

Dipoli a Larga Banda

- antenna biconica
- antenna bow tie
- dipolo cilindrico
- modelli NEC

Gaetano Marrocco, PhD

Gaetano Marrocco

Introduzione

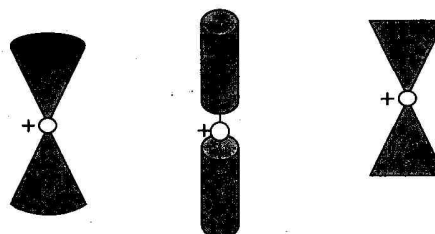
Prestazioni a larga banda da un'antenna a dipolo

- conduttori di sezione non trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda e
- conduttori di forma sagomata

A differenza del dipolo a conduttori sottili, la corrente ha un andamento più complesso di seno o coseno e non può essere considerata come concentrata solo lungo l'asse della struttura.

Un primo modello (fenomenologico) può essere ottenuto con la teoria delle linee di trasmissione

Un'analisi accurata, ricorrendo eventualmente a metodi numerici, è necessaria per calcolare l'impedenza d'ingresso (molto sensibile all'andamento di corrente)



Gaetano Marrocco

Antenna biconica (inifinita)

(Sir. Oliver Lodge, 1897
Guglielmo Marconi)

Può essere considerata come una linea di trasmissione per onde sferiche.

Il generatore eccita dei fronti d'onda sferici che si propagano radialmente

Se la struttura è infinita si genera, sul conduttore, una corrente progressiva radiale.

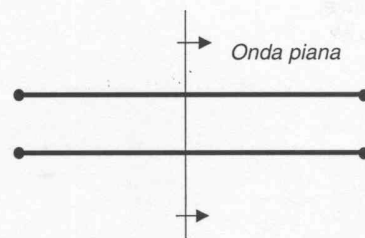
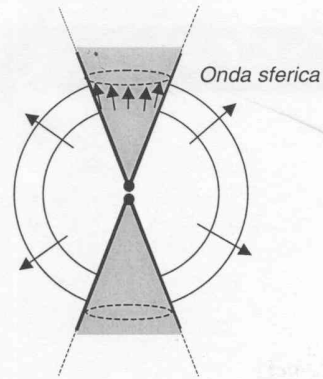
Il campo magnetico gira intorno ai coni (filo percorso da corrente)

Il campo elettrico sarà normale al campo magnetico

I coni si caricano con tensione opposta

Le caratteristiche geometriche dell'antenna sono individuate dal solo angolo di apertura α

Costituisce un caso canonico di dipolo a larga banda



Gaetano Marrocco

Antenna biconica (modo TEM)

Sebbene la struttura sostenga infiniti modi, si assume che sia presente il solo modo TEM, con Componenti (E_θ, H_ϕ) .
Si ammette inoltre che non ci sia variazione con ϕ

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rE_\theta) = -j\omega\mu H_\phi$$

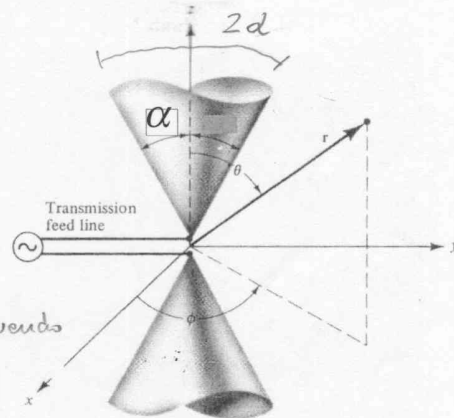
$$\frac{1}{r \sin\theta} \frac{\partial}{\partial r} (r \sin\theta H_\phi) = -j\omega\epsilon E_\theta$$

si elimina E_θ

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} (rH_\phi) = -k_o^2 (rH_\phi)$$

Eq. Maxwell in coordinate sferiche

sono ottenute avendo imposto $E_r = 0$ e $\frac{\partial}{\partial \phi} = 0$



ammette soluzioni del tipo:

$$H_\phi = \frac{H_0}{\sin\theta} \frac{e^{\pm jk_0 r}}{r}$$

la soluzione con il segno "+" non è accettabile

$$H_\phi = \frac{H_0}{\sin\theta} \frac{e^{-jk_0 r}}{r}$$

$$E_\theta = \eta H_\phi$$

Gaetano Marrocco

BICONICA : Modo TEM

Equazioni di Maxwell in un riferimento sferico

nell'ipotesi di $H_\theta = 0$ $H_r = 0$ $E_r = 0$ $E_\phi = 0$, $\frac{\partial}{\partial \phi} = 0$

$$\hat{\phi} \quad \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) = -j\omega \mu H_\phi \quad (1)$$

$$\hat{\theta} \quad -\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r H_\phi) = j\omega \epsilon E_\theta \quad (2)$$

$$\hat{r} \quad \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) = j\omega \epsilon E_r = 0 \quad (3)$$

Si deriva la (2) rispetto ad r

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} (r H_\phi) = -j\omega \epsilon \underbrace{\frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta)}_{\substack{\uparrow (1) \\ -j\omega \mu r H_\phi}} \equiv -\omega^2 \mu \epsilon (r H_\phi)$$

$$\Rightarrow \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k_0^2 \right) (r H_\phi) = 0 \quad (2)'$$

$$\frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\phi) = 0 \quad (3)$$

dalla (3) segue che $\sin \theta H_\phi$ non dipende da θ ma è solo una funzione di r : $f(r) = \sin \theta H_\phi$

$$\Rightarrow H_\phi = \frac{f(r)}{\sin \theta}$$

inserendo nelle (2)' e trovando

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k_0^2 \right) \left(\frac{r f(r)}{\sin \theta} \right) = 0$$

$$\Rightarrow \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k_0^2 \right) (r f(r)) = 0$$

Si tratta dell'equazione di Helmholtz che ha soluzione nota =

$$r f = C_1 e^{-jkr} + C_2 e^{jkr}$$

e di conseguenza
$$H_\phi = \frac{H_0}{\sin \theta} \frac{e^{\pm jkr}}{r}$$

Le soluzioni con il segno (+) indicano un'onda che viene dall'infinito (onda riflettente) mentre il segno meno descrive un'onda che si propaga verso l'infinito (onda progressiva)

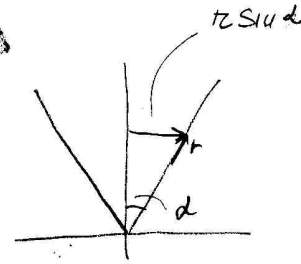
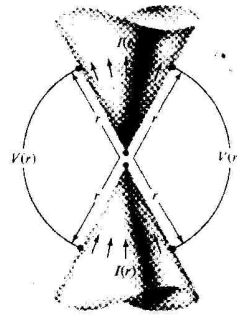
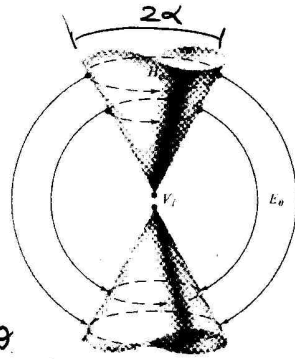
Si considerano le sole onde progressive

$$H_\phi = \frac{H_0}{\sin \theta} \frac{e^{-jkr}}{r}$$

$$E_\theta = \eta H_\phi$$

MODO TEM
delle linee breviate

Antenna biconica (linea equivalente)



$$V(r) = \int_{-\alpha}^{\alpha} \underline{E} \cdot \underline{dl} = 2\eta H_0 e^{-jk_0 r} \ln[\cot \frac{\alpha}{2}]$$

$$I(r) = \oint_{C(r)} \underline{H} \cdot \underline{dl} = \int_0^{2\pi} H_\phi(\theta = \alpha) r \sin\theta d\phi = 2\pi H_0 e^{-jk_0 r}$$

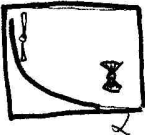
$$Z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = 120 \ln[\cot \frac{\alpha}{2}] \equiv Z_{in}$$

- puramente resistiva
- non c'e' dipendenza dalla frequenza (assenza di correnti stazionarie)

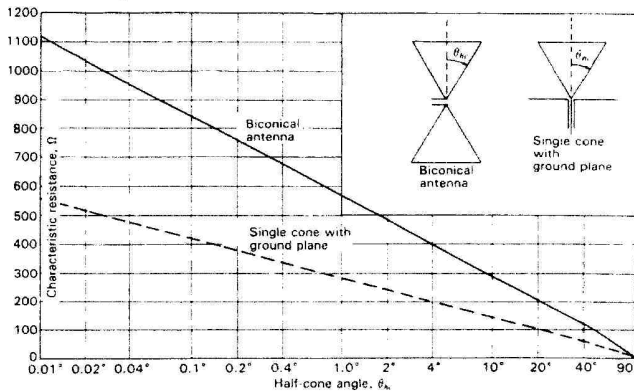
Gaetano Marrocco

Nel caso di biconica infinita la Z_c coincide con l'impedenza d'ingresso.

Z_c



Antenna Biconica infinita (Z_{in})

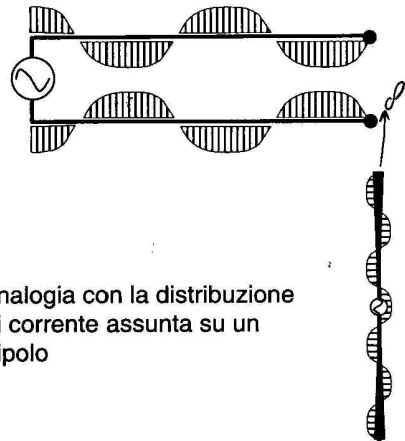


J. D. Kraus, Antennas, McGRAW-HILL, 1988

La resistenza d'ingresso aumenta con il diminuire dell'angolo del cono

nel limite di $\alpha \rightarrow 0^\circ$ (dipolo a conduttori sottili) accade che $Z_{in} \rightarrow \infty$

in tal caso la corrente ha un andamento stazionario (sinusoidale)



analogia con la distribuzione di corrente assunta su un dipolo

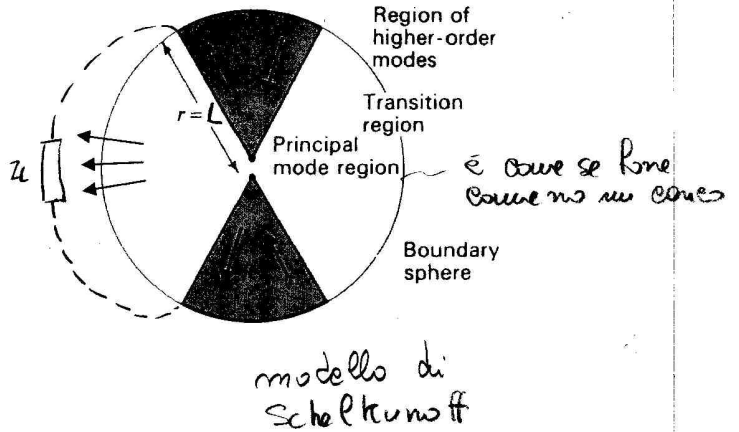
Non vengono usate biconiche con angoli troppo piccoli per la difficoltà nell'eseguire l'adattamento in genere $30 < \alpha < 60$

Gaetano Marrocco

Antenna biconica finita

lunghezza del semicono $r = L$

- al troncamento, il modo TEM viene riflesso verso i morsetti.
- La discontinuità genera dei modi di ordine superiore ~~che~~ in parte riflessi ed in parte radiati.
- Oltre la regione di transizione la radiazione avviene tramite i modi di ordine superiore
- si genera un regime stazionario di corrente (impedenza complessa)

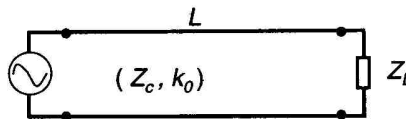


Stazionarietà \Rightarrow impedenza complessa

Gaetano Marrocco

Antenna biconica finita - cont

Il troncamento può essere rappresentato da una impedenza di terminazione della linea di trasmissione equivalente



