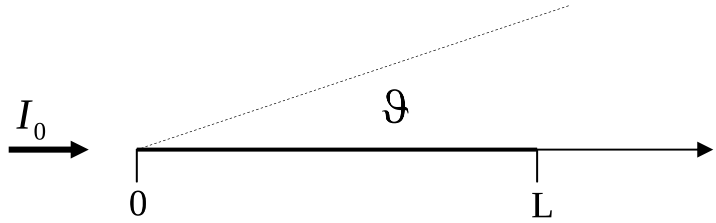
Onda viaggiante



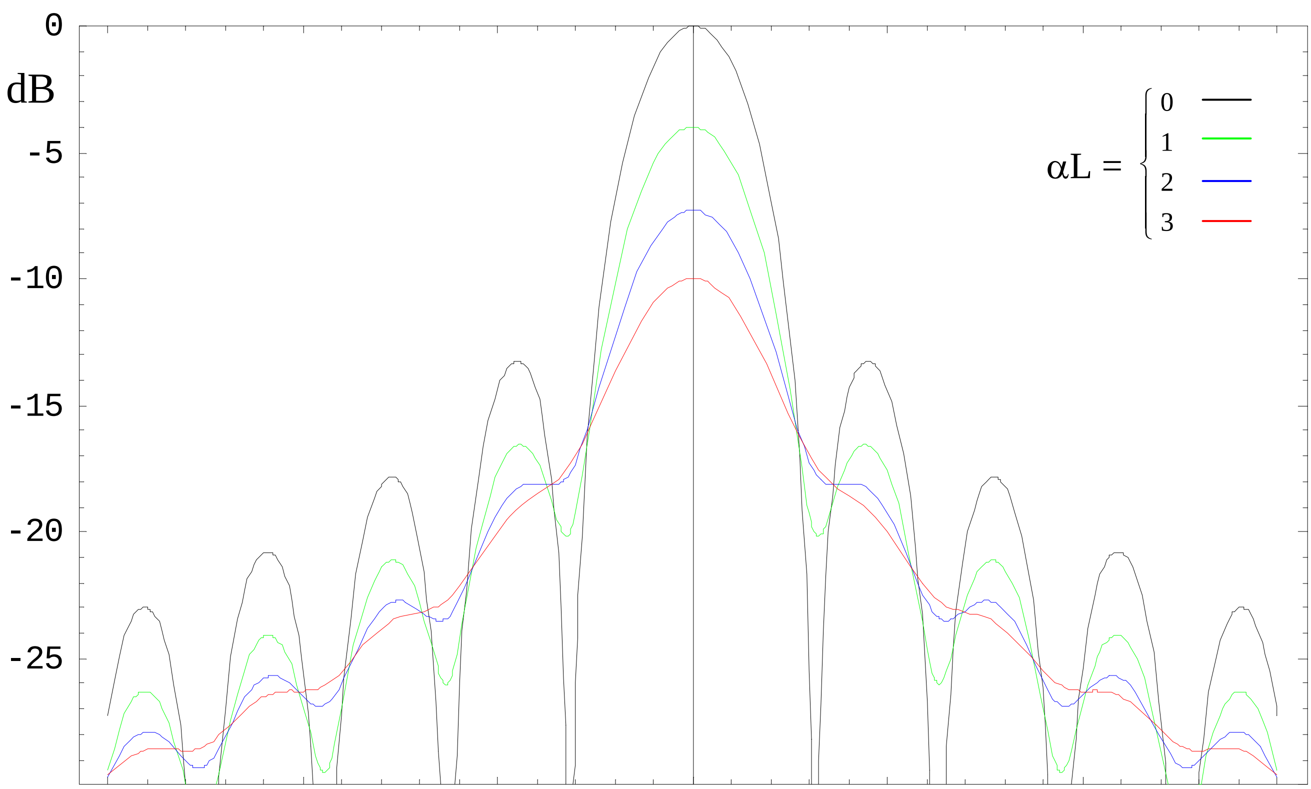
$$I(z) = I_0\, e^{-(\alpha + j\beta)z}$$

$$N(\vartheta) = \vec{u} \int_0^L e^{jkz\cos\vartheta} I(z)\,dz$$

$$= \vec{u}\, I_0\, L\, e^{-\alpha L/2} e^{j\xi L/2} \frac{\sin[(\xi + j\alpha)L/2]}{(\xi + j\alpha)L/2}$$

