionamento (banda stretta)

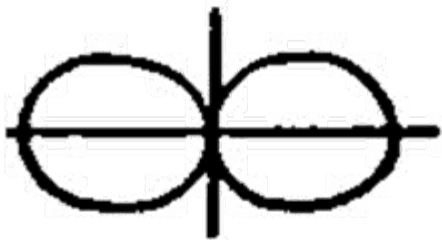
# *Le antenne a dipolo lineare: reattanza d'antenna*



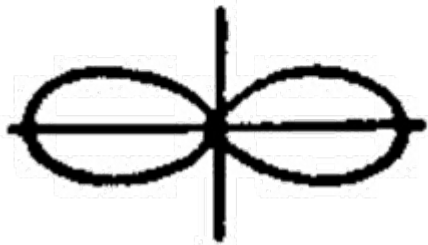
# *Le antenne a dipolo lineare risonante: diagrammi di radiazione sul piano E*



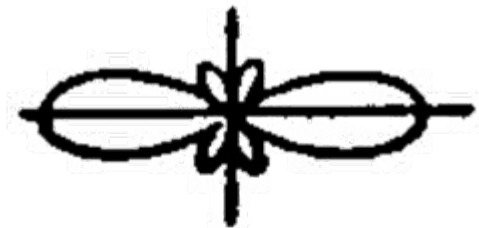
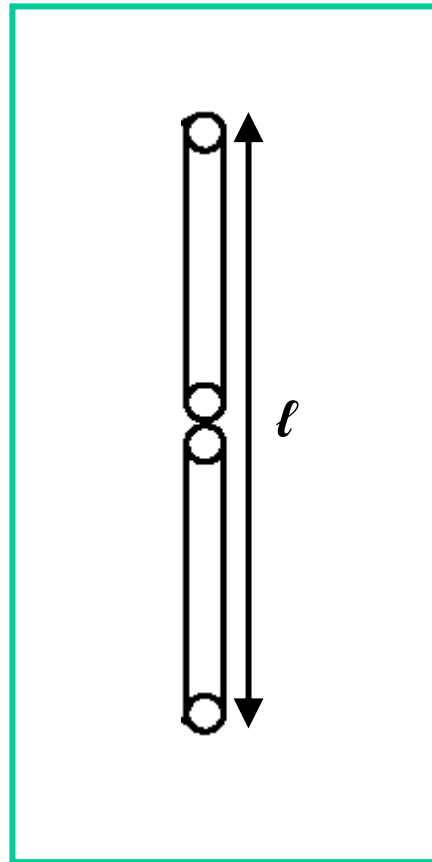
$$\ell = 0.5 \lambda_0$$



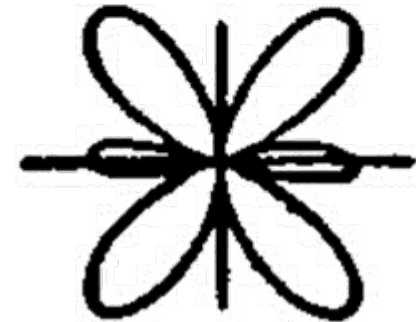
$$\ell = 0.75 \lambda_0$$



$$\ell = \lambda_0$$



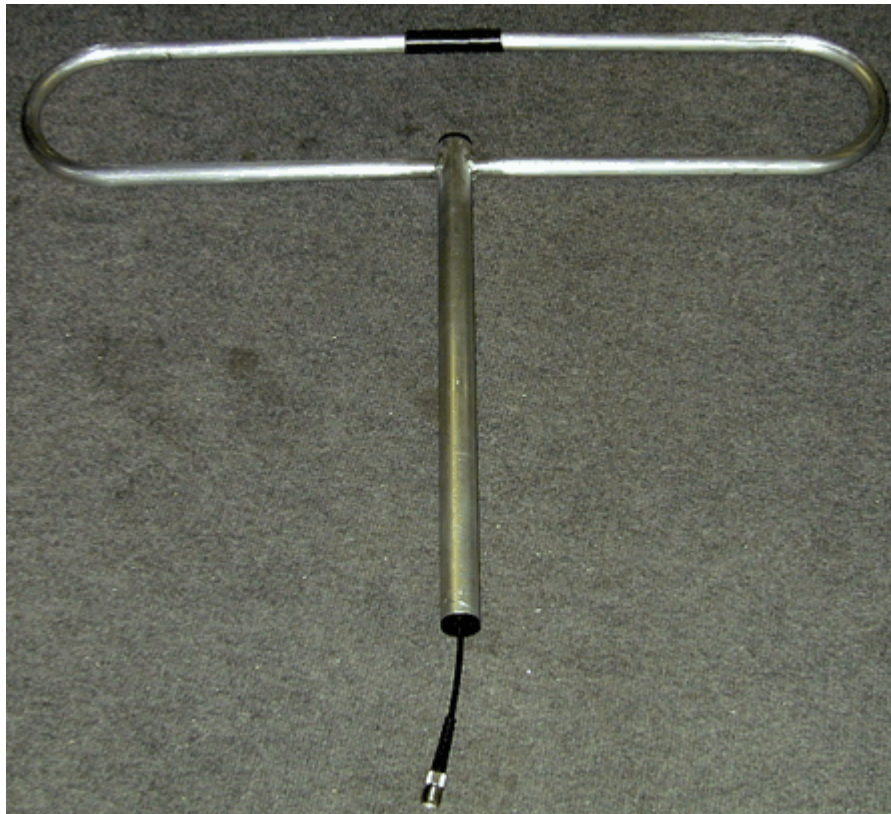
$$\ell = 1.25 \lambda_0$$



$$\ell = 1.5 \lambda_0$$

# *Antenne a dipolo ripiegato*

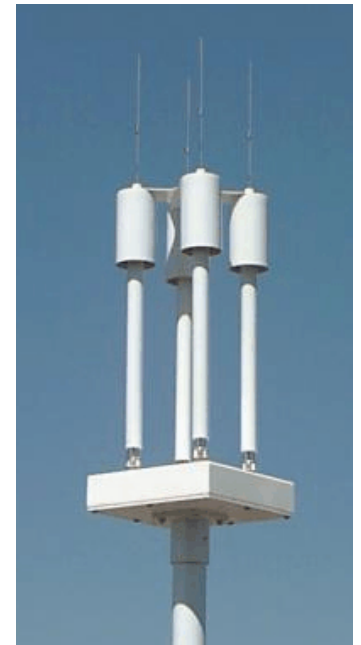
- Le antenne a dipolo ripiegato sono realizzate a partire da un tratto di conduttore lungo  $\lambda$ , ripiegato in modo tale da dar luogo ad un'antenna di lunghezza pari a  $\lambda/2$