$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L \cos(k_0 L) + j Z_c \sin(k_0 L)}{Z_c \cos(k_0 L) + j Z_L \sin(k_0 L)}$$

$$X_{in} \approx j Z_c \cot(k_0 L)$$

accade che $Z_L \gg Z_c$ (idea del circuito aperto)

dipendenza dalla frequenza
(questo modello dipende solo
le reattanze di induttivo)

$$(Z_c = Z_{in}^\infty = 120 \ln[\cot \frac{\alpha}{2}])$$

Gaetano Marrocco

$$Z_L = Z_0^2 / Z_{in} \quad Z_{in} = R_{in} + j X_{in}$$

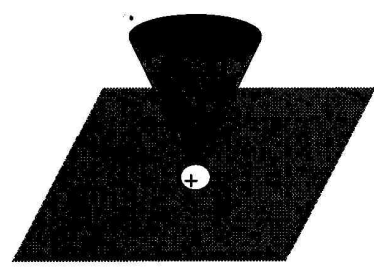
$$R_{in} = 60 \operatorname{Ci}(2k_0 L) + 30 [0.577 + \ln(k_0 L) - 2 \operatorname{Ci}(k_0 L) + \operatorname{Ci}(4k_0 L)] \operatorname{Ca}(2k_0 L) + 30 [\operatorname{Si}(4k_0 L) - 2 \operatorname{Si}(2k_0 L)] \operatorname{Si}(2k_0 L)$$

$$X_{in} = 60 \operatorname{Si}(2k_0 L) + 30 [\operatorname{Ci}(4k_0 L) - \ln(k_0 L) - 0.577] \operatorname{Si}(2k_0 L) - 30 \operatorname{Si}(4k_0 L) \operatorname{Ca}(2k_0 L)$$

più
in modo
accurato:

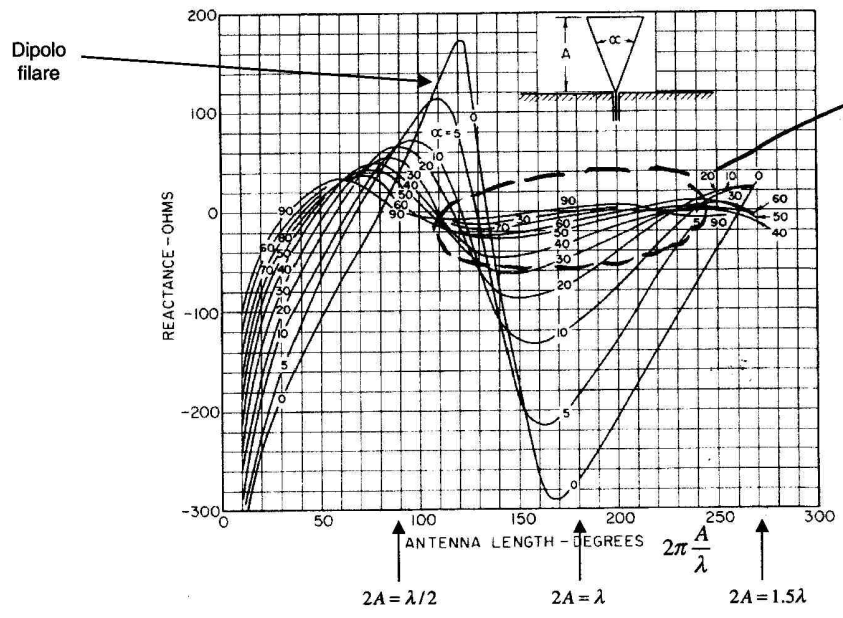
Monopolo Conico

- singolo cono montato su piano di massa
- l'impedenza d'ingresso è metà dell'impedenza della corrispondente antenna biconica



Gaetano Marrocco

Antenna biconica finita (X_{in})



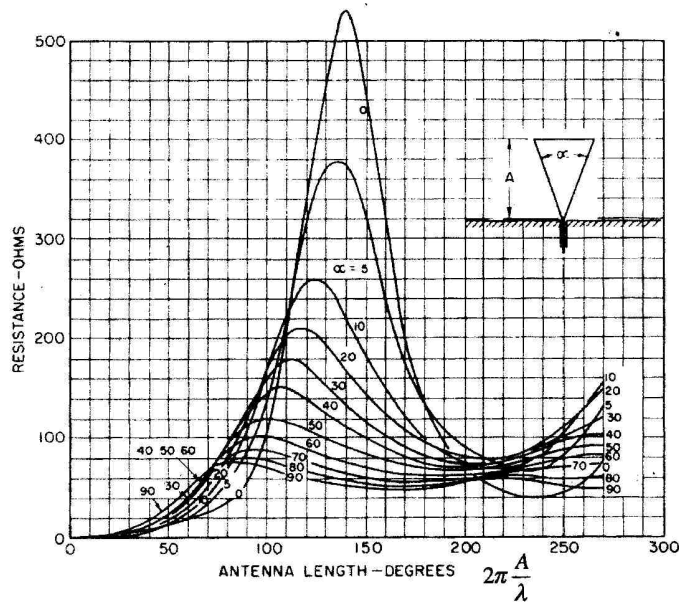
in queste zone
il comportamento
è più stabile.
Quindi tipicamente
 $2A \approx \lambda$

La reattanza si mantiene tanto più confinata sull'asse $X_{in}=0$ quanto più l'angolo è grande

R. Johnson, H. Jasik, "Antenna Engineering Handbook", McGraw-hill, 1961

Gaetano Marrocco

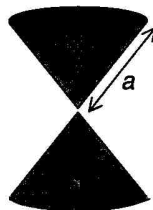
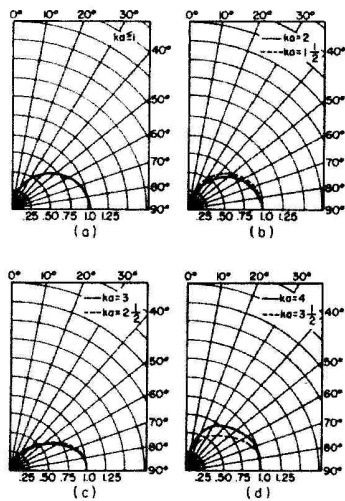
Antenna biconica finita (R_{in})



R. Johnson, H. Jasik, "Antenna Engineering Handbook", McGraw-hill, 1961

Gaetano Marrocco

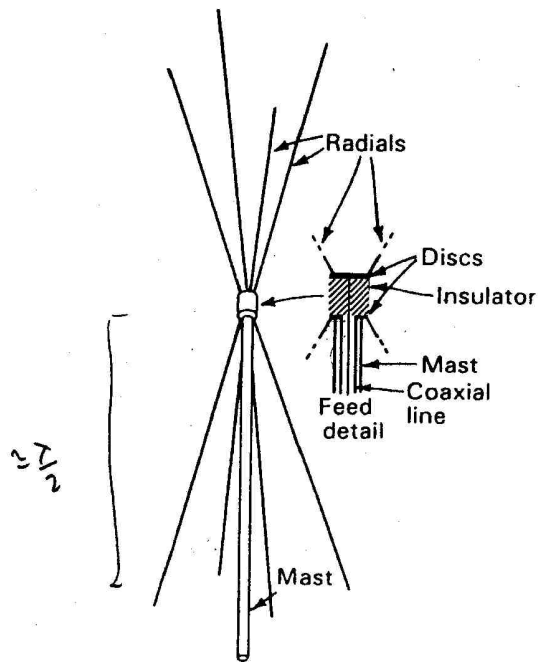
Pattern di Radiazione



R. Johnson, H. Jasik, "Antenna Engineering Handbook", McGraw-hill, 1961

Gaetano Marrocco

Biconica Phantom



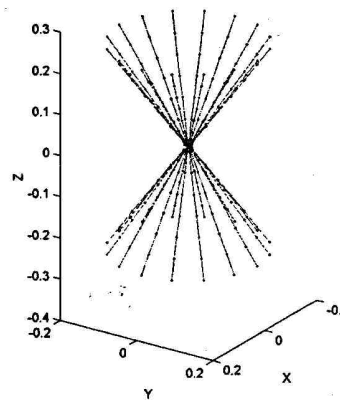
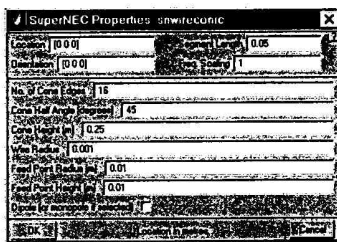
Gaetano Marrocco