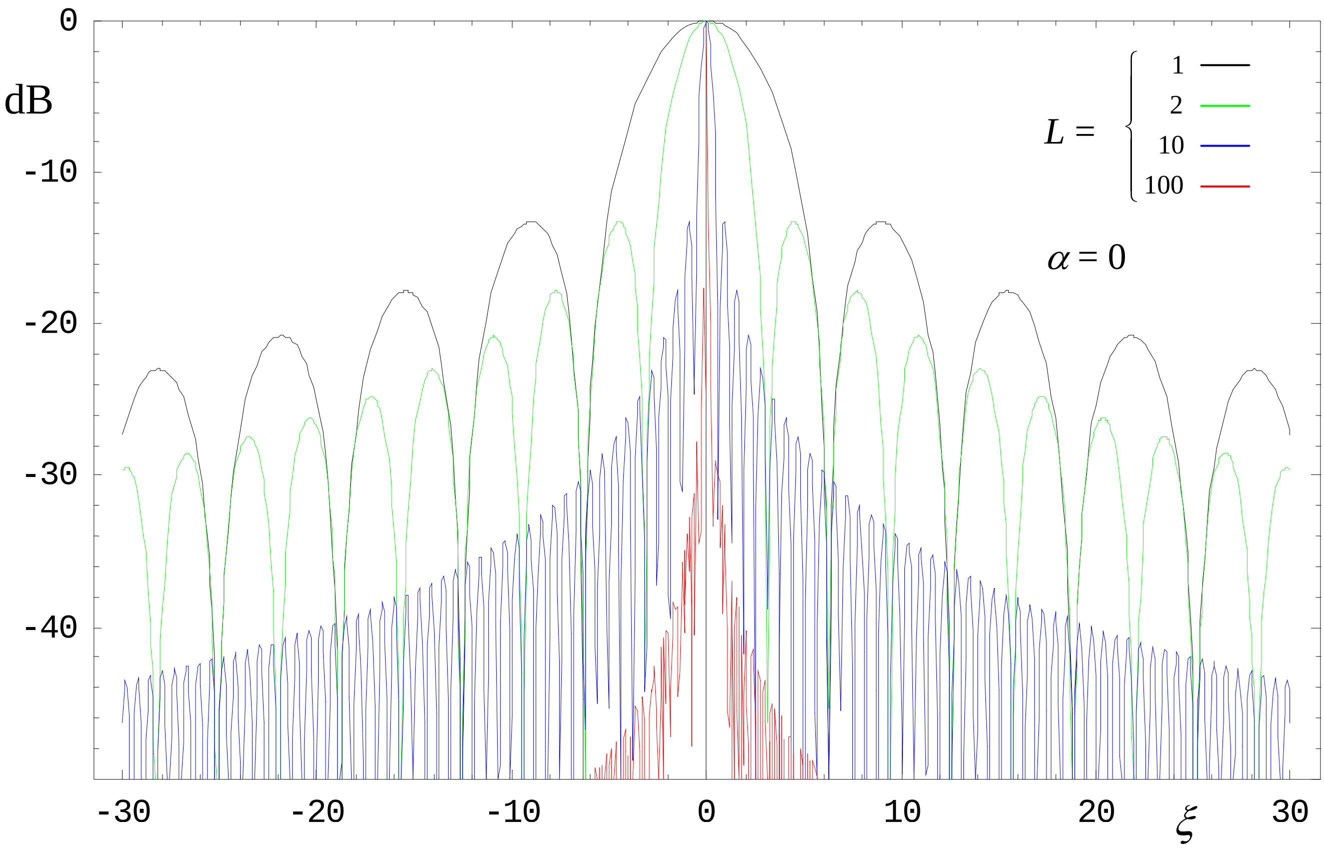
$$\xi = k\cos\vartheta - \beta$$

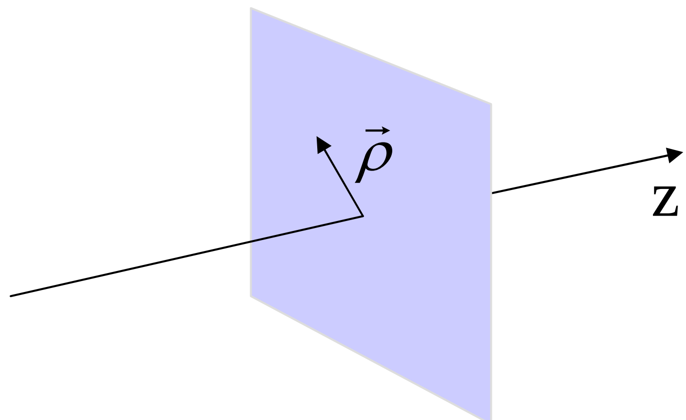
$$K(\vartheta) = \frac{\eta}{8\lambda^2}(I_0 L)^2\, e^{-\alpha L} \left| \frac{\sin[(\xi + j\alpha)L/2]}{(\xi + j\alpha)L/2} \right|^2 \left(1 - (\vec{u}\cdot\vec{u}_r)^2\right)$$



intervallo di visibilità: $-k-\beta \le \xi \le k-\beta$

Onda viaggiante





Consideriamo una struttura composta da conduttori perfetti e da dielettrici isotropi e senza perdite (ε e μ reali), uniforme secondo l'asse z : $\varepsilon = \varepsilon(\vec{\rho}), \mu = \mu(\vec{\rho})$.
L'invarianza della struttura per traslazione lungo l'asse z implica l'esistenza di soluzioni delle equazioni di Maxwell con la stessa proprietà, cioè di soluzioni "modali" del tipo

$$\vec{e}^{\pm}(\vec{\rho})\, e^{\mp j\beta z} = \left(\vec{e}_T(\vec{\rho}) \pm \vec{u}_z e_z(\vec{\rho})\right) e^{\mp j\beta z}$$
$$\vec{h}^{\pm}(\vec{\rho})\, e^{\mp j\beta z} = \left(\pm \vec{h}_T(\vec{\rho}) + \vec{u}_z h_z(\vec{\rho})\right) e^{\mp j\beta z}$$

che al variare di z, variano unicamente per un fattore di ampiezza e/o fase.

La scomposizione dei campi nelle componenti trasversali e assiali dà:

$$\vec{e}_T = \frac{1}{\beta^2 - k^2}\left(j\beta\nabla_T e_z - j\omega\mu\vec{u}_z \times \nabla_T h_z \right)$$

$$\vec{h}_T = \frac{1}{\beta^2 - k^2}\left(j\omega\varepsilon\vec{u}_z \times \nabla_T e_z + j\beta\nabla_T h_z \right)$$