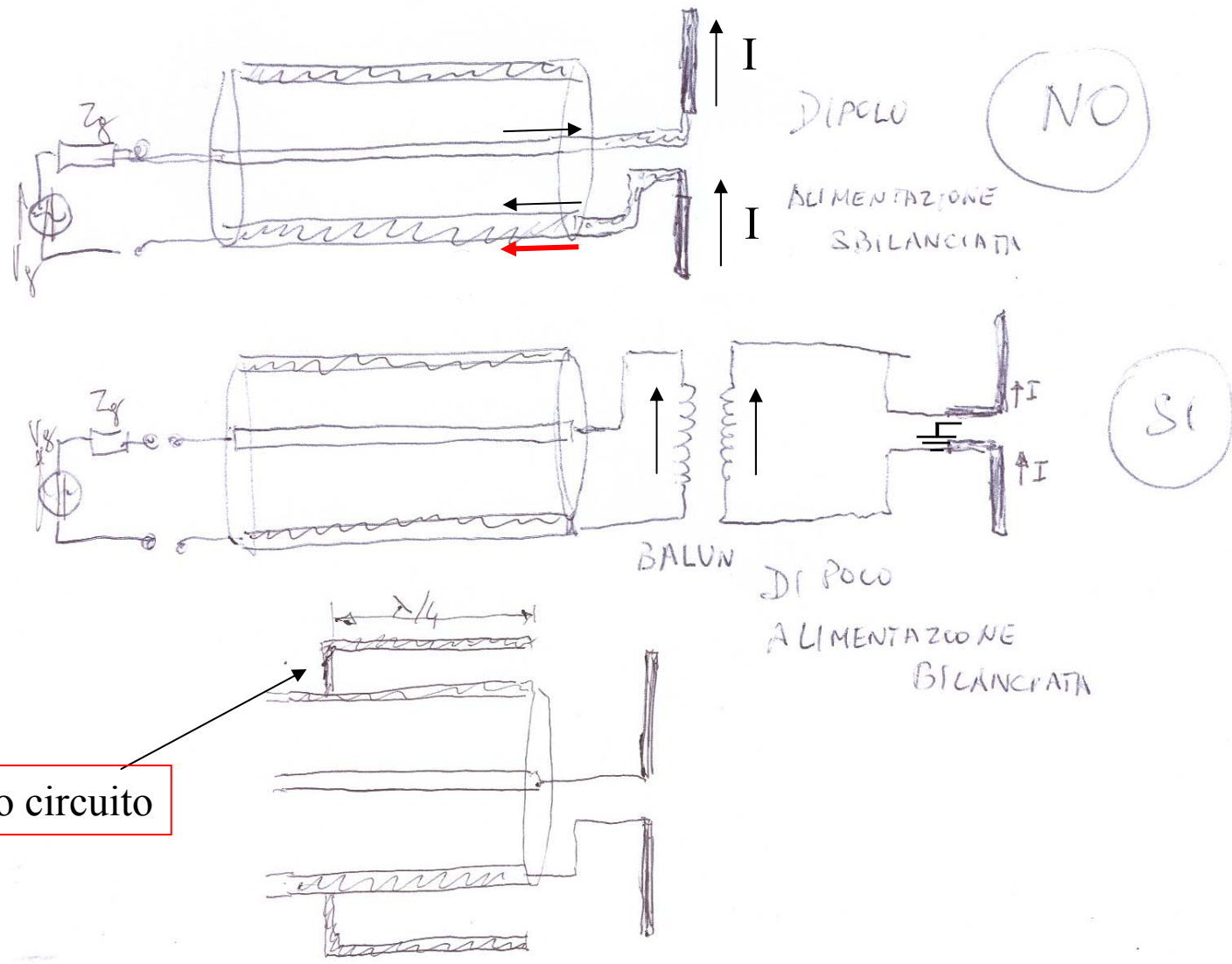


# Realizzazioni pratiche del dipolo mezz'onda: il dipolo "sleeve"

- 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



# Alimentazione di antenne a dipolo

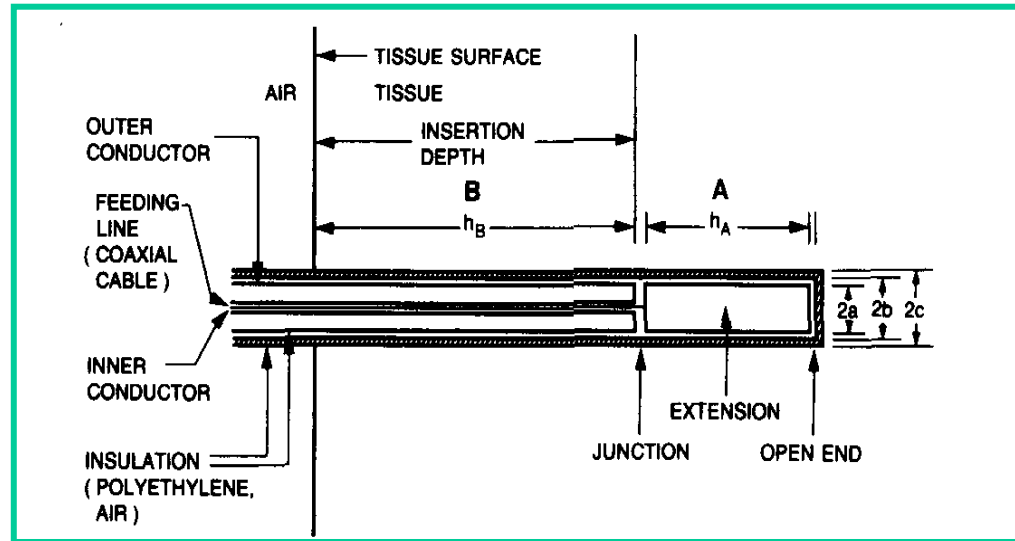


Corto circuito

Esempio realizzativo di un BALUN

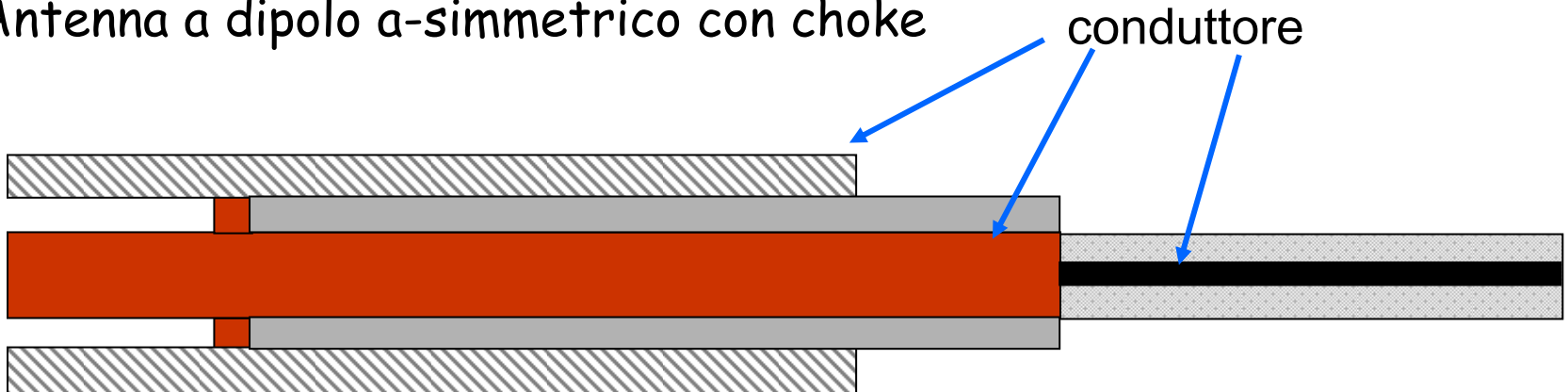
# Antenne a dipolo per ablazione

- Antenne a dipolo



Hurter et al., 1991

- Antenna a dipolo a-simmetrico con choke

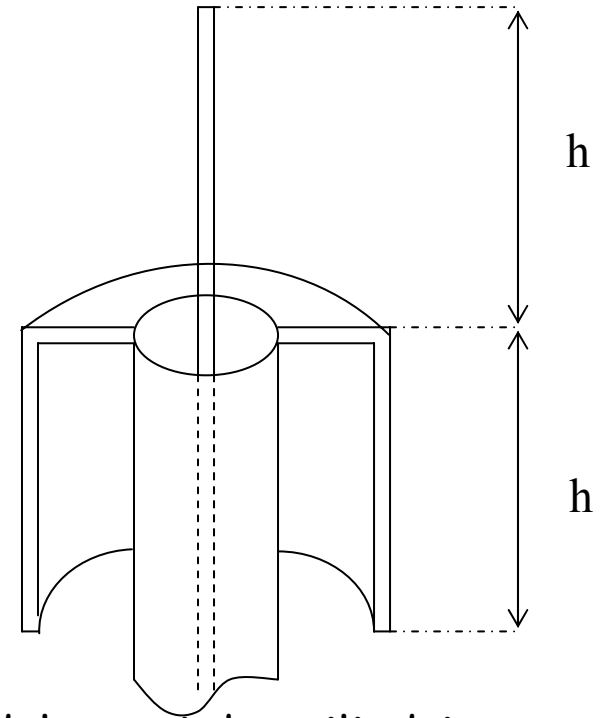


# Antenne Coassiali a "Sleeve Dipole"

- E' spesso utilizzata nelle applicazioni biomediche perché può essere introdotta nei grossi vasi sanguigni e raggiungere particolari organi del corpo (es. ablazione cardiaca)

- La parte terminale di questa antenna consiste di due cilindri tubolari coassiali in cui il cilindro esterno funge da manicotto (di lunghezza  $h$ )

- Il cilindro interno è il conduttore esterno di un cavo coassiale il cui conduttore interno fuoriesce dal cavo per una lunghezza  $h = \lambda/4$



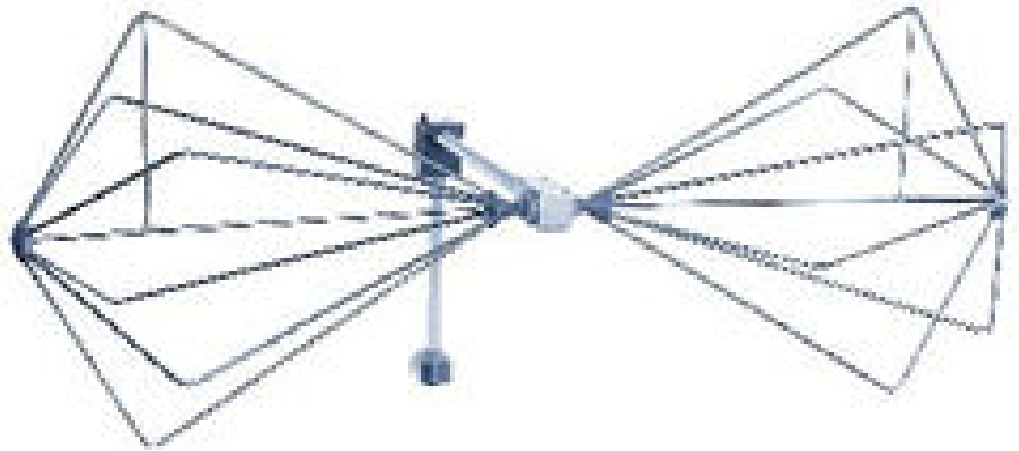
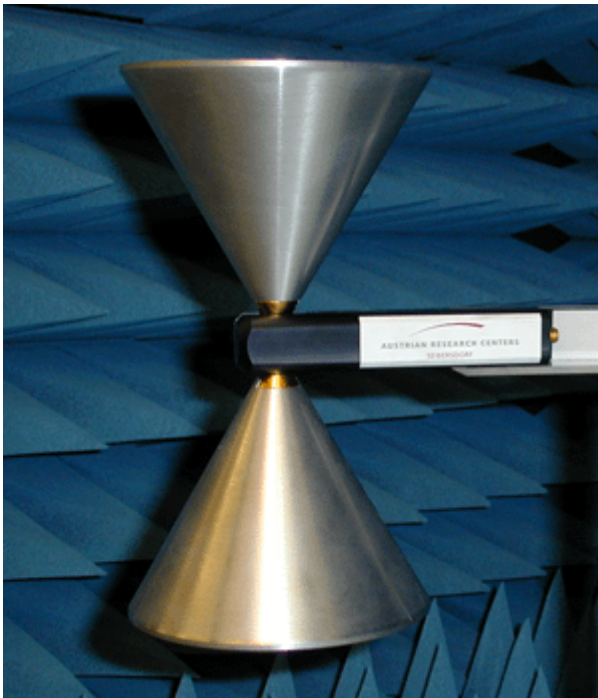
- Nella sezione in cui il conduttore interno fuoriesce dal cavo i due cilindri sono cortocircuitati. L'antenna si comporta come un dipolo di lunghezza  $2h$

- La linea di alimentazione dell'antenna è il cavo coassiale che risulta disaccoppiato dall'antenna.

- La corrente scorre solo nel monopolo sporgente e nel manicotto, ma non sull'esterno del cavo coassiale di alimentazione. Il cavo coassiale pertanto irradia solo nella sua parte di punta.