Biconica Phantom modelli NEC

Semiangolo di apertura: 45°

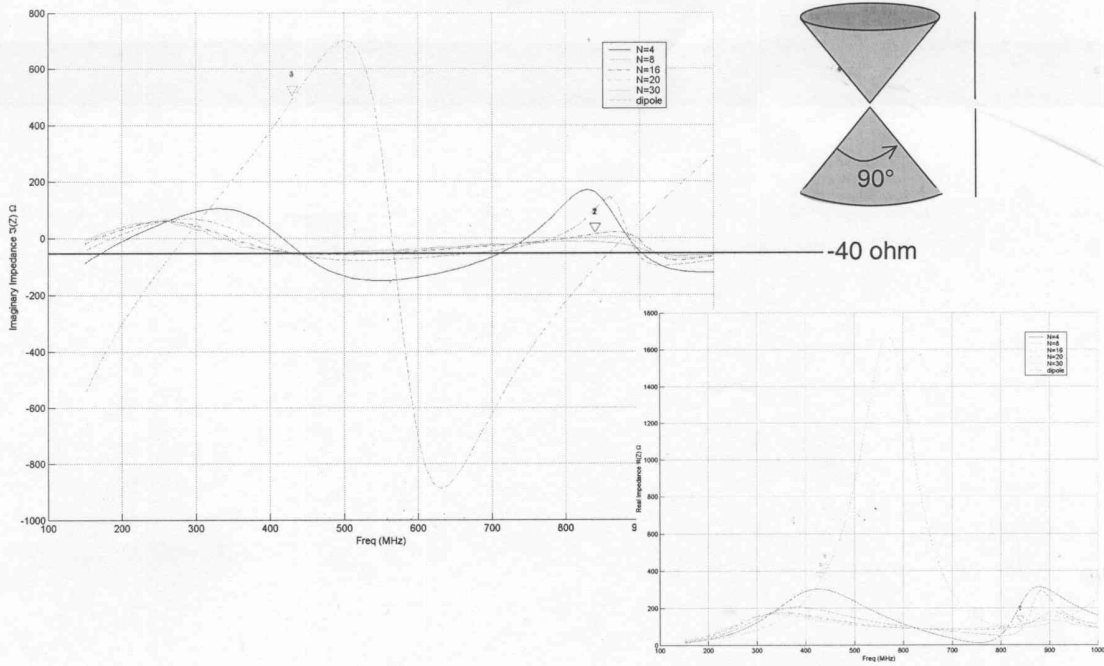
Numero radiali N= {4,8,16,20,30}

Altezza semicono: 0.23 m



Gaetano Marrocco

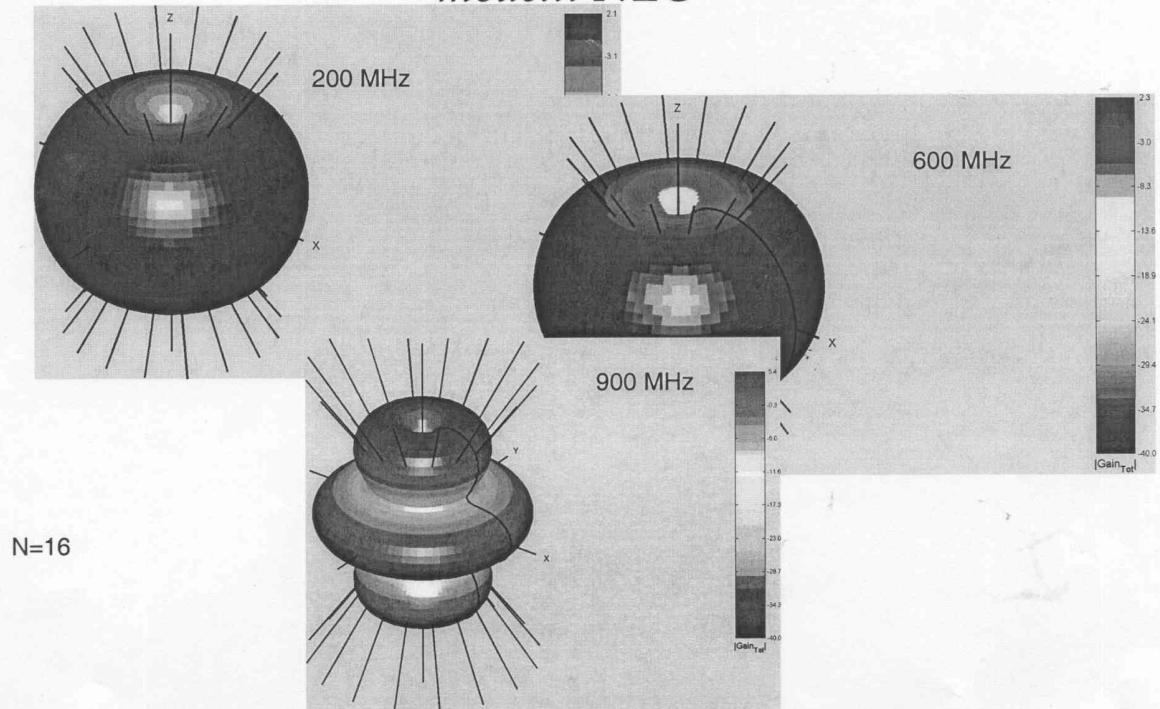
Biconica Phantom modelli NEC



VISUALIZZARE L'5M

Gaetano Marrocco

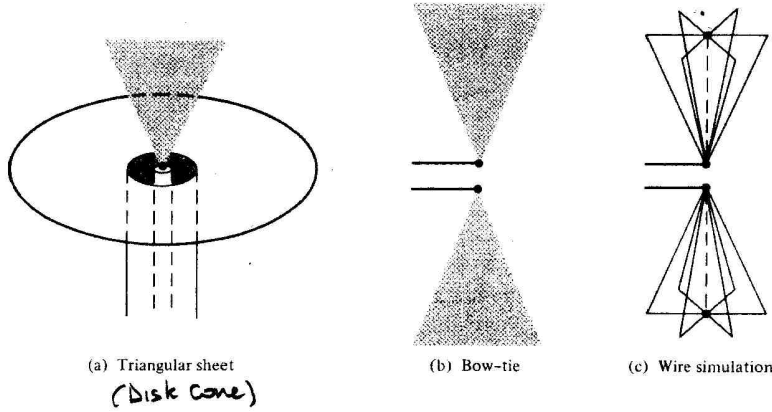
Biconica Phantom modelli NEC



N=16

Gaetano Marrocco

Biconica: variazioni sul tema



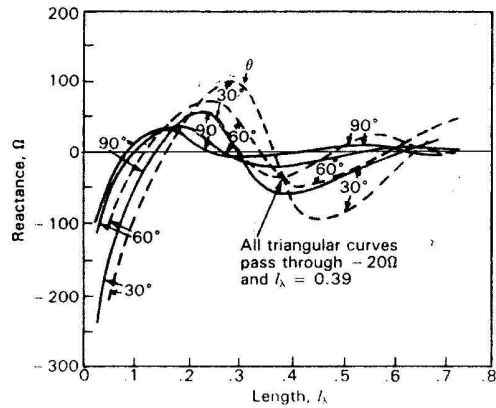
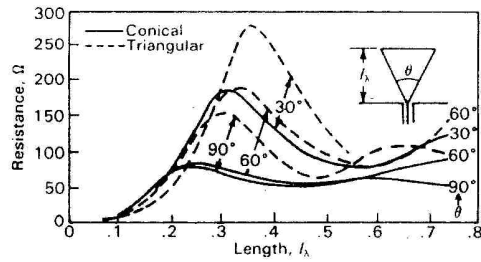
“simulazione” con elementi piani o filari
 strutture molto più leggere e resistenti al vento
 prestazioni ridotte in termini di banda

Gaetano Marrocco

Bow-Tie (Z_{in}) (Woodward-Brown)

Si hanno maggiori fluttuazioni rispetto alla biconica

buone prestazioni per un angolo di apertura pari a 60°-90°

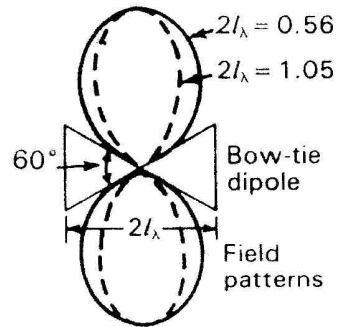


J. D. Kraus, Antennas, McGRAW-HILL, 1988

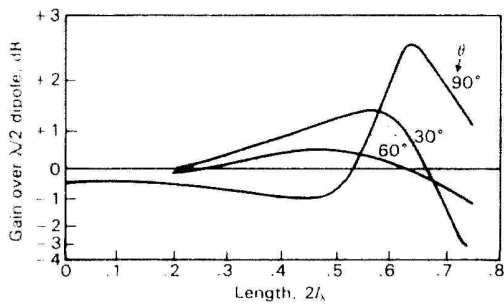
Gaetano Marrocco

Bow-Tie (Z_{in}) (Woodward-Brown)

Lobo di radiazione nella direzione ortogonale al piano dell'antenna



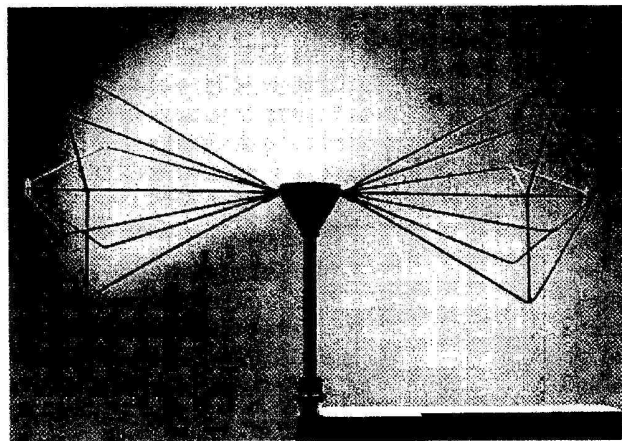
Guadagno rispetto ad un dipolo a filo di pari lunghezza



J. D. Kraus, Antennas, McGRAW-HILL, 1988

Gaetano Marrocco

Biconica Phantom



(20..300 MHz)
Rohdes & Schwarz

le bacchette (rods) "radial" sono spesso rimovibili e quindi la struttura risulta facilmente trasportabile

c'è un po' di interazione tra le correnti dell'antenna e il supporto (mast)

Gaetano Marrocco

Dipolo Cilindrico (spesso)

E' simile ad un dipolo biconico sottile
In prossimità di esso il campo è dominato da una configurazione stazionaria del modo TEM

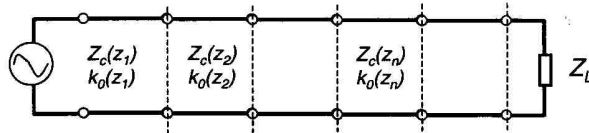
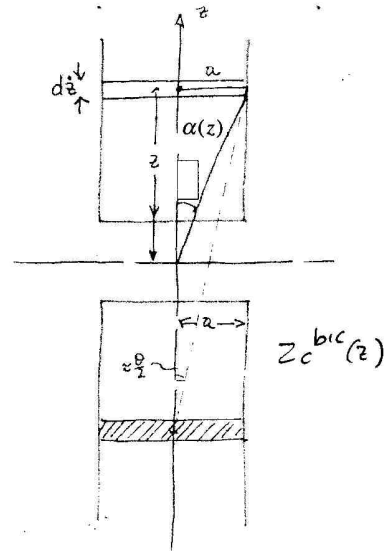
Può essere analizzata pensando ad una linea di trasmissione sferica con angolo di apertura non uniforme, per cui l'impedenza caratteristica varia gradualmente lungo la sua lunghezza

Alla quota z, l'angolo della biconica equivalente è:

$$\cot \frac{\alpha}{2} = \frac{1}{\tan \frac{\alpha}{2}} = \frac{1}{a/2z} = \frac{2z}{a}$$

$$Z_c^{biconica} = 120 \ln[\cot \frac{\alpha}{2}]$$

$$Z_c^{d.cilindrico}(z) \approx 120 \ln[2 \frac{z}{a}]$$



Gaetano Marrocco

Si studia prima la struttura biconica

Dipolo cilindrico

impedenza d'ingresso

Nel caso di antenna non troppo spessa, l'impedenza caratteristica varia lentamente con la lunghezza

Una stima abbastanza accurata dell'impedenza d'ingresso, può essere ottenuta considerando il valor medio dell'impedenza caratteristica:

$$Z_{c,av} = \frac{1}{L} \int_0^{L/2} Z_c^{d.cilindrico}(z') dz' = 120 \ln \frac{L}{a} - 1$$

⊗ L: lunghezza complessive del dipolo

Ammettendo che la linea equivalente sia terminata su un circuito aperto si può calcolare la reattanza d'ingresso (come nel caso della biconica) come:

$$X_{in} \approx -j Z_{c,av} \cot(k_0 L/2)$$

Per dipoli corti ($L < \lambda$): $X_{in} \approx -j \frac{240c}{\omega L} \ln(\frac{L}{a} - 1)$ reattanza capacitiva

vale infatti l'approssimazione $\cot(k_0 \frac{L}{2}) \approx \frac{2}{k_0 L}$

Una espressione approssimata della resistenza d'ingresso può essere ottenuta con il formalismo della potenza irradiata, ipotizzando una distribuzione di corrente triangolare

$$R_{in} \approx 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{approssimazione parabolica})$$

Gaetano Marrocco

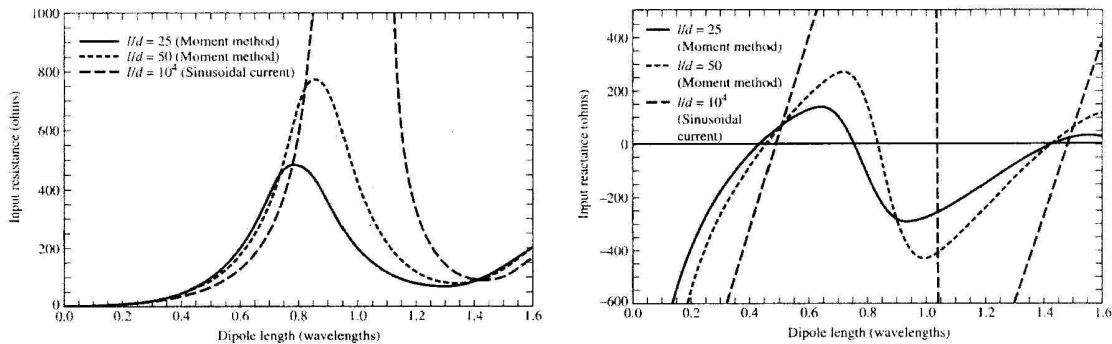
⊗ vale infatti l'integrale $\int \log x dx = x(\log x - 1)$

$$\int_0^{L/2} \ln\left(\frac{2z}{a}\right) dz = \int_0^{L/2} (\ln z + \ln \frac{2}{a}) dz = \left[z(\log z - 1) + z \ln \frac{2}{a} \right]_0^{L/2} = \frac{L}{2} (\log \frac{L}{2}) - \frac{L}{2} + \frac{L}{2} \ln \frac{2}{a}$$

$$= \frac{L}{2} \left[\ln \frac{L}{2} - 1 + \ln \frac{2}{a} \right] = \frac{L}{2} \left[\ln L - \ln 2 - 1 + \ln 2 - \ln a \right] = \frac{L}{2} (\ln \frac{L}{a} - 1)$$

Dipolo cilindrico

impedenza d'ingresso



C. Balanis, "Antenna Theory", John Wiley and Son, 1997 Canada

Le variazioni di R_{in} e X_{in} sono meno pronunciate (comportamento a larga banda) all'aumentare del rapporto lunghezza/diametro

al diminuire
↑
ERRORE

Gaetano Marrocco

Dipolo cilindrico

condizione di risonanza

Per portare in risonanza un dipolo cilindrico ad una data frequenza di centro banda (reattanza nulla), la lunghezza totale dell'antenna deve essere poco meno di un multiplo intero di mezza lunghezza d'onda dipendentemente dallo spessore del filo.