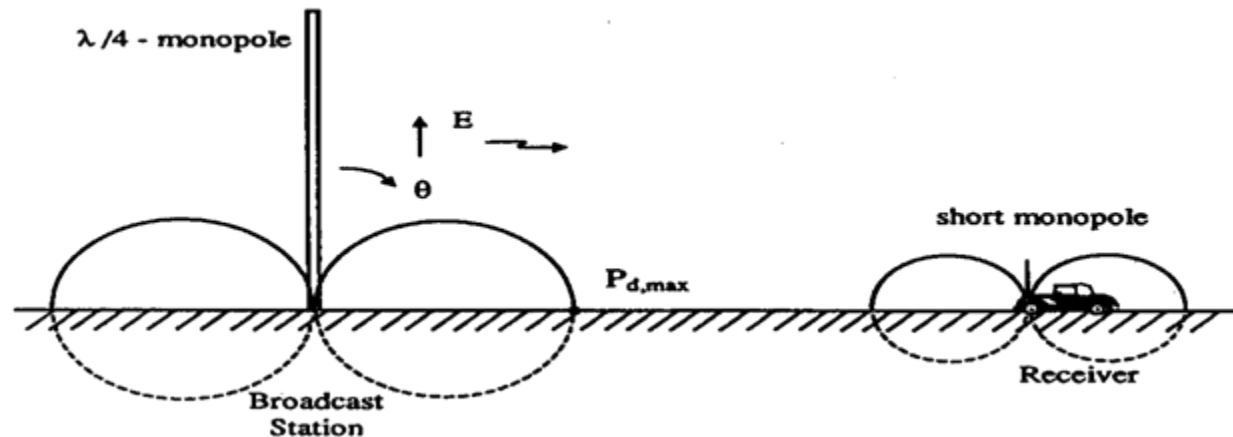
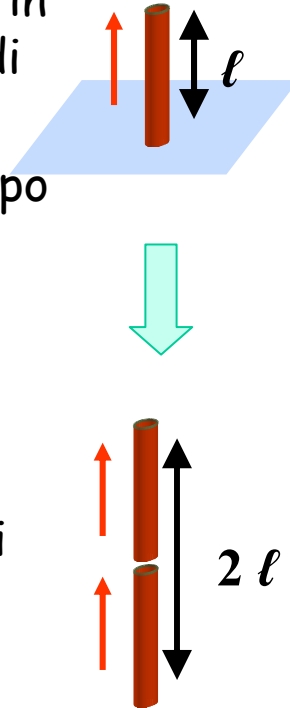
# *Antenne a dipolo conico (biconiche)*

- 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 piano di massa (ground)

- La teoria delle antenne a dipolo lineari, 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, allora,
  - 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: il monopolo su ground è equivalente a un monopolo e alla sua immagine, rimuovendo il ground, si torna, quindi, ad avere una struttura equivalente dipolare

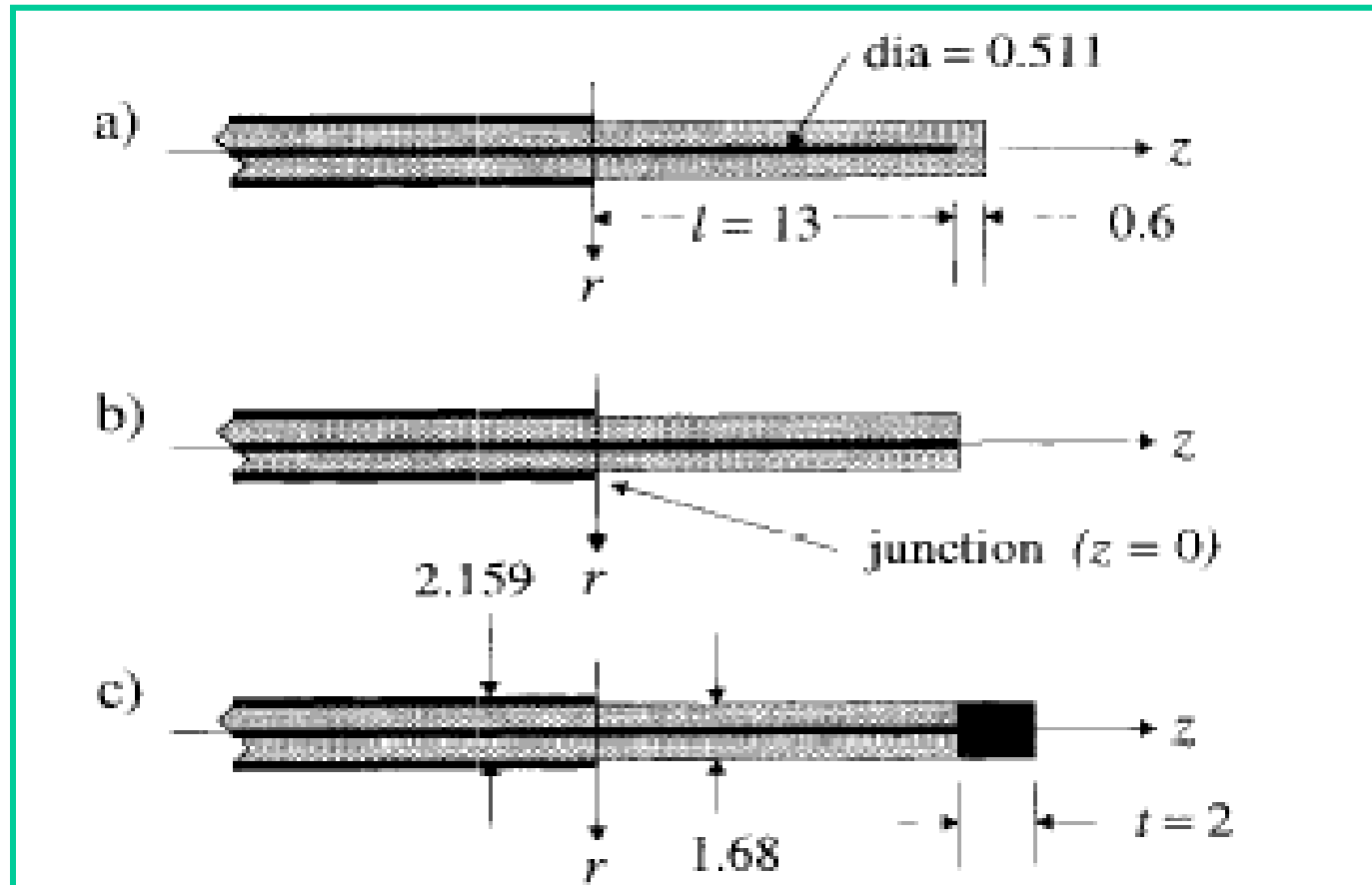


# Antenne a monopolo lineare su ground: diagramma di radiazione e impedenza

- 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  $36.5 \Omega$
- 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 a monopolo per ablazione

- Antenne a monopolo





# Antenne a spira

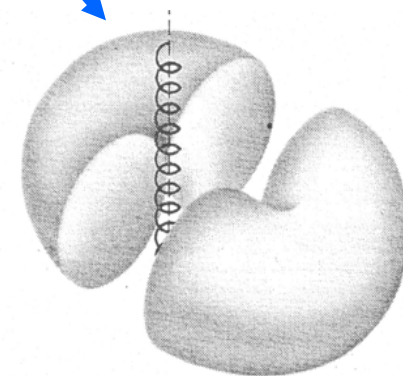
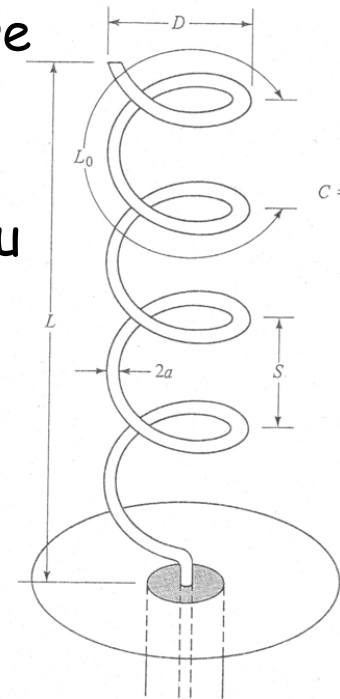
---

- 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  $\lambda$
- 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
- Un'antenna ad elica opera in **modo normale** se la lunghezza complessiva del conduttore è molto inferiore a  $\lambda$ . In questo modo di funzionamento si ha un massimo di radiazione in direzione normale all'asse ed un minimo lungo l'asse e il diagramma di radiazione è molto simile a quello di un dipolo corto
- 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  $\lambda$ . In questo modo di funzionamento si ha un massimo di radiazione lungo l'asse dell'antenna con alcuni lobi secondari angolati rispetto all'asse



# Antenne a Fessura "Slot Antennas"

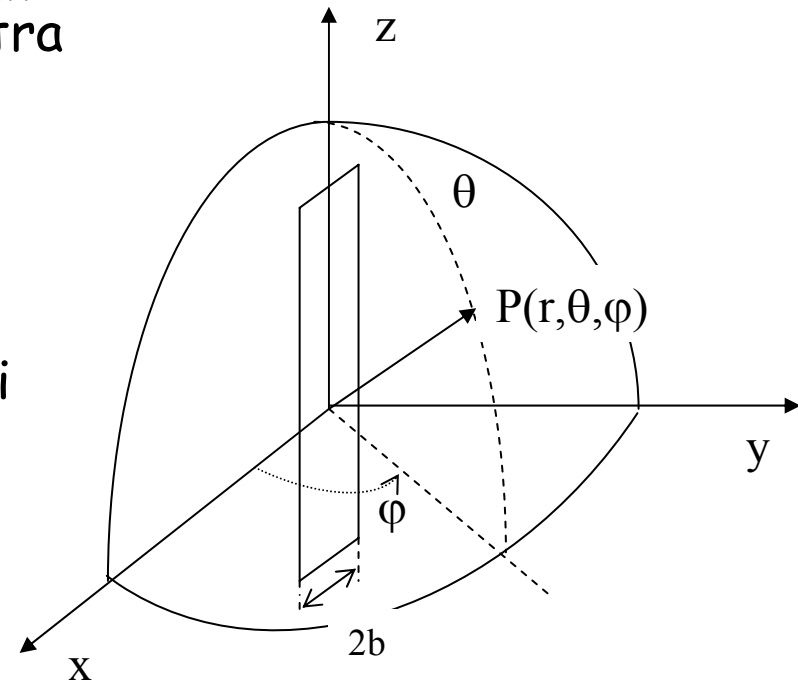
- Sono antenne ad apertura caratterizzate da una dimensione molto minore dell'altra