Table 9.1 CYLINDRICAL DIPOLE RESONANCES

	First Resonance	Second Resonance	Third Resonance	Fourth Resonance
LENGTH (ℓ)	$0.48\lambda F$	$0.96\lambda F$	$1.44\lambda F$	$1.92\lambda F$
RESISTANCE (ohms)	67	$\frac{R_n^2}{67}$	95	$\frac{R_n^2}{95}$

$$F = \frac{l/2a}{1 + l/2a}; R_n = 150 \log_{10}(l/2a)$$

C. Balanis, "Antenna Theory", John Wiley and Son, 1997 Canada

R_n resistenza naturale: media geometrica tra la resistenza ad un risonanza dispari e quella alla successiva risonanza pari

se il diametro del filo è piccolo ($a \ll \lambda$) allora $F=1$ (dipolo sottile)

Gaetano Marrocco

Dipoli a sezione non cilindrica

Si introduce un raggio equivalente in modo che il filo circolare equivalente abbia la stessa capacità di quella della geometria non circolare

si applicano le formule ed i grafici ottenuti per il dipolo cilindrico

Geometrical Shape	Electrical Equivalent Radius
	$a_e = 0.25a$
	$a_e = 0.2(a + b)$
	$a_e = 0.59a$
	$a_e = \frac{2}{3}(a + b)$
	$\ln a_e = \frac{1}{(S_1 + S_2)}$ $\sqrt{S_1^2 \ln a_1 + S_2^2 \ln a_2 + 2S_1 S_2 \ln S}$ $S_1, S_2 = \text{peripheries of conductors } C_1, C_2$ $a_1, a_2 = \text{equivalent radii of conductors } C_1, C_2$

C. Balanis, "Antenna Theory", John Wiley and Son, 1997 Canada

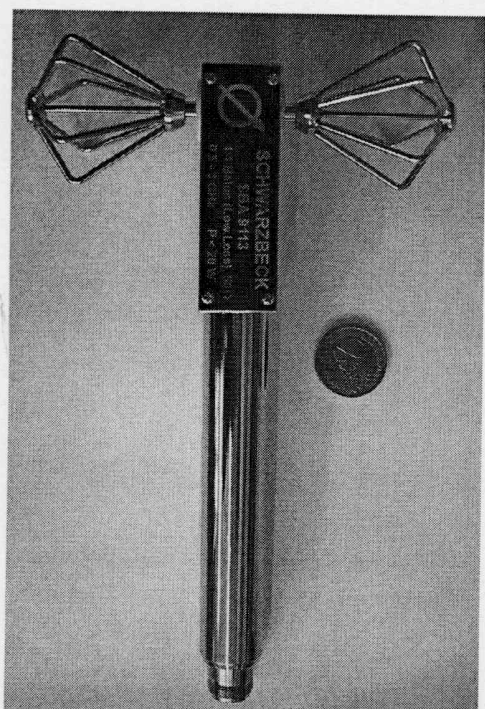
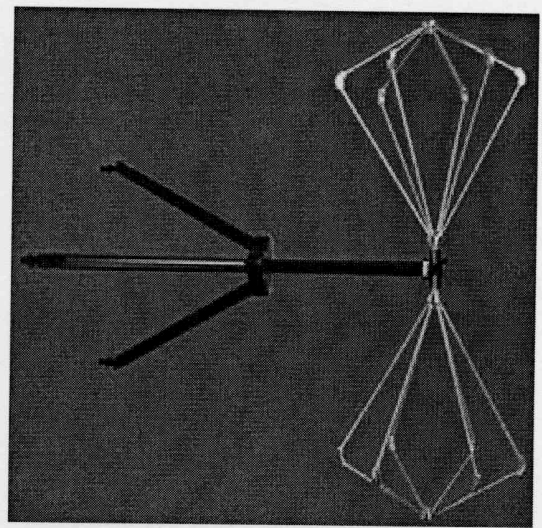
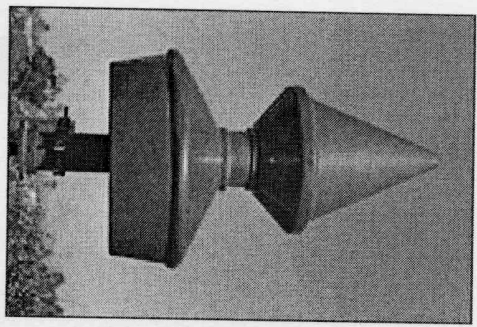
Gaetano Marrocco

Type	Configuration	Impedance: Resistive at f_r , $R(\Omega)$	-3-dB Bandwidth Percent	Gain: dB above	
				Isotropic	Dipole
Isotropic radiator (theoretical)		—	—	0	-2.14
Small dipole $L > \lambda/2$		—	—	1.74	-0.4
Thin dipole $L = \lambda/2$ $L/D = 276$		60	34	2.14	0
Thick dipole $L = \lambda/2$ $L/D = 51$		49	55	2.14	0
Cylindrical dipole $L = \lambda/2$ $L/D = 10$		37	100	2.14	0
Cylindrical dipole $L = \lambda$ $L/D = 9.6$		150	130	3.64	1.5
Folded dipole		6000	5	1.64	-0.5
Folded dipole		300	45	2.14	0
Biconical		72	160	2.14	0
Biconical		350	200	2.14	0
Turnstile		150	50	-9.86	-3
Folded dipole over reflecting sheet		150	20	7.14	5

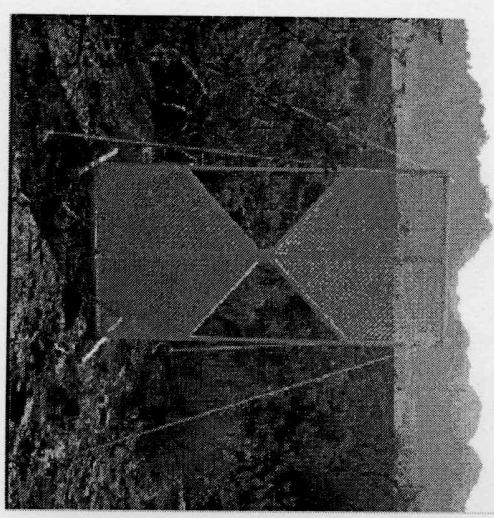
Y.T. Lo, S.W. Lee, "Antenna Design", Van Nostrand Reinhold Company, 1988, New York

Gaetano Marrocco

Antenne Biconiche



5. This picture shows the entire antenna with the radome removed.



Antenne Log-periodiche

- antenne auto-scalanti
- alimentazioni
- modelli NEC

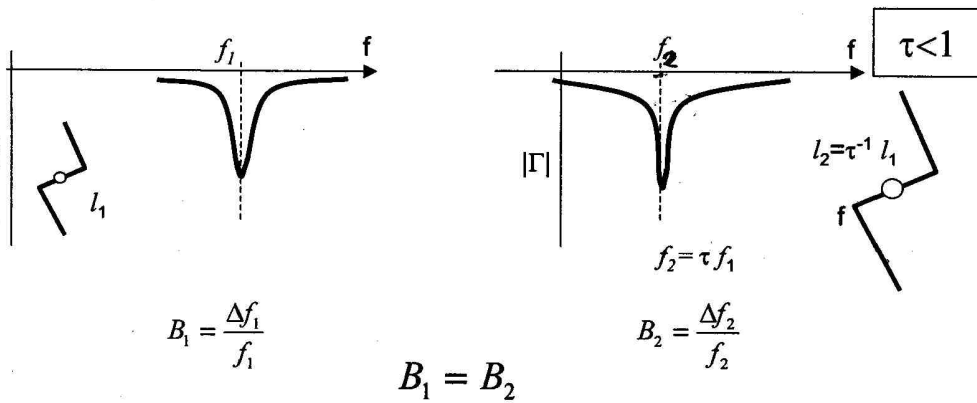
Gaetano Marrocco

Gaetano Marrocco

Introduzione

Le caratteristiche radiative di un'antenna e l'impedenza d'ingresso sono legate alla sua forma geometrica e alle dimensioni elettriche (relative cioè alla lunghezza d'onda)

Due antenne simili (una versione scalata dell'altra) hanno prestazioni identiche in due diverse bande di frequenza



Se una struttura diventa simile a se stessa per una opportuna scalatura ($1/\tau$) delle sue dimensioni, allora avrà le stesse proprietà radiative alle frequenze

$f, \quad \tau f$

Gaetano Marrocco

Due antenne, con una forma di fissure scalata di un fattore di scala, $(1/\tau)$ avranno le stesse proprietà radiative alle frequenze $f, \tau f$. Se una stessa struttura rimane simile a se stessa, o meno di una scala, si dice auto-scalante.

Introduzione Antenne Log-periodiche

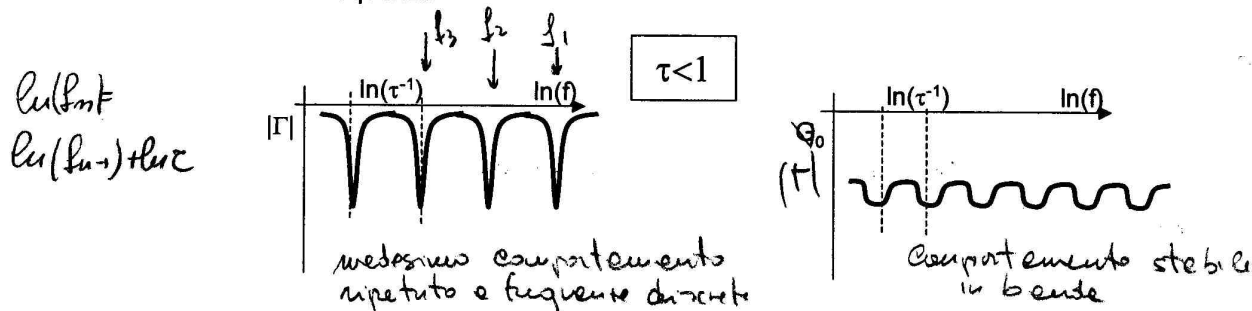
Se la scalatura è eseguita in maniera ripetuta, le caratteristiche dell'antenna saranno periodiche in frequenza con periodo $\ln(\tau^{-1})$.

Infatti $\ln f_1 = \ln(\tau^{-1} f_2) = -\ln \tau + \ln f_2$

$$\begin{aligned} l_1 &= f_1 \\ l_2 &= f_1 \cdot \tau \\ l_3 &= f_2 \cdot \tau \\ l_4 &= f_3 \cdot \tau \end{aligned}$$

Le antenne costruite secondo questo principio sono dette *log-periodiche*.

Se $\tau \approx 1$ il periodo è prossimo a zero. Di conseguenza le variazioni delle grandezze nell'intervallo $(f, \tau f)$, e quindi ovunque, sono piccolissime e il comportamento della struttura è uniforme con la frequenza

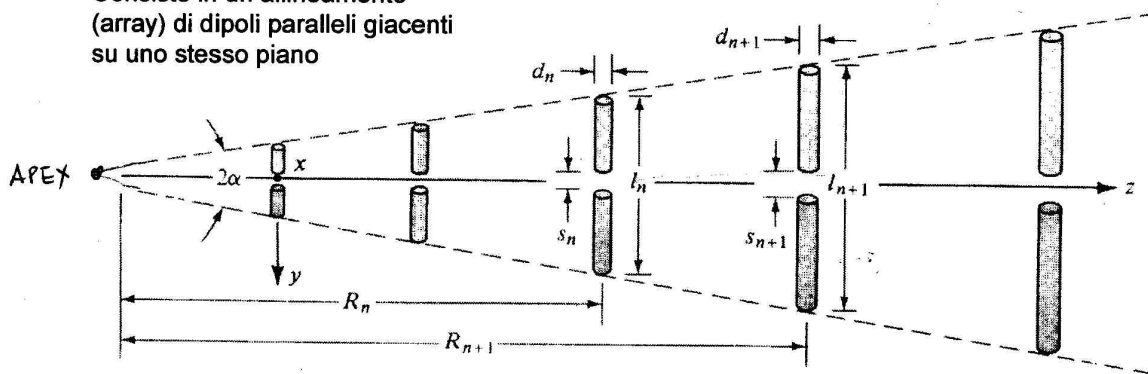


Operativamente un'antenna di questo tipo è ottenuta come un allineamento (infinito) di celle. La cella $(n+1)$ -ma è una replica scalata della cella n -ma.

Gaetano Marrocco

Log-periodica a dipoli

Consiste in un allineamento (array) di dipoli paralleli giacenti su uno stesso piano



$$\frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{s_{n+1}}{s_n} = 1/\tau$$

➔ Se la struttura fosse infinita, uno scalamento delle sue dimensioni di un fattore τ , produrrebbe una struttura ancora simile a se stessa (**geometria autosimile**).
In tal caso l'antenna sarebbe univocamente individuata dall'angolo α :

$$\frac{R_{n+1} - R_n}{2l_{n+1}} = \sigma \quad \text{spaziatura relativa}$$

$$\tan \alpha = \frac{l_n}{2R_n}$$

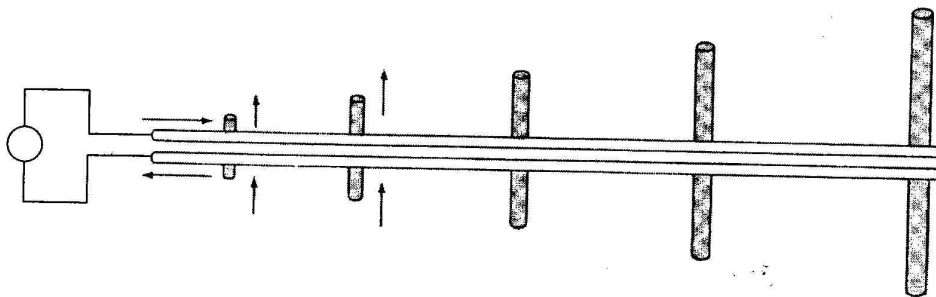
Gaetano Marrocco

Log-periodica a dipoli

- I dipoli sono alimentati contemporaneamente (a differenza della Yagi)
- L'alimentazione è direttamente connessa all'elemento più corto (apice)
- Ad ogni frequenza risuona un diverso dipolo (quello lungo $\lambda/2$) mentre gli altri funzionano come direttori o riflettori
- All'aumentare della frequenza il dipolo che risuona (dipolo attivo), si sposta dal più lungo verso il più corto

Gaetano Marrocco

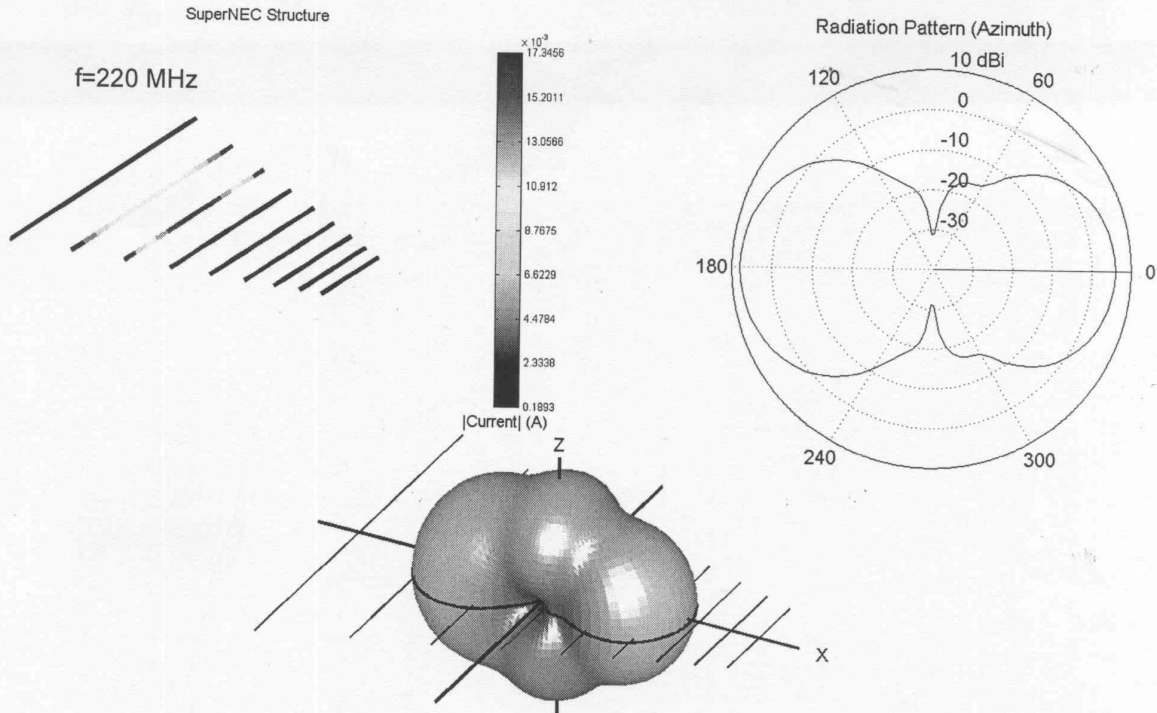
Alimentazioni in fase - 1



- Con questo tipo di alimentazione la fase aumenta progressivamente verso gli elementi più grandi.
- I campi si compongono in maniera costruttiva nella direzione dei dipoli lunghi (radiazione endfire)
- Ha luogo una interferenza tra gli elementi vicini (a quello risonante) lunghi con conseguente distorsione del pattern
 - forte back radiation
 - deformazioni sul piano verticale (lobi sulla direzione broadside)

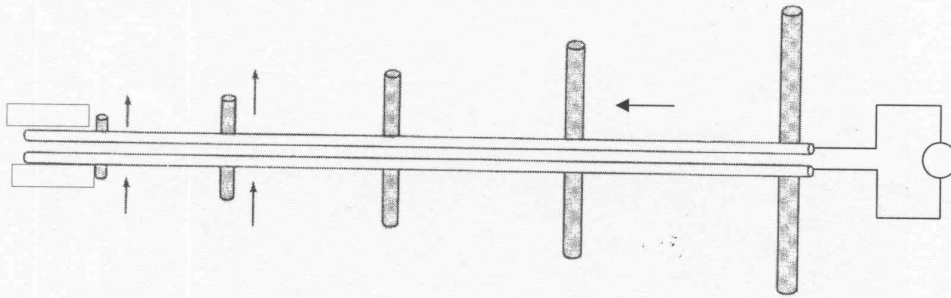
Gaetano Marrocco

Alimentazione in fase -esempio



Gaetano Marrocco

Alimentazione in fase - 2



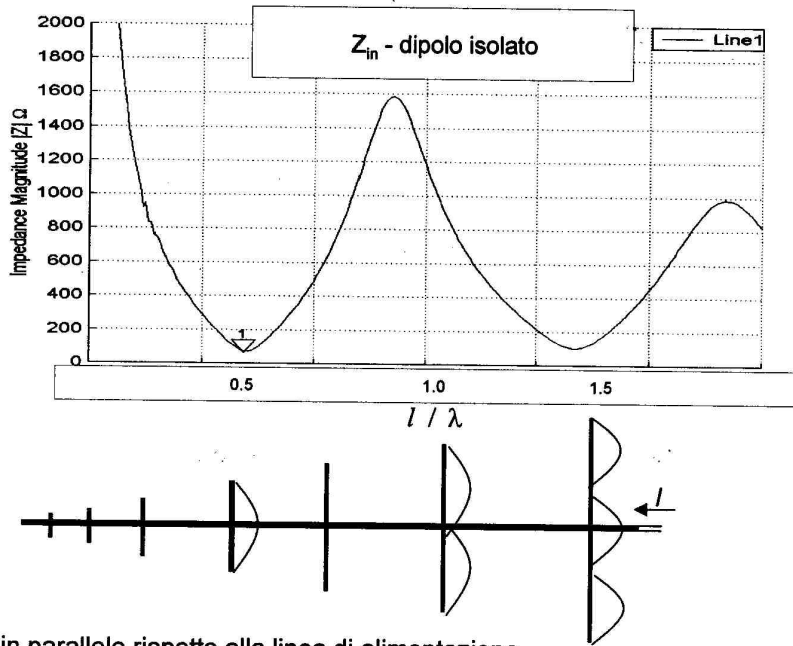
Se il generatore fosse connesso all'altra estremità dell'array:

- l'irradiazione avverrebbe lungo la direzione degli elementi più piccoli
- gli elementi più piccoli rispetto a quello risonante produrrebbero radiazione trascurabile (perché distanti dalla risonanza (impedenza d'ingresso molto grande))

Attenzione:

- alla frequenza per cui risona l'elemento $(n+1)$ -mo la corrente che vi giunge sarà piccola per l'effetto "drenante" dei precedenti n dipoli più lunghi (che possono presentare una bassa impedenza)

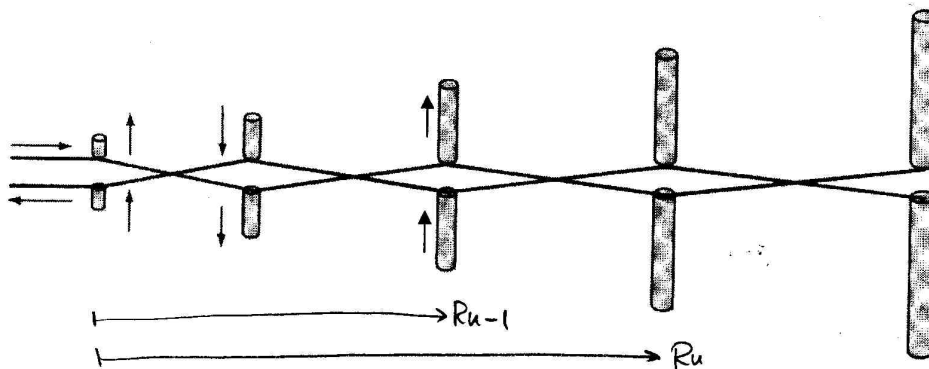
Gaetano Marrocco



I dipoli sono in parallelo rispetto alla linea di alimentazione

Gaetano Marrocco

Alimentazione in controfase (criss-cross)



Gli elementi corti (rispetto a λ) drenano poca corrente perché hanno alta impedenza d'ingresso

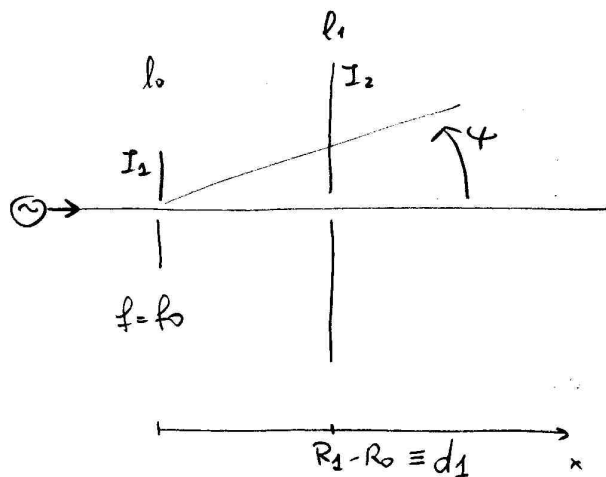
Invertendo i terminali della linea di alimentazione viene aggiunto uno sfasamento di 180° tra dipoli adiacenti. L' n -mo si comporta da riflettore per l' $(n-1)$ -mo.

L'energia è radiata (interferenza costruttiva) lungo la direzione dell'elemento più corto (verso il vertice dell'array)

le corrente nell' n -mo è quindi in antipha rispetto alle corrente nell' $(n-1)$ -mo.