- Supponendo il campo elettrico nella fessura polarizzato secondo x:

$$\underline{E}(x,z) = E_0(x,z)\underline{x}_0$$

- Utilizzando il teorema di equivalenza si può sostituire sulla fessura al campo elettrico una corrente superficiale magnetica diretta secondo l'asse x:

$$\underline{J}_{ms}(x,z) = 2 \underline{E}(x,z) \times \underline{y}_0 = 2 E_0(x,z) \underline{z}_0$$



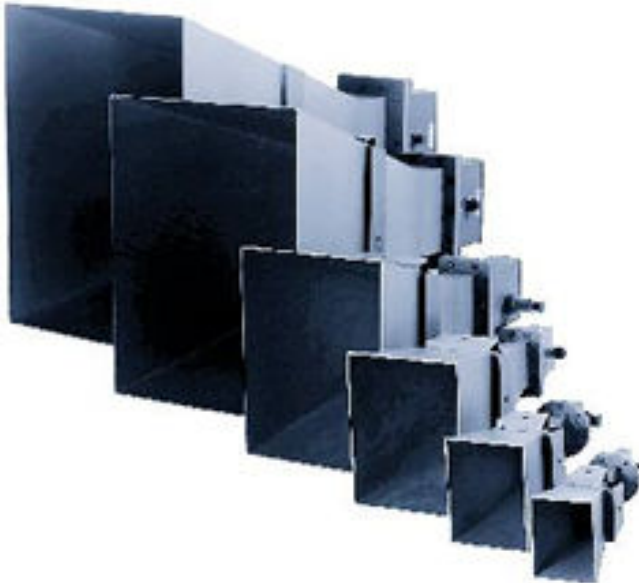
- Se  $b \ll \lambda$  all'apertura si può sostituire una corrente magnetica

$$I_m(x) = 2 \int_{-b}^b E_0(x, z) dy$$

- In conclusione per  $y > 0$  l'antenna a fessura si comporta come un'antenna filiforme magnetica

# *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
- Sono utilizzate in applicazioni di ipertermia



# *Antenne a tromba in applicazioni mediche*

---



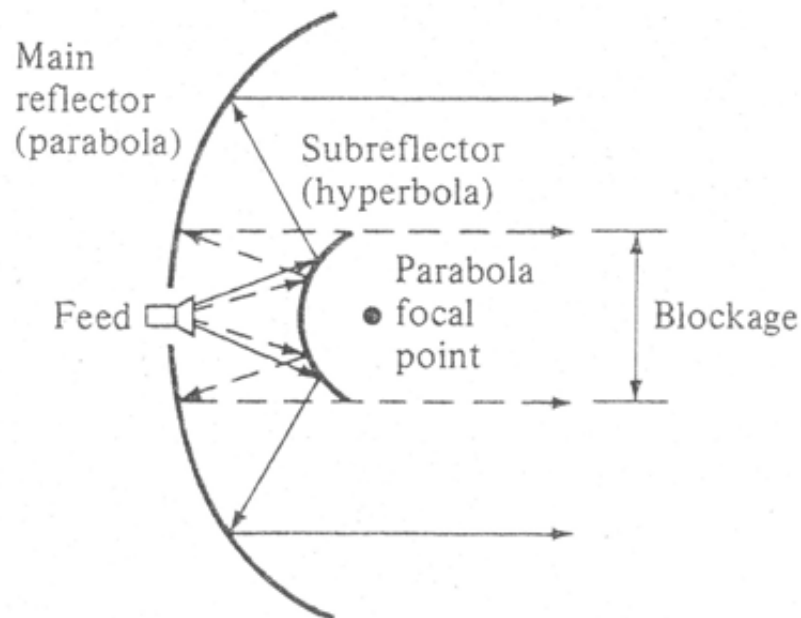
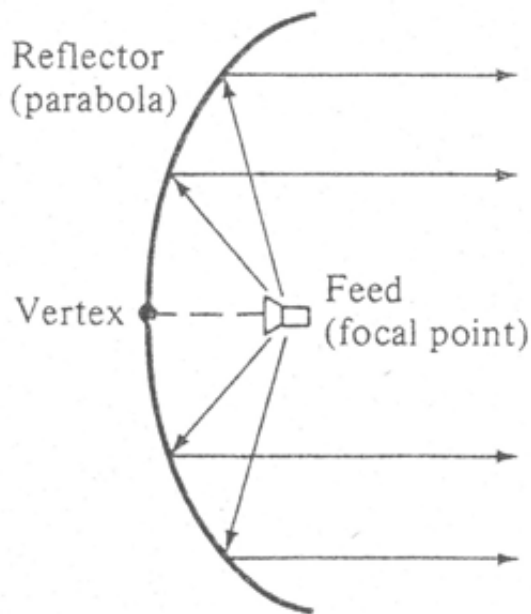
# *Antenne ad apertura: principio di funzionamento e caratteristiche*

---

- Le antenne lineari e a spira 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 (per il campo magnetico) e magnetiche (per il campo elettrico) superficiali equivalenti
- Applicando le formule di radiazione alle due correnti si può risalire ai potenziali vettori e quindi al campo elettromagnetico irradiato
- Le antenne ad apertura sono solitamente a banda più larga rispetto alle antenne lineari risonanti

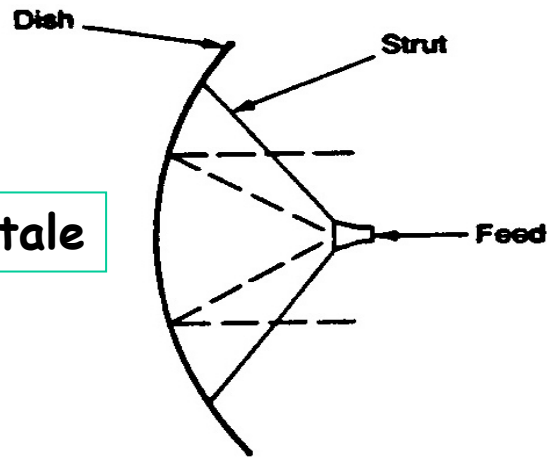
# Antenne a riflettore

- 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

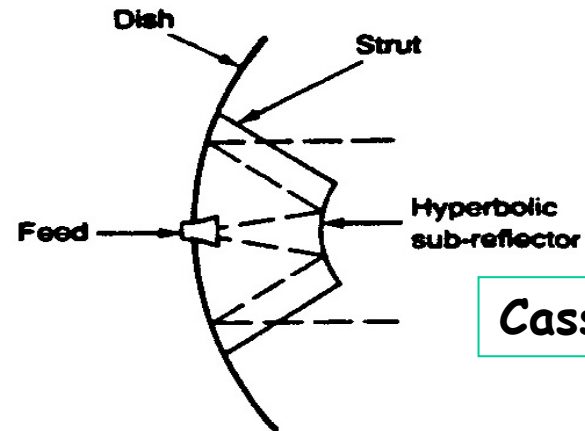


# Tipi di antenne a paraboloide

feed frontale

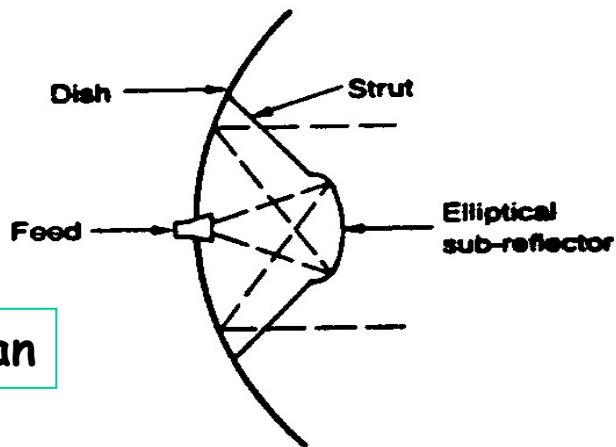


(a)



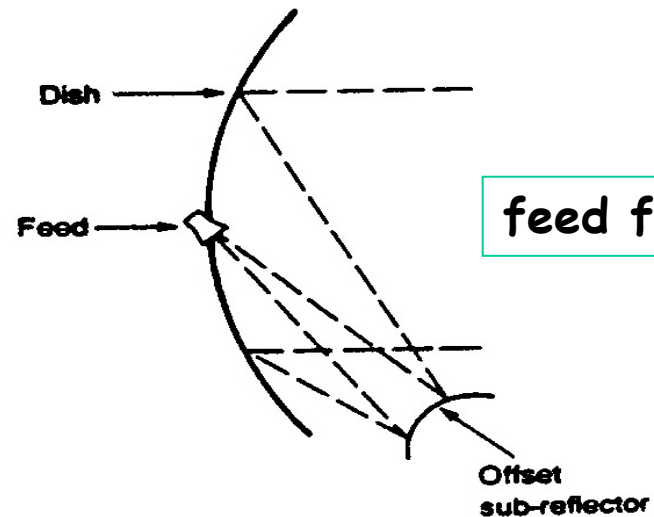
Cassegrain

(b)



Gregorian

(c)



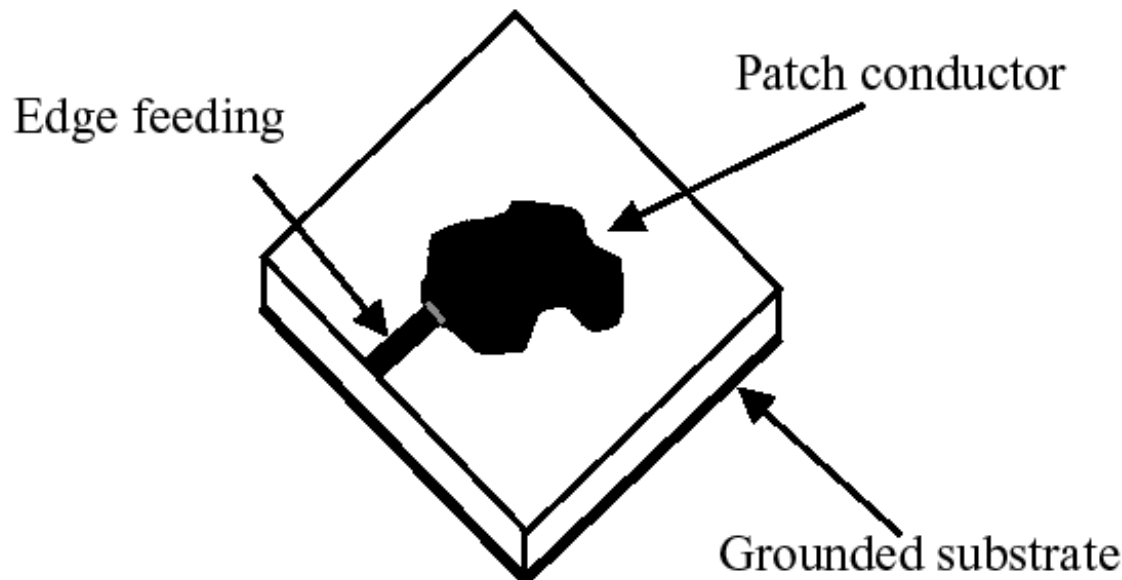
feed fuori asse

Offset  
sub-reflector



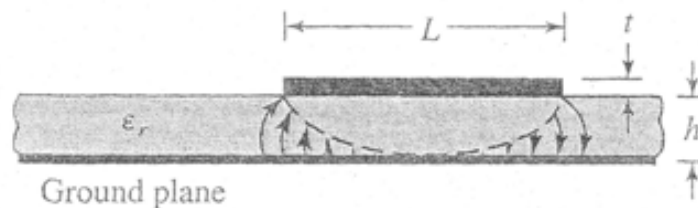
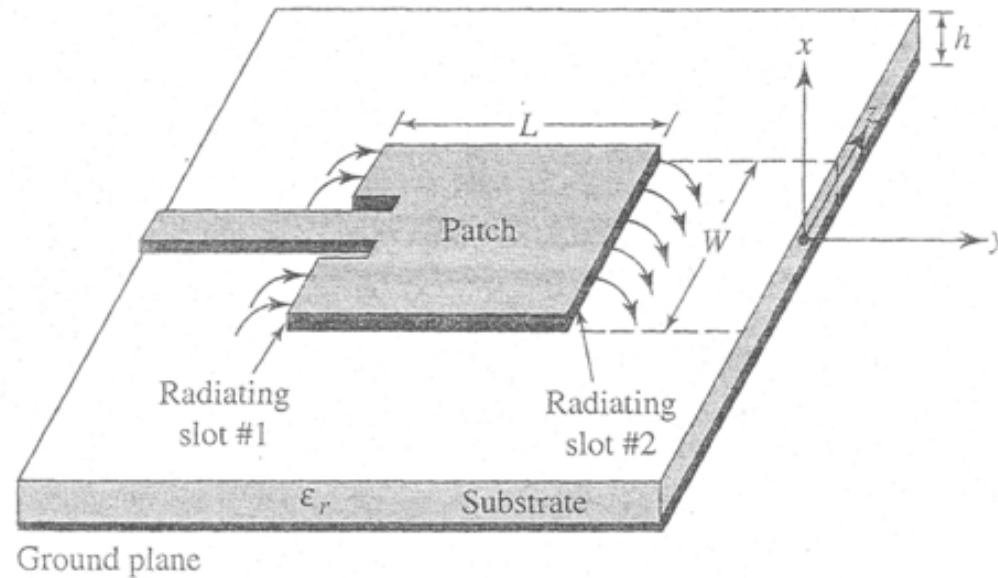
# Antenne planari

- 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); sono inoltre leggere e "conformabili" e quindi adatte ad applicazioni in dispositivi portatili
- Nelle applicazioni biomediche si utilizzano ponendo il patch direttamente sulla superficie corporea



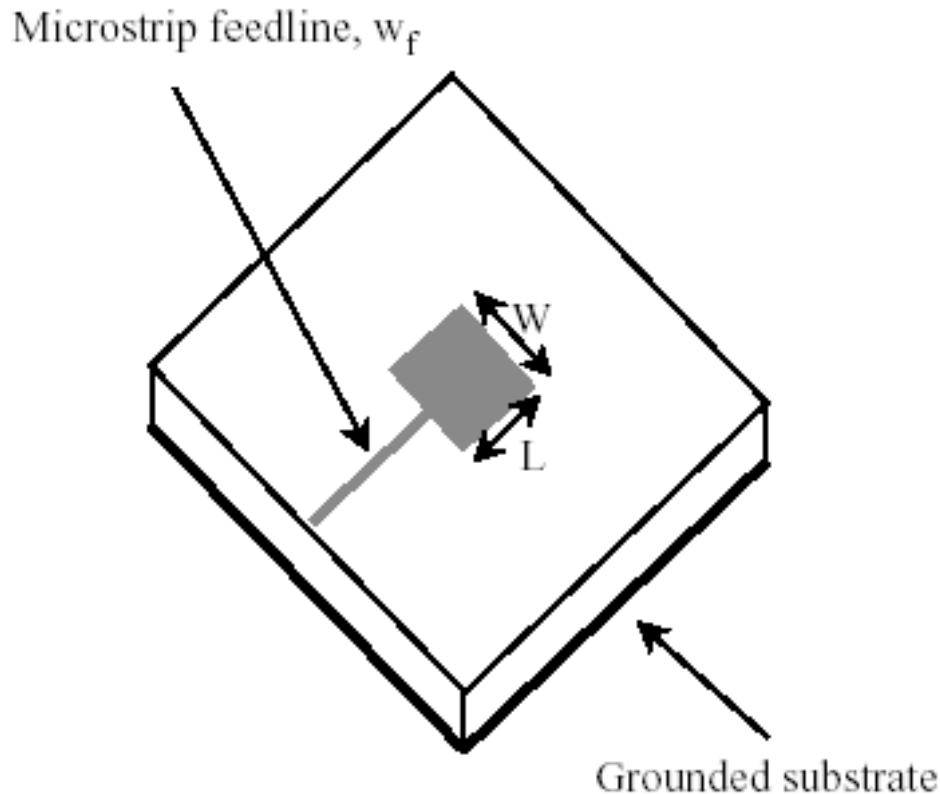
# Antenne planari: principio di funzionamento

- 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 massa
- 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