Gaetano Marrocco

GIUSTIFICAZIONE DELL'ALIMENTAZIONE TWISTED



$$F(\psi) = I_1 + I_2 e^{+jk_0 d_1 \cos \psi}$$

Fattorizzo la fase del dipolo non in risonanza separando il contributo dovuto alla propagazione dell'onda nella linea di trasmissione da una quantità in fase

$$I_2 = |I_2| e^{-jk_0 d_1 + j\alpha_1}$$

$$F(\psi) = I_1 + |I_2| e^{+jk_0 d_1 \cos \psi - jk_0 d_1 + j\alpha_1}$$

Per avere massima interferenza verso gli elementi cost, deve essere

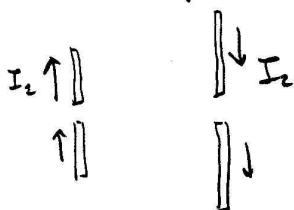
$$\psi = \pi \Rightarrow -k_0 d_1 - k_0 d_1 + \alpha_1 = 0 \quad \left| \begin{array}{l} \text{NB} \\ l_1 \text{ deve} \\ \text{comportarsi come} \\ \text{un riflettore} \end{array} \right.$$

$$\alpha_1 = 2k_0 d_1 = 4\pi \frac{d_1}{\lambda} = \pi \frac{d_1}{\lambda/4}$$

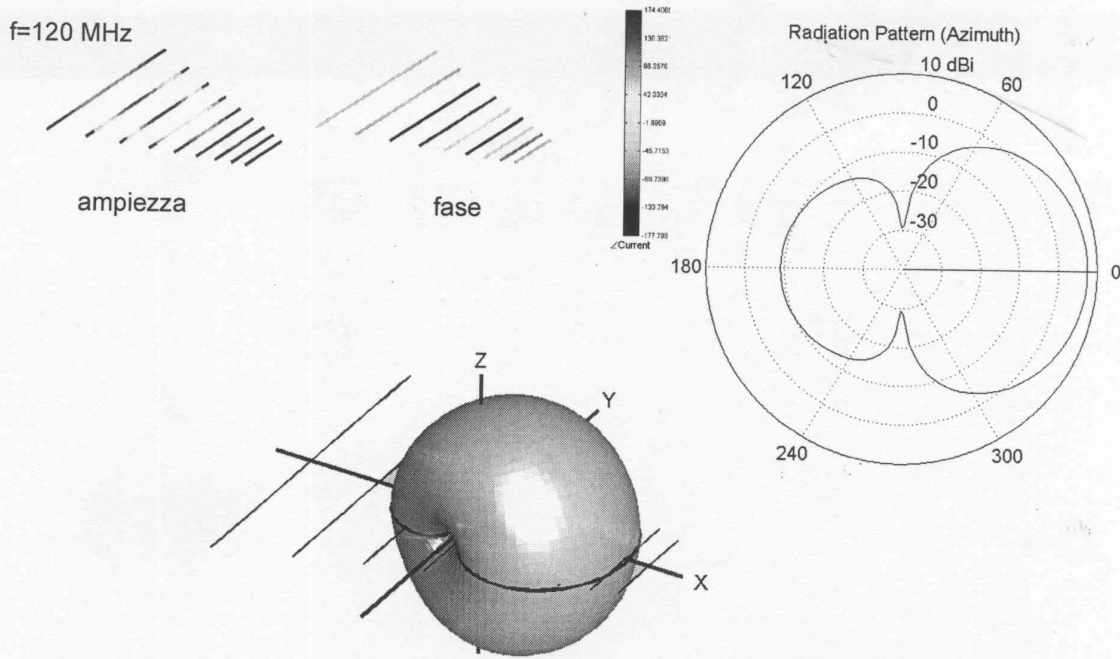
La quantità $\frac{d_1}{\lambda/4}$ non è troppo diversa da 1 e quindi:

$$\alpha_1 \approx \pi \quad \text{cioè le correnti } I_2$$

deve essere in opposizione di fase rispetto ad I_1

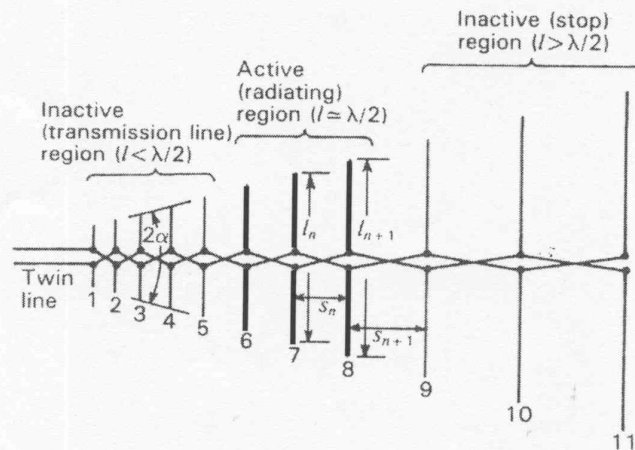


Ciò si può ottenere utilizzando una alimentazione twisted.



Gaetano Marrocco

Regioni di funzionamento



A ciascuna frequenza, i dipoli attivi, che contribuiscono direttamente alla radiazione, (tipicamente tre) sono quelli la cui lunghezza è circa $\lambda/2$. Quello centrale funge da driver, quello più piccolo da direttore e quello più lungo da riflettore

La regione attiva si sposta verso i dipoli più corti all'aumentare della frequenza (probelma dello spostamento del centro di fase nei feed di paraboloidi)

Gaetano Marrocco

24

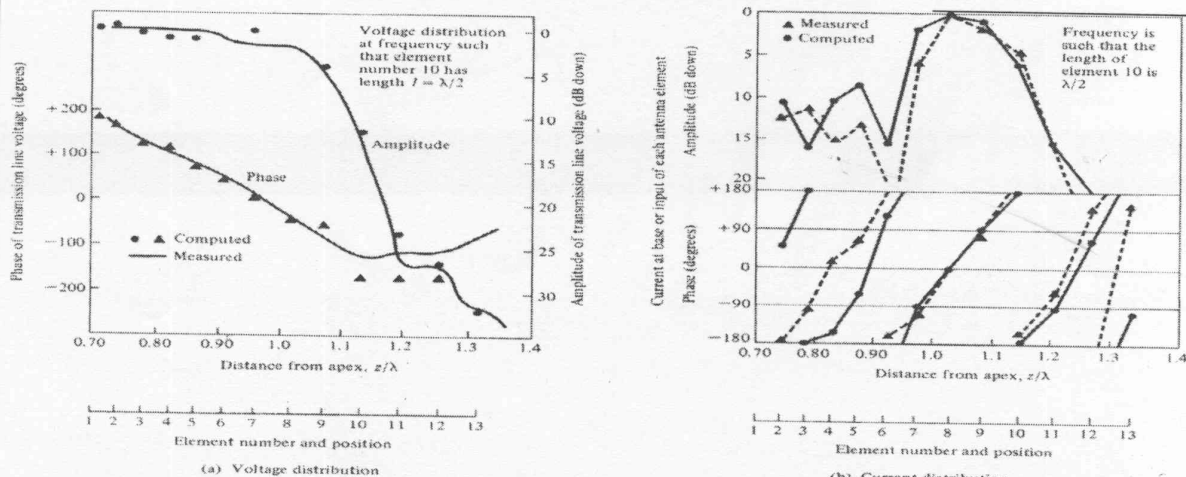


Figure 11.10 Measured and computed voltage and current distributions on a log-periodic dipole array of 13 elements with frequency such that $l_{10} = \lambda/2$. (SOURCE: R. L. Carrel, "Analysis and Design of the Log-Periodic Dipole Antenna," Ph.D. Dissertation, Elec. Eng. Dept., University of Illinois, 1961, University Microfilms, Inc., Ann Arbor, Michigan)



Gaetano Marrocco

Traslazione della regione attiva

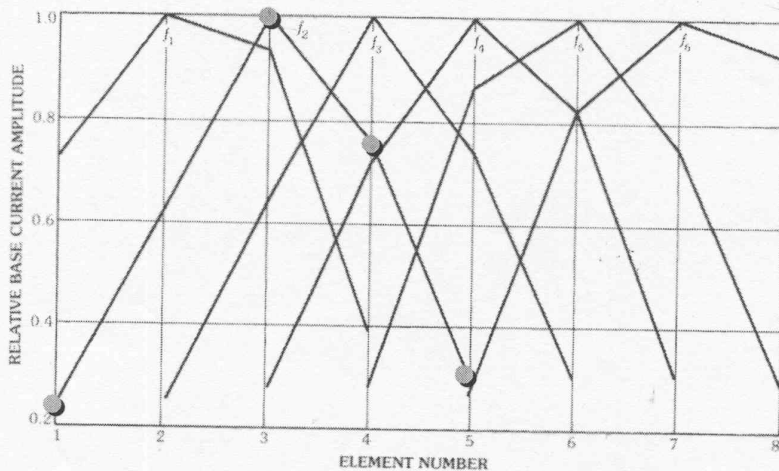
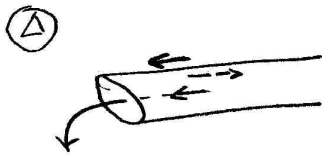
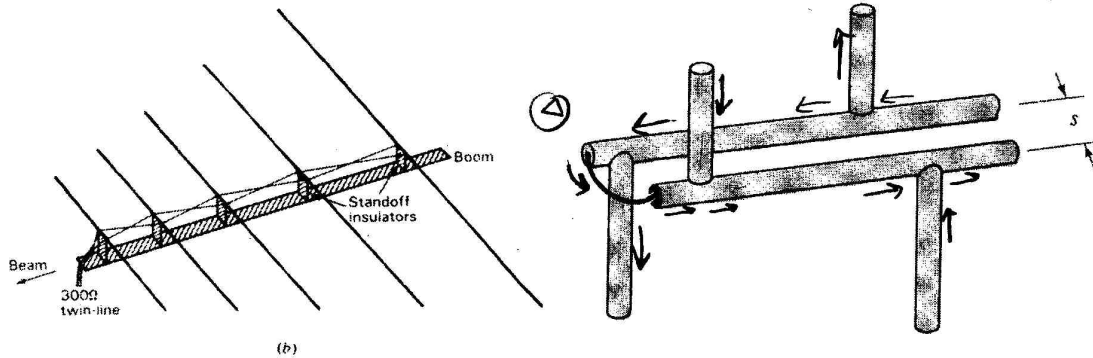


Fig. 17. Relative amplitude of base current in the active region versus element number for frequencies f_1 through f_6 , for $\tau = 0.888$, $\sigma = 0.089$, $N = 8$, $Z_0 = 100 \Omega$, $h/a = 125$, and Z_T a short at $h/2$. (After Carrel [8])

Il pattern di corrente (e quindi il campo irradiato) comincia a cambiare in prossimità delle regioni di troncamento

Gaetano Marrocco

Alimentazione in controfase (coax)



- I dipoli sono fatti normalmente di tubi
- L'alimentazione è bilanciata
- Il conduttore interno del coassiale è collegato ad un tubo cavo

Gaetano Marrocco

Banda

La larghezza di banda (teorica) di un'antenna log-periodica è legata alla lunghezza dei dipolo più piccolo e più lungo:

$$B_t = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\frac{c}{2l_1}}{\frac{c}{2l_N}} = \frac{l_N}{l_1} = \tau^{1-N} \quad \Rightarrow \quad N = 1 - \frac{\ln(B_t)}{\ln(\tau)}$$

$l_n = \tau^{-1} l_{n-1} = \tau^{-2} l_{n-2} \dots$

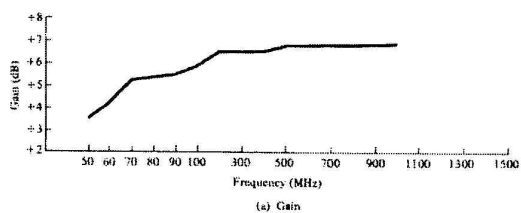
In realtà, per effetto del troncamento, la larghezza di banda efficace è un po' più piccola

$$B = B_t / B_{ar}$$

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1 - \tau)^2 \cot \alpha \quad \text{banda della regione attiva}$$

Gaetano Marrocco

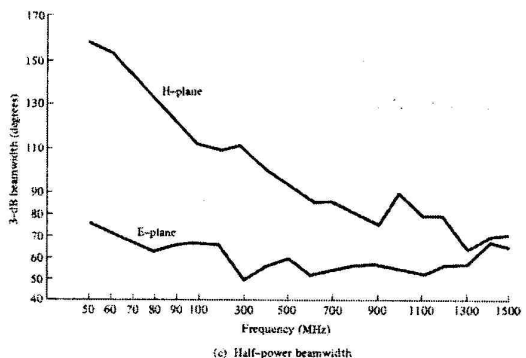
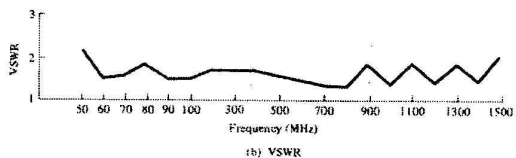
Parametri v.s. frequenza



il guadagno non è molto elevato perchè a ciascuna frequenza solo un numero piccolo di dipoli contribuisce alla radiazione