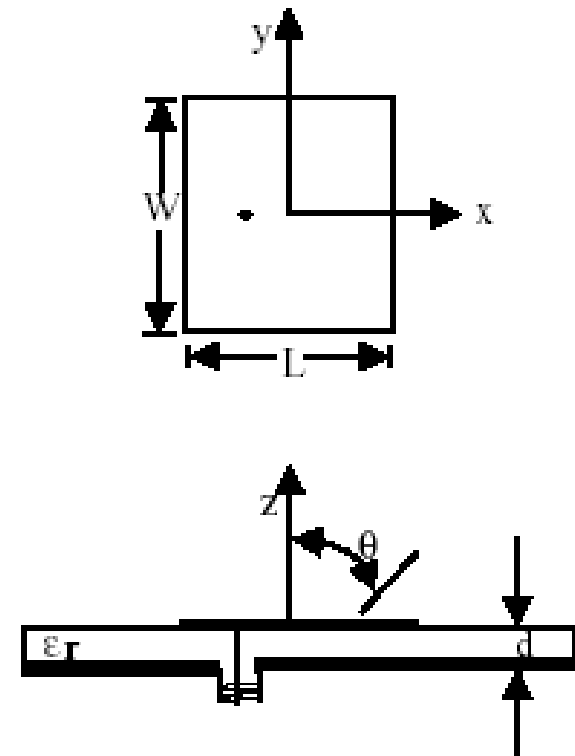


# Antenne planari: tecniche di alimentazione (1/2)

Alimentazione diretta sul  
bordo tramite microstriscia

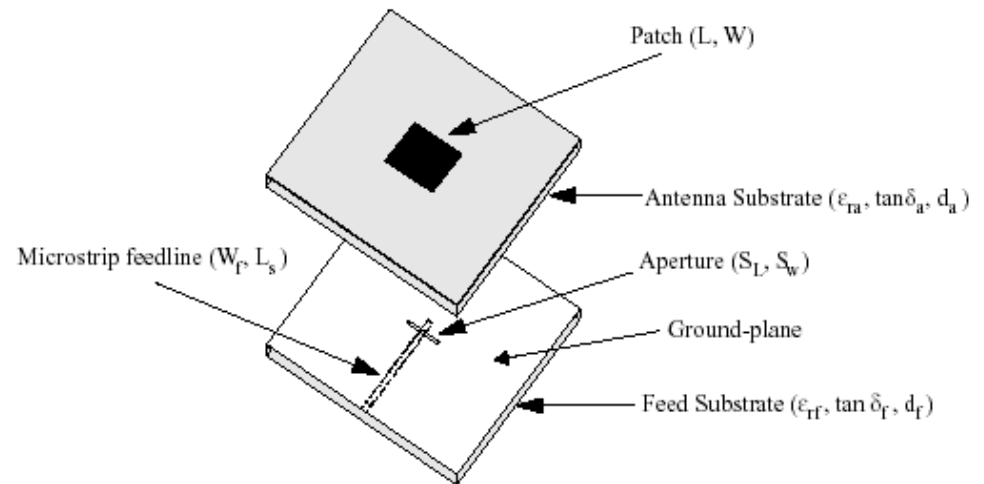


Alimentazione tramite  
cavo coassiale

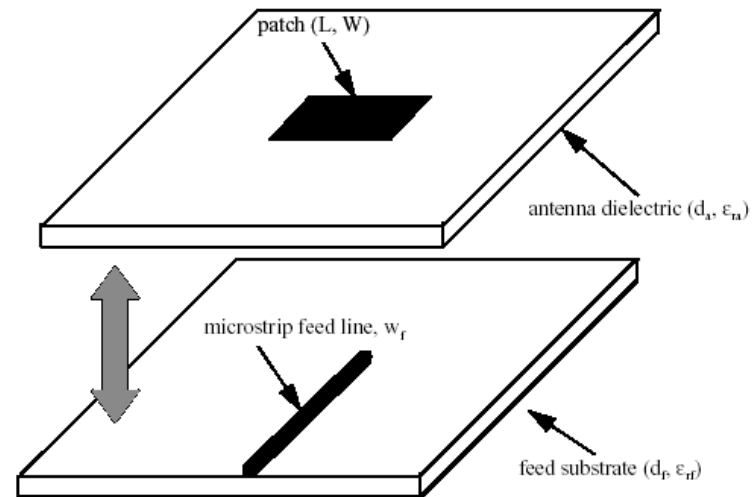


# Antenne planari: tecniche di alimentazione (2/2)

Alimentazione con  
accoppiamento  
tramite fenditura

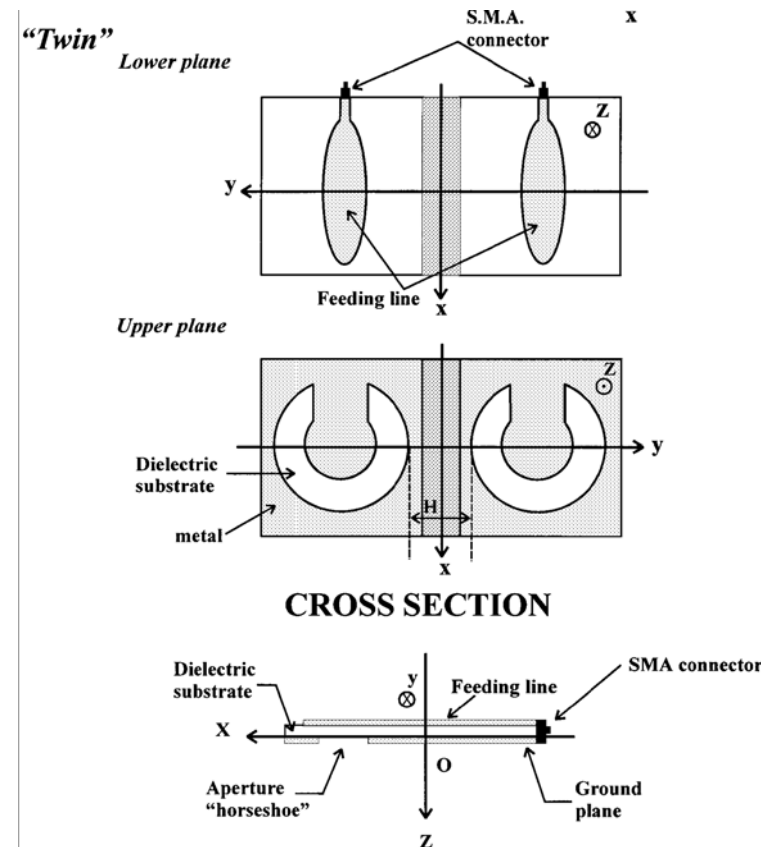


Alimentazione con  
accoppiamento  
elettrico



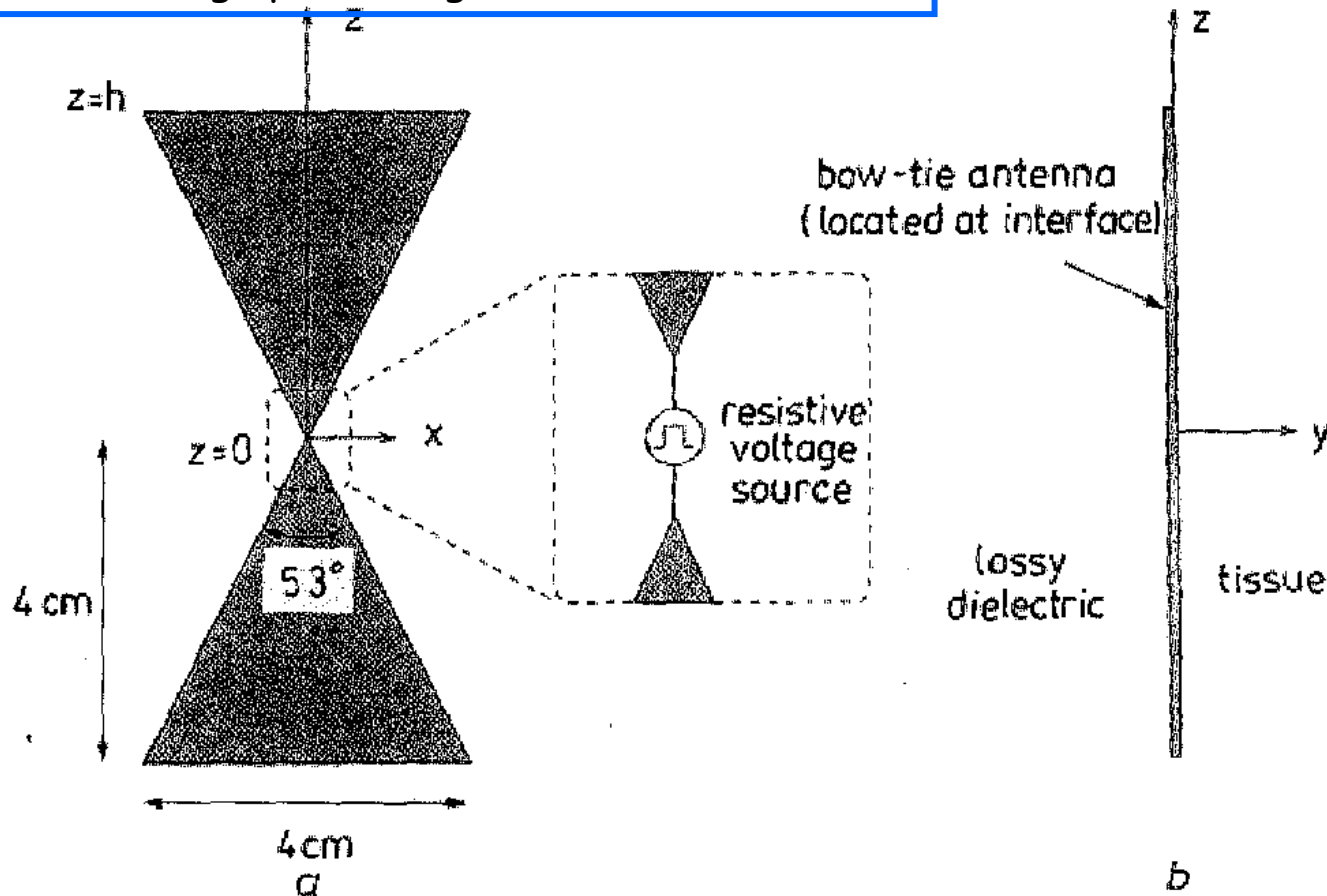
# Antenne planari: parametri critici

- Le antenne planari hanno il vantaggio di essere leggere, compatte ed economiche
- Tuttavia presentano due 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"



# Antenne Bow Tie per applicazioni UWB

Hagness, Taflove and Bridges, Electronic Letters 1997  
Antenna a banda larga per tomografia a microonde



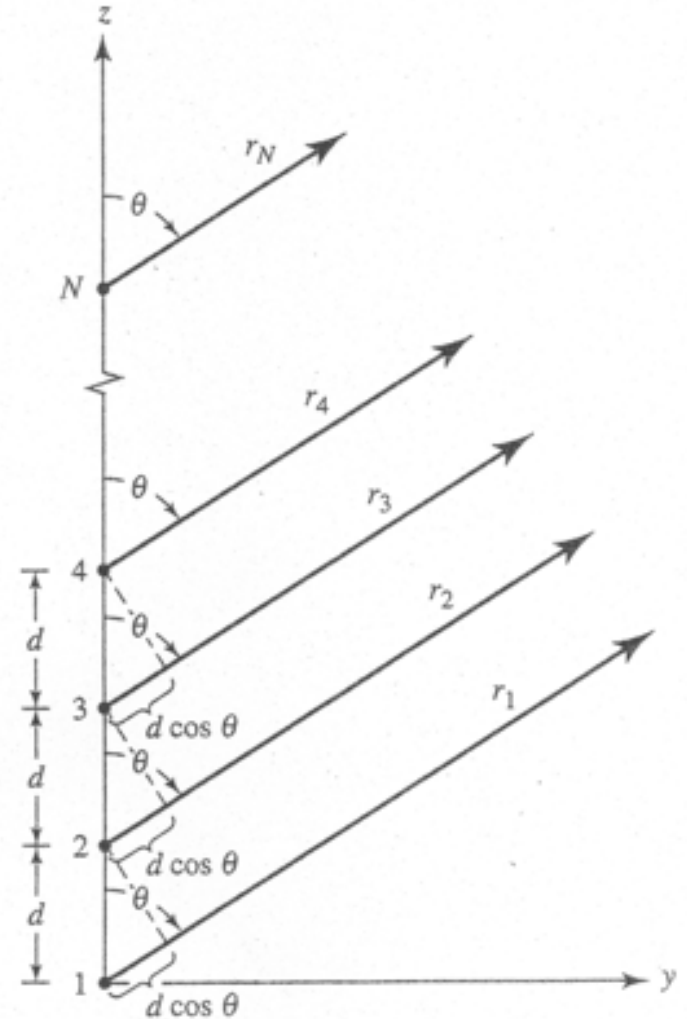
**Fig. 1** Geometry of bow-tie antenna and biological tissue half-space

*a* Plan view, showing the resistive-voltage-source feed as an inset

*b* Side view

# Allineamenti (cortine) di antenne

- Spesso è necessario avere antenne con fascio molto direttivo (ovvero è necessario focalizzare il campo radiato lungo particolari direzioni)
- 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 trova dalla "somma" dei campi irradiati dalle singole antenne
- 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:  $I_i = |I_i| e^{j\alpha_i}$

In campo lontano (si noti che  $r_F$  va calcolata considerando l'intera estensione dell'array e non il singolo elemento, ovvero  $D \cong (N - 1) d$ )

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  $\psi$  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

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

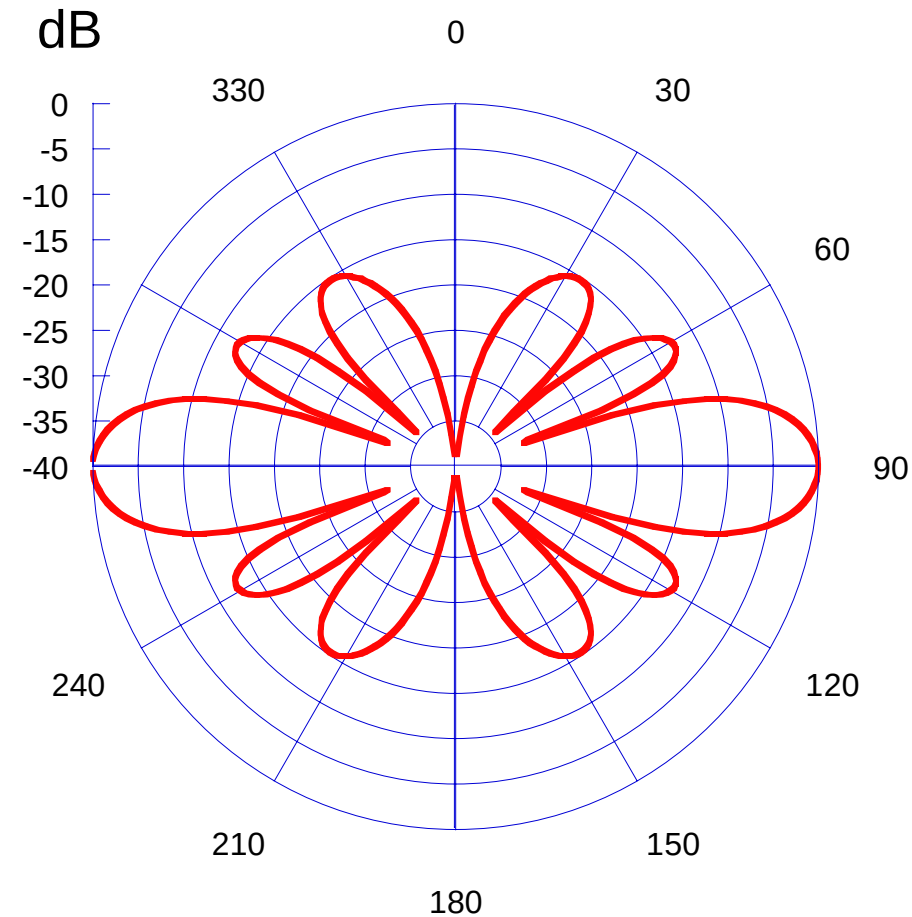
- Si ha un lobo principale e una serie di lobi secondari
- La direzione di puntamento del fascio  $\psi_{\max}$  può essere variata scegliendo opportunamente lo sfasamento di alimentazione ( $\alpha d$ )

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

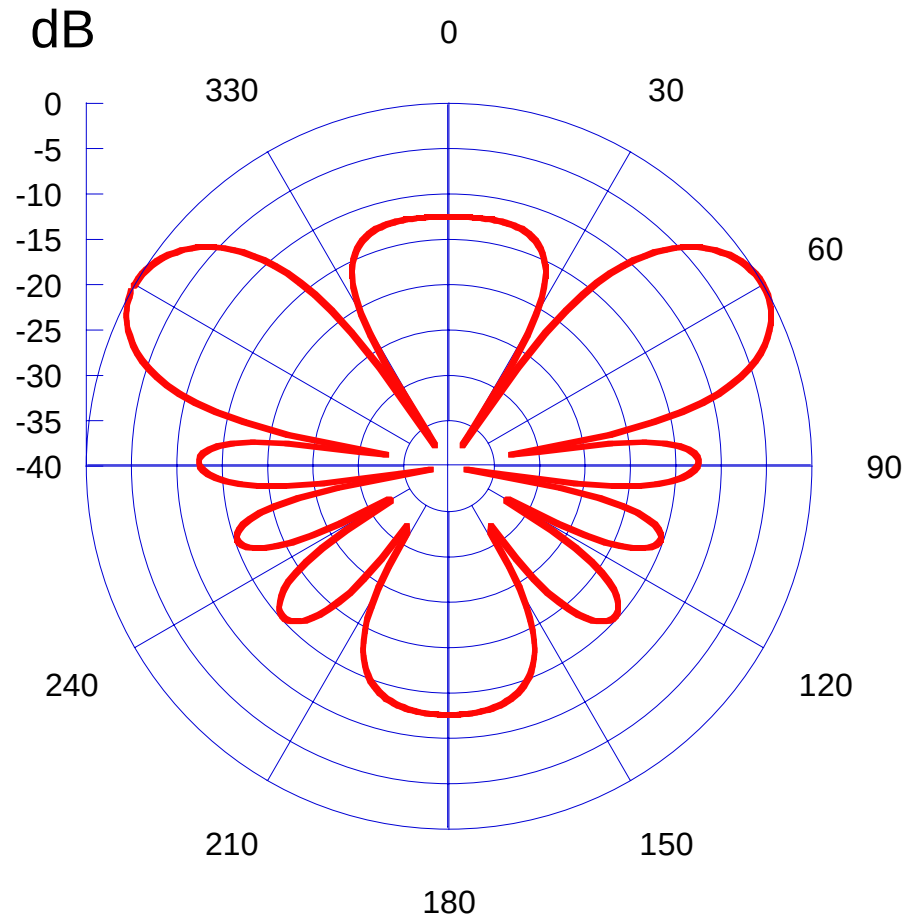
- La larghezza del fascio è inversamente proporzionale all'estensione dell'allineamento
- Il fascio si può stringere aumentando  $N$  oppure  $d$ . Se si aumenta  $d$  eccessivamente, però, compaiono nuovi lobi principali (**grating lobes**)

# Allineamenti lineari uniformi: angolazione del fascio principale

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

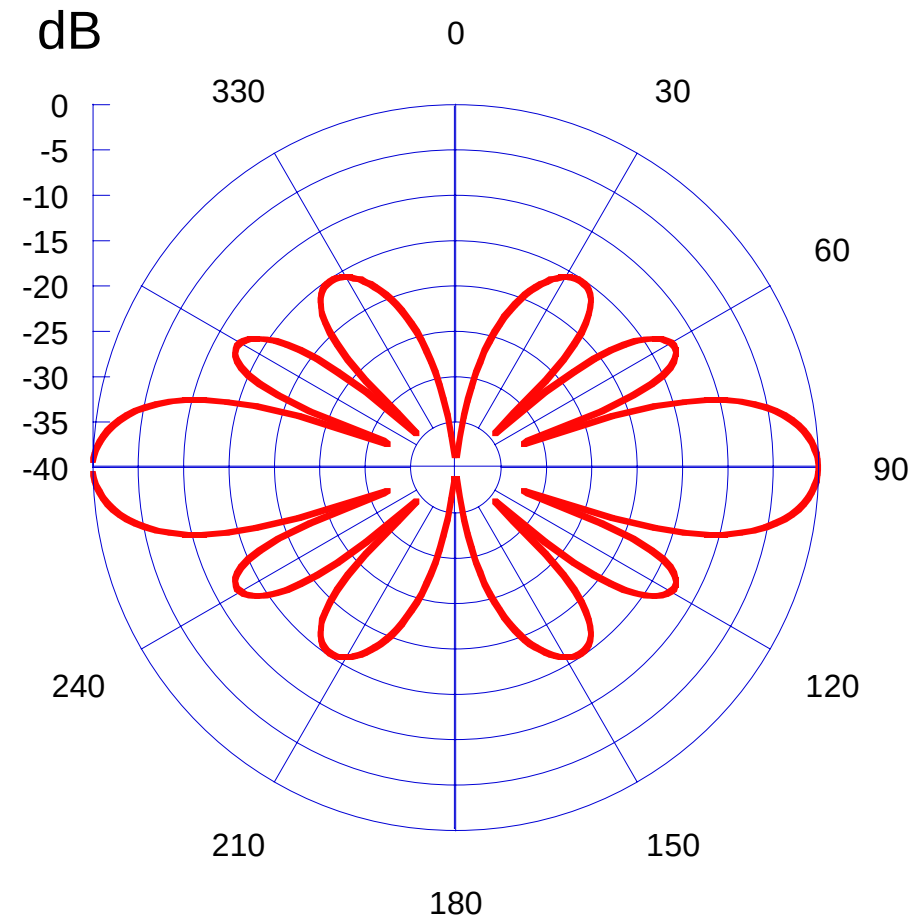


$$N = 6 \quad d = \lambda/2$$
$$\alpha \ d = 90^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 60^\circ \text{ e } 300^\circ$$

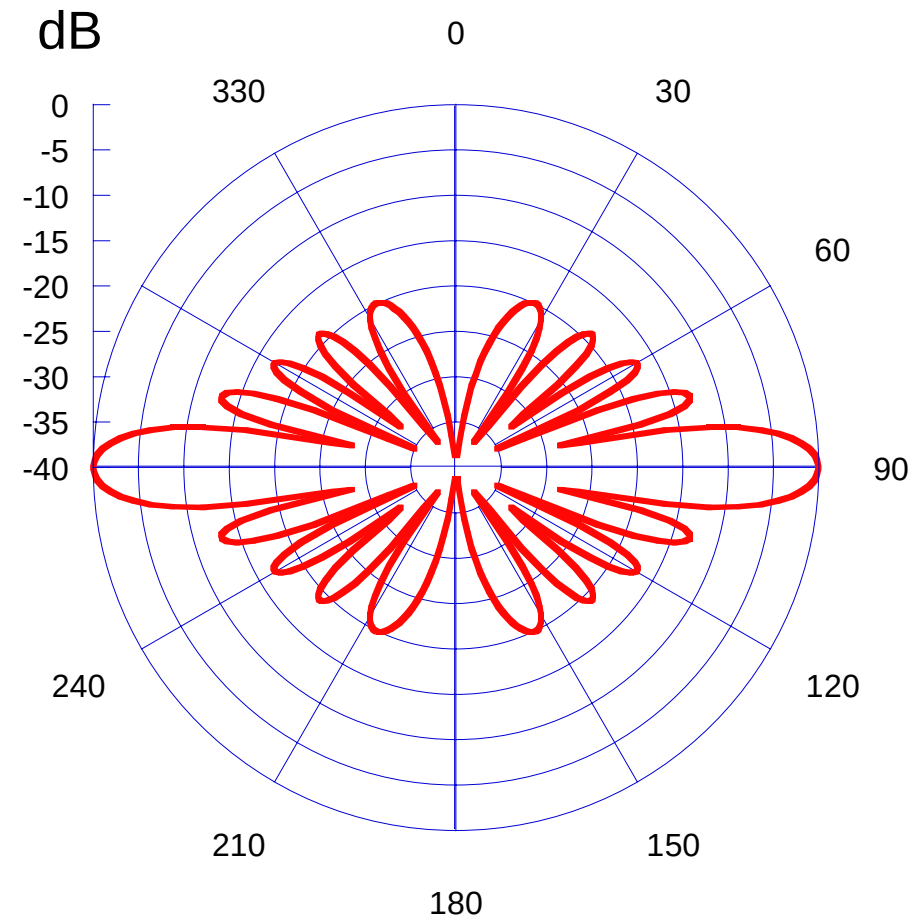


# *Allineamenti lineari uniformi: restringimento del fascio principale*

$$\begin{array}{ll} N = 6 & d = \lambda/2 \\ \alpha \ d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ \end{array}$$



$$\begin{array}{ll} N = 10 & d = \lambda/2 \\ \alpha \ d = 0^\circ \Rightarrow \psi_{\max} = 90^\circ \end{array}$$