- a differenza di una Yagi-Uda

è più variabile agli estremi della banda



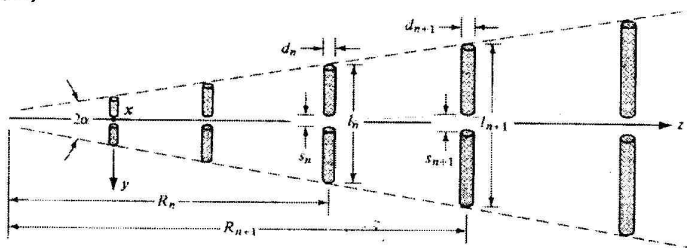
Gaetano Marrocco

Dimensionamento - parametri

Parameteri: (N, α, τ) oppure (N, α, σ)

$$\frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{1}{\tau}$$

$$\frac{R_{n+1} - R_n}{2l_{n+1}} = \sigma$$



I parametri geometrici di una LP non sono tra loro indipendenti: $\tan \alpha = \frac{1 - \tau}{4\sigma}$

Le specifiche sono date in termini di frequenza minima e massima e direttività/guadagno

Gaetano Marrocco

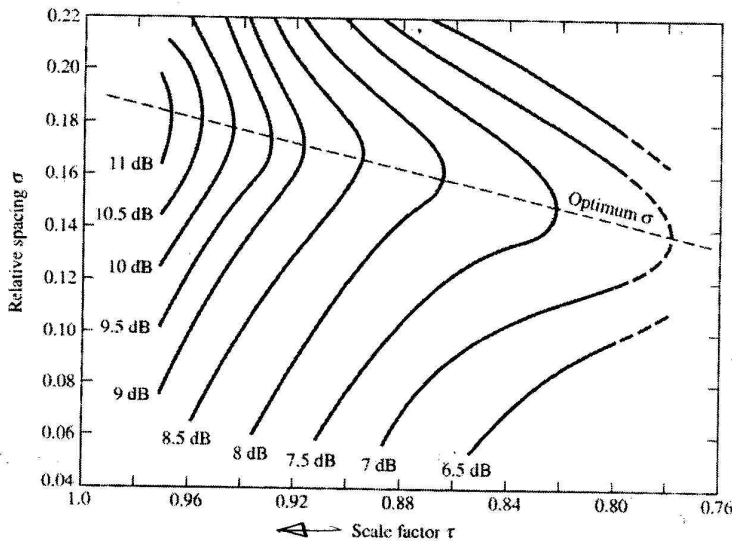
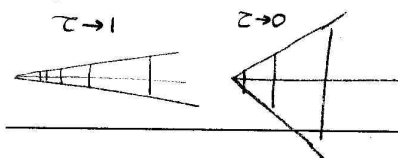
Dimensionamento

1) Direttività massima (D_0)
 $\Rightarrow \tau, \sigma \Rightarrow \alpha$
 (tale scelta influenza in numero di elementi e quindi l'ingombro e il costo)

2) Banda
 \Rightarrow numero di elementi

$$N = 1 - \frac{\ln(B_r)}{\ln(\tau)}$$

3) Calcolo delle dimensioni



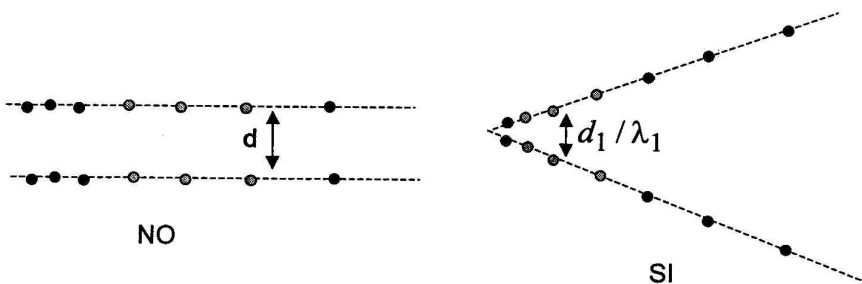
Per una fissata direttività D_0 , il σ ottimo corrisponde al piu' piccolo τ , e quindi al piu' piccolo numero di antenne (antenne consecutive per molto differenti) in lunghezza

Gaetano Marrocco

Configurazioni ad Array

Il guadagno può essere aumentato utilizzando due log-periodiche; non vanno in questo caso posizionate parallele perchè al variare della frequenza cambierebbe la distanza tra i due allineamenti.

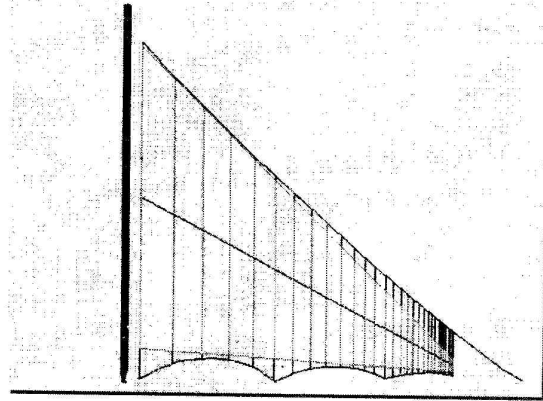
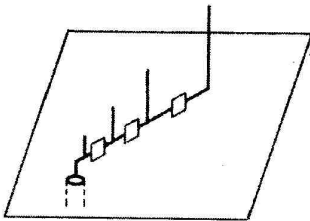
Se le due antenne sono oblique allora la distanza elettrica tra i due insiemi di dipoli si mantiene costante al variare della frequenza



Gaetano Marrocco

Polarizzazione verticale su terreno reale

- Il terreno è usato come piano immagine
- L'array è realizzato con monopoli
- Lo sfasamento di 180° tra i radiatori adiacenti è ottenuto con trasformatori 1:1 con inversione di fase



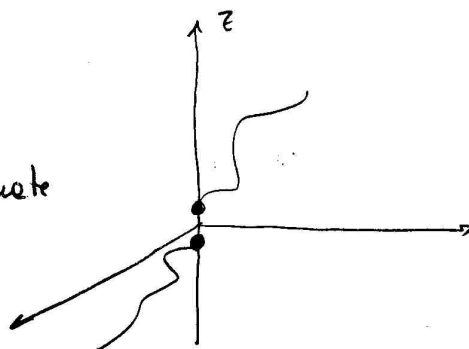
ANTENNE A SPIRALE

Rumsey 1950/60

Si consideri un'antenna, delle quale si vuole determinare la forma, che sia provvista di molti posti nell'asse z in posizione simmetrica rispetto all'origine ed infinitamente vicini a queste

per l'antenna si consideri una rappresentazione in coordinate sferiche

$$(1) \quad r = F(\theta, \phi)$$



Si vuole determinare la funzione $F(\theta, \phi)$ in modo che la geometria risultante sia autosimile e quindi a banda larga.

Si supponga che $r = F(\theta, \phi)$ descriva un'antenna con frequenza di centrobanda f . Per ottenere le stesse caratteristiche di radiazione ed una frequenza $f' > f$, l'antenna deve essere deformata tramite un operatore K (trasformazione di similitudine)

$$(2) \quad r = K F(\theta, \phi)$$

Poiché si richiede che le stesse antenne funzionino alle due frequenze, allora è ammissibile pensare della geometria (1) e della geometria (2) solo con operazioni di similitudine.

Il vincolo dei momenti non rende possibili traslazioni o rotazioni lungo z ma solo rotazioni lungo ϕ .

→ TRASFORMAZIONE DI SIMILITUDINE

Due oggetti geometrici sono simili quando sono ottenibili l'uno dall'altro tramite composizione di traslazioni, rotazioni, riflessioni e scalature (similitudine).

→ OGGETTO AUTOSIMILE

ogni sua piccola parte contiene un oggetto simile all'oggetto grande. (invariante per trasformazioni di similitudine)

Di conseguenza le (2) si riscrivono come

$$r = k F(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + r)$$

Cioè si richiede che l'antenna sia autoscelette tramite rotazione e di conseguenza $k = k(r)$. A tal fine il contorno che descrive l'antenna deve essere infinito.

Per determinare l'equazione dei contorni si eseguono le seguenti derivate:

$$(3) \quad \frac{\partial}{\partial r} \{ k F(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + r) \}$$

$$(4) \quad \frac{\partial}{\partial \phi} \{ k F(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + r) \}$$

$$(3) \rightarrow \frac{\partial k(r)}{\partial r} F(\theta, \phi) = \frac{\partial}{\partial r} F(\theta, \phi + r)$$

$$(4) \rightarrow k(r) \cdot \frac{\partial F(\theta, \phi)}{\partial \phi} = \frac{\partial}{\partial \phi} F(\theta, \phi + r)$$

I secondi membri sono uguali perché ϕ e r entrano nelle dipendenti funzionali in forme intercambiabili. Di conseguenza si uguagliano i primi membri:

$$\frac{\partial k}{\partial r} F = k \frac{\partial F}{\partial \phi} \Rightarrow \frac{1}{k} \frac{\partial k}{\partial r} = \frac{1}{F} \frac{\partial F}{\partial \phi}$$

Si pone $a = \frac{1}{k} \frac{\partial k}{\partial r}$

Questa quantità non può infatti dipendere da ϕ

si integra

$$\frac{1}{F} \frac{\partial F}{\partial \phi} = a \Rightarrow \ln F = a\phi + \ln f(\theta)$$

↑
costante di integrazione

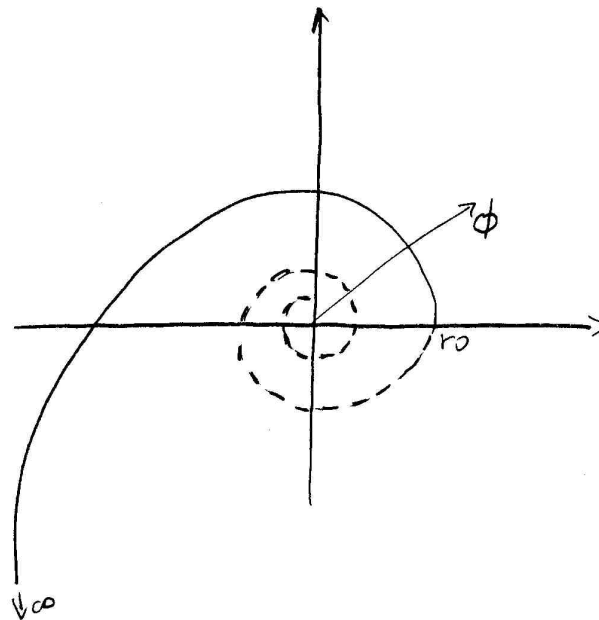
si può quindi scrivere $F(\theta, \phi)$

$$F(\theta, \phi) = e^{a\phi} f(\theta) \equiv r$$

per semplicità si suppone che tale contorno giaccia sul piano $x, y \rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$. Si pone inoltre $f(\theta = \frac{\pi}{2}) = r_0$ e si ottiene l'equazione del contorno autoscalante

$$r = r_0 e^{a\phi}$$

Spirele Logaritmiche



$$\ln \frac{r}{r_0} = a\phi$$

Si fa ora vedere che un'antenna i cui contorni sono descritti da questa equazione è veramente indipendente dalla frequenza.