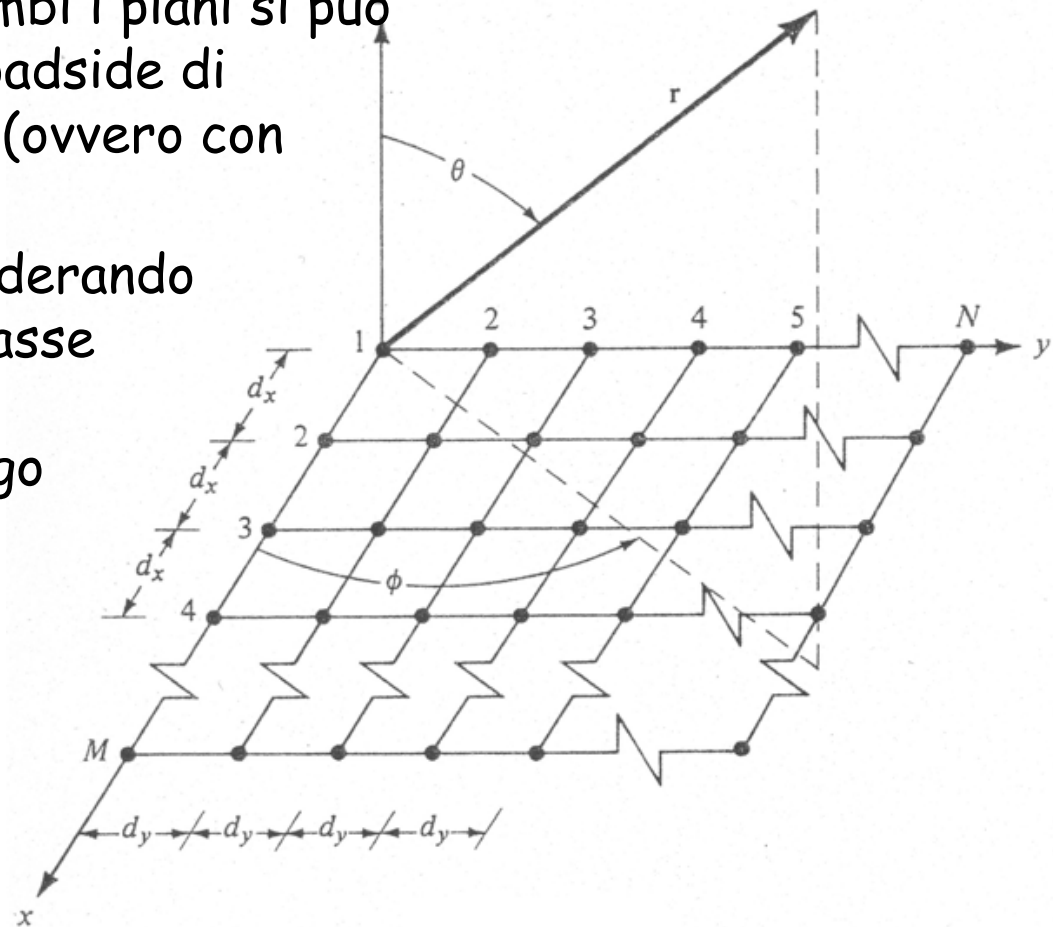
# *Allineamenti lineari non uniformi*

---

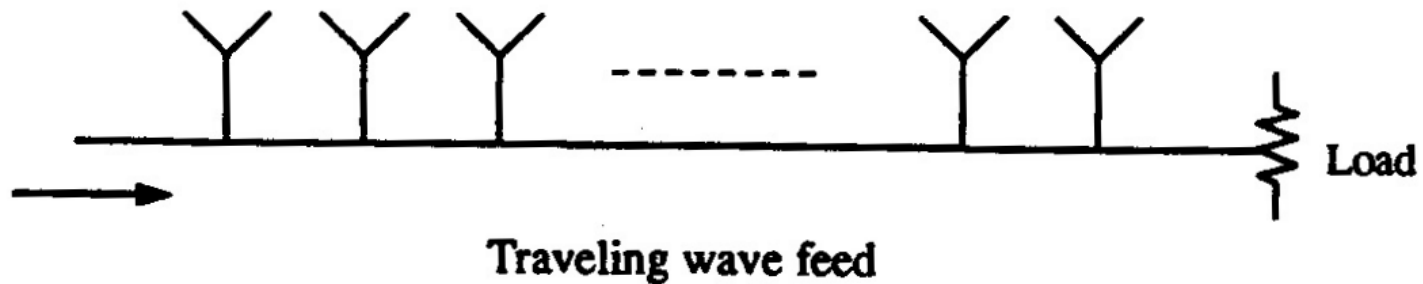
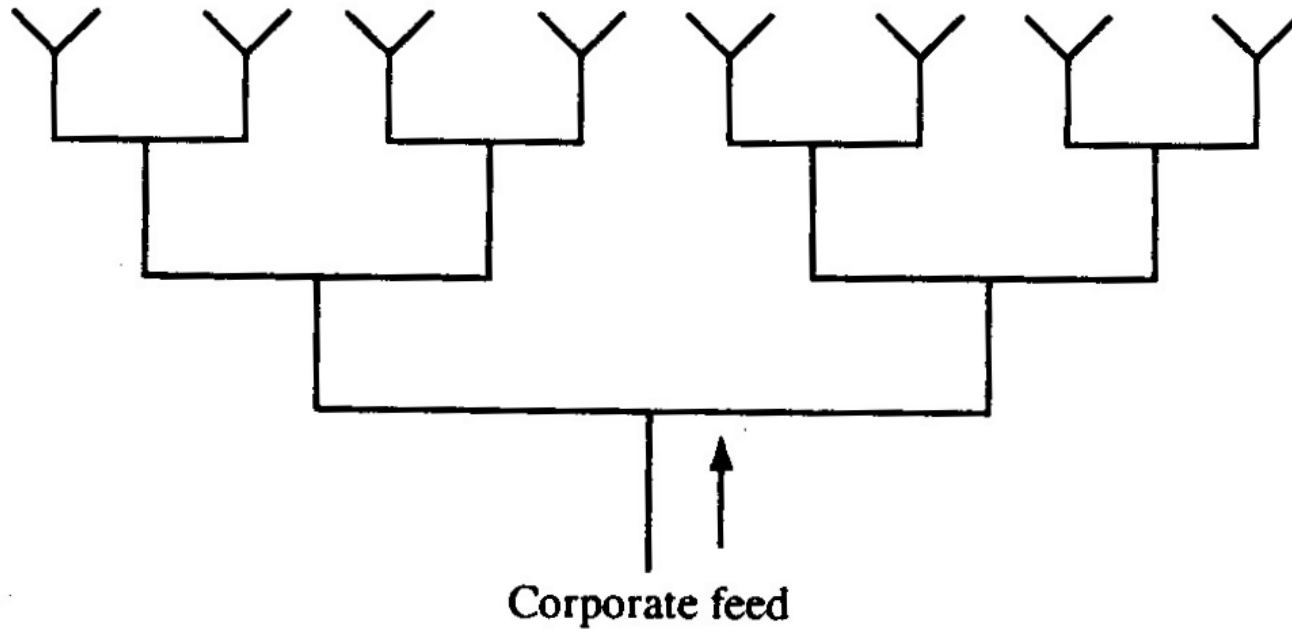
- Utilizzando allineamenti lineari uniformi la forma del fattore di allineamento è fissata
- Questo implica che, una volta fissato il numero di elementi, l'ampiezza dei lobi secondari rispetto a quello principale è fissata
- Spesso è importante poter controllare ed, in particolare, ridurre l'ampiezza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



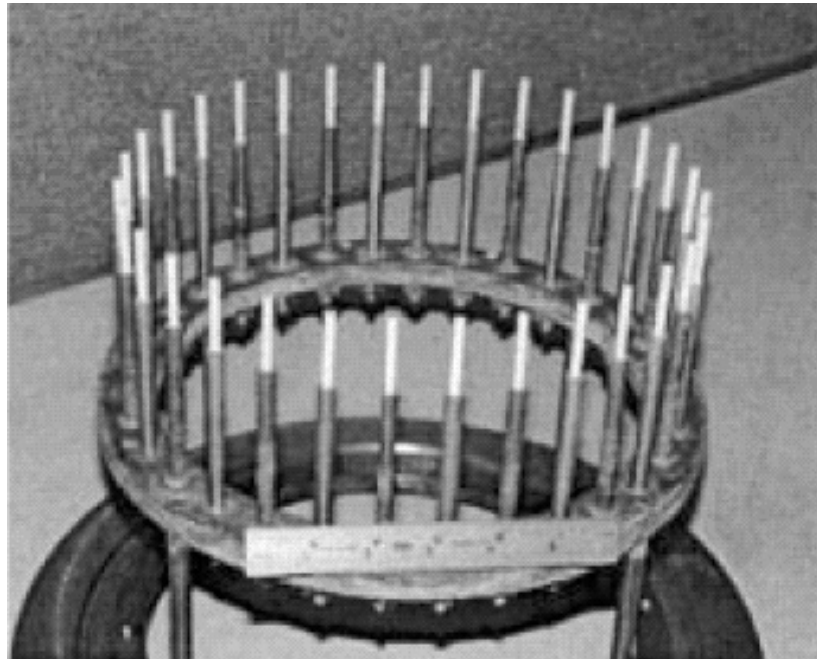
# *Alimentazioni array*



# *Array di antenne in applicazioni mediche*

---

Confocal imaging identifies locations of significant scattering. This method typically uses a single antenna scanned in a flat array pattern above the breast or a cylindrical array of very small broadband antennas.



2D monopole array used for tomographic imaging of the breast (after P. M. Meaney et al © IEEE 2000)