La curva viene normalizzata rispetto al lunghezza d'onda

$$\rho = \frac{r_0}{\lambda} e^{a\phi}$$

$$\rho = \frac{r}{\lambda}$$

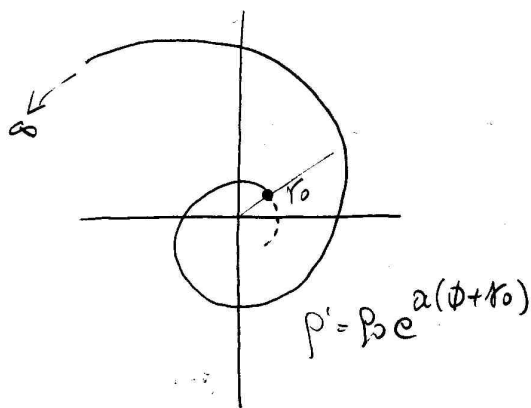
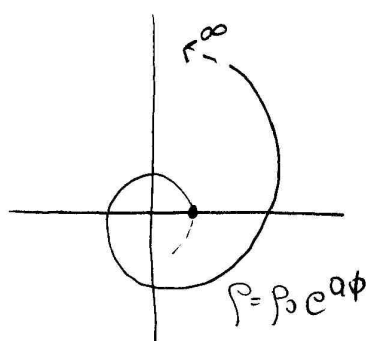
Se si ammette che la curva $\rho = \rho_0 e^{a\phi}$ lavori bene alle frequenze $f = \frac{c}{\lambda}$, allora la curva $\rho' = \frac{\rho_0}{\lambda'} e^{a\phi}$ lavorerà bene alle frequenze $f' = \frac{c}{\lambda'}$

$$\text{ma } \rho' = \frac{\rho_0}{\lambda} \frac{\lambda}{\lambda'} e^{a\phi} = \rho_0 \left(\frac{\lambda}{\lambda'} \right) e^{a\phi}$$

λ/λ' è un numero reale. Lo si può esprimere anche come $\lambda/\lambda' = e^{a\phi_0}$ per cui

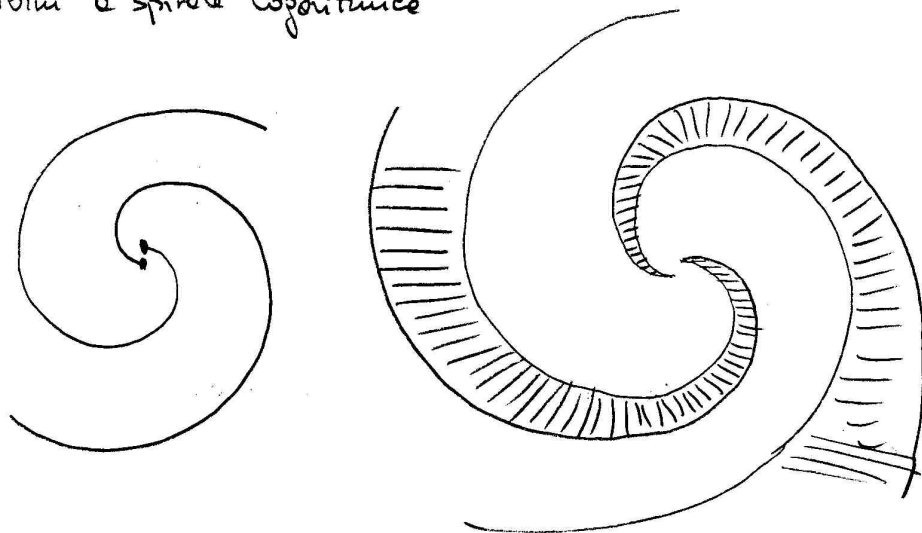
$$\rho' = \rho_0 e^{a(\phi + \phi_0)}$$

In altri termini il contorno alle frequenze f' è ottenuto dal contorno alle frequenze f tramite rotazione di un angolo ϕ_0 dipendente dalla frequenza.



Perché l'antenna è fissa, al variare delle frequenze, sono il diagramma di radiazione e ruotore rispetto a ϕ , pur mantenendo inalterata la sua forma

Il dipolo a spirale può essere costituito impiegando due o più contorni a spirale coassiali



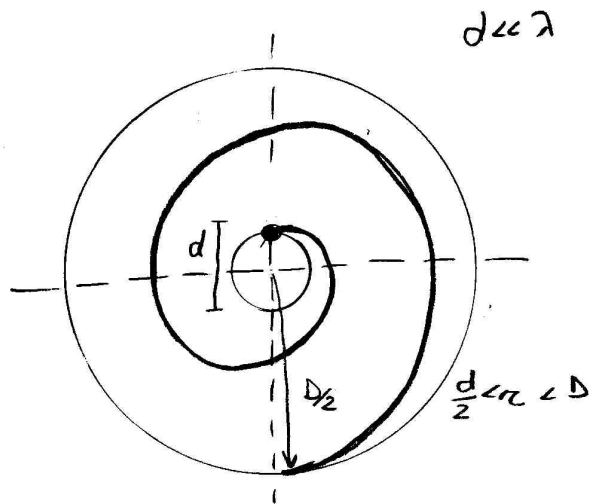
Spesso è realizzato in Cuivre, essendo individuato da almeno 4 contorni. In tal caso è come se, al invece delle frequenze fosse altre due diverse spirali (to quelle giacenti sul Cuivre)

Limitazione in banda

Una antenna a spirale ha banda infinita, e quindi è effettivamente autosimile solo se infinita per $r \rightarrow \infty$ ed $r \rightarrow 0$.

Una antenna reale è chiaramente troncata ed è compresa entro due cerchi di diametro d e $D > d$

La corrente è iniettata nel terminale a distanza $d/2$ dal centro delle spirali, e propagandosi verso la periferia, produce radiazione



Dipendentemente dalla frequenza, a distanza di circa una lunghezza d'onda dal centro della spirale, le correnti si è quasi completamente attenuate. La zone attiva interesserà quindi solo una parte della spirale ed aumenterà in dimensioni al diminuire delle frequenze.

- La minima frequenza di funzionamento è quindi legata al diametro D . Infatti se $\frac{D}{2} < \lambda_{max}$ allora la corrente raggiunge la zone di funzionamento senza essersi completamente attenuata dando quindi origine ad una risonanza.

$$\Rightarrow f_{min} \approx \frac{2c}{D}$$

- La massima frequenza di funzionamento è invece determinata dal dettaglio con cui è tracciata la spirale in prossimità del centro, e quindi dipende da $d/2$.

(in altri termini dipende da quanto può essere piccola la regione attiva)

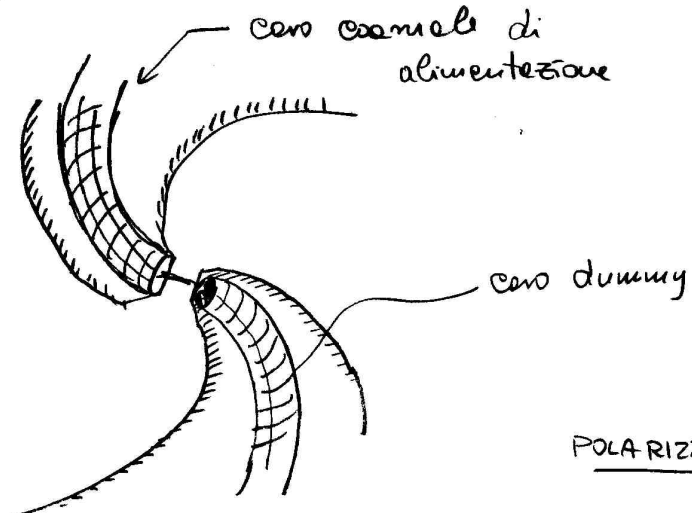
Alimentazione

Le dimensioni delle regioni attive variano con la frequenza.

- linee bifilari
- balun infinito



il caso dummy serve a simmetrizzare la struttura.

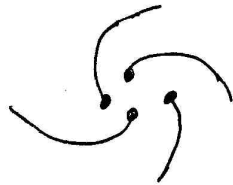
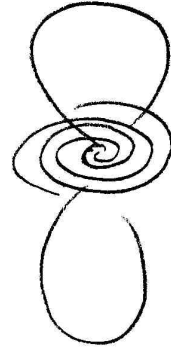


POLARIZZAZIONE

- L'antenna a spirale produce radiazione con polarizzazione circolare (in lobo sopra e in lobo sotto il piano)

I lobi non hanno simmetrie rotazionali.

- Per ottenere simmetrie rotazionali si usano spirali e 4 elementi.

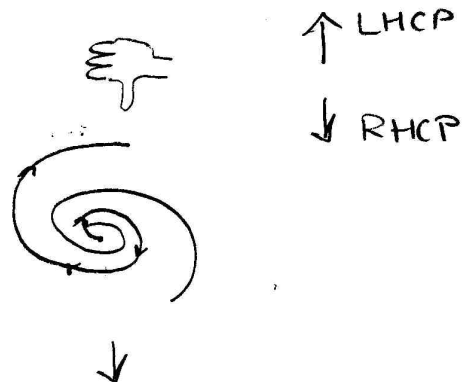


L'antenna ha spirali per sostenere una pluralità di modi di corrente dipendentemente dalle dimensioni e delle modalità di alimentazione.

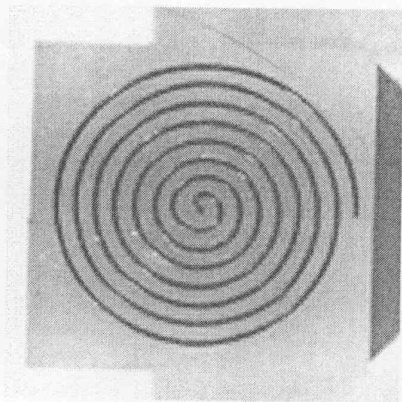
- Come si determina la polarizzazione

Si orientano le dita della mano destra lungo il verso di rotazione della corrente:

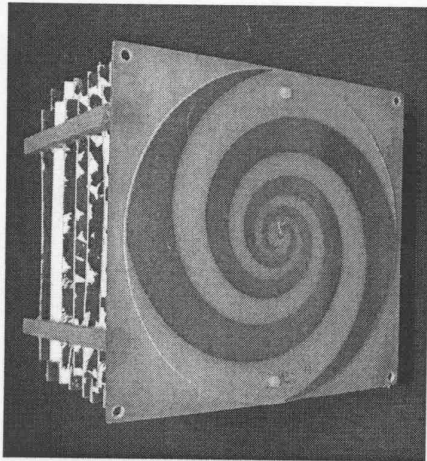
Viene indicato polarizzazione circolare destra nelle dita puntate del pollice, e sinistra nelle dita opposte.



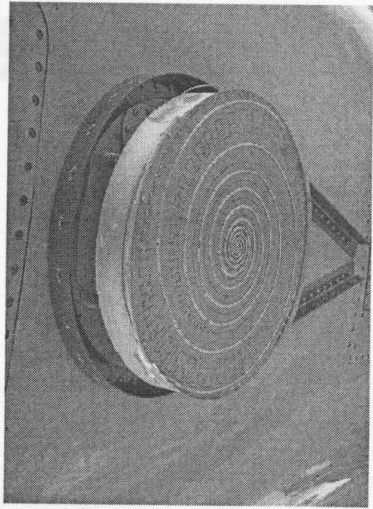
Antenne a spirale



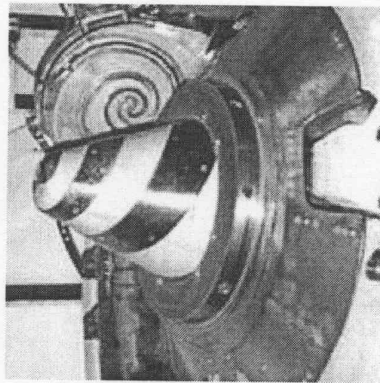
S. Archimedeo



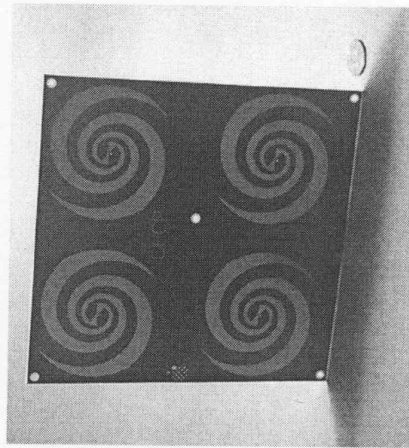
S. Logarimica



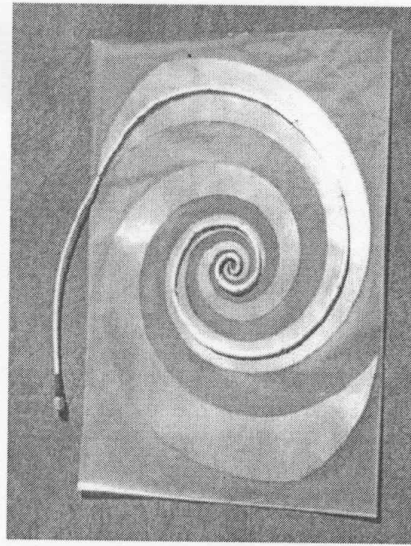
S. Logarimica
miniaturizzata



S. Logarimica conica



S. Logarimica a slot
(array)



ESA-330
S. Logarimica alimentazione
con infinite balun