$$\nabla_T^2 e_z + (k^2 - \beta^2) e_z = \frac{1}{k^2 - \beta^2}\left(k^2 \frac{\nabla_T \mu}{\mu} + \beta^2 \frac{\nabla_T \varepsilon}{\varepsilon} \right) \cdot \nabla_T e_z + \frac{\beta\omega\mu}{k^2 - \beta^2}\left(\frac{\nabla_T \varepsilon}{\varepsilon} + \frac{\nabla_T \mu}{\mu} \right) \cdot \vec{u}_z \times \nabla_T h_z$$

$$\nabla_T^2 h_z + (k^2 - \beta^2) h_z = \frac{1}{k^2 - \beta^2}\left(k^2 \frac{\nabla_T \varepsilon}{\varepsilon} + \beta^2 \frac{\nabla_T \mu}{\mu} \right) \cdot \nabla_T h_z - \frac{\beta\omega\varepsilon}{k^2 - \beta^2}\left(\frac{\nabla_T \varepsilon}{\varepsilon} + \frac{\nabla_T \mu}{\mu} \right) \cdot \vec{u}_z \times \nabla_T e_z$$

Strutture guidanti completamente schermate

$$\vec{E}(\vec{\rho}, z) = \sum_{m=1}^{\infty} a_m^+ \vec{e}_m^+ (\vec{\rho})\, e^{-j\beta z} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m^- \vec{e}_m^- (\vec{\rho})\, e^{j\beta z}$$

$$\vec{H}(\vec{\rho}, z) = \sum_{m=1}^{\infty} a_m^+ \vec{h}_m^+ (\vec{\rho})\, e^{-j\beta z} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m^- \vec{h}_m^- (\vec{\rho})\, e^{j\beta z}$$

$\left\{\vec{e}_m^+, \vec{e}_m^-\right\}, \left\{\vec{h}_m^+, \vec{h}_m^-\right\}$ costituiscono insiemi infiniti numerabili di modi che risultano ortogonali e normalizzabili e che costituiscono basi complete per il campo elettrico e magnetico in regioni prive di sorgenti

se il mezzo è omogeneo, i modi sono di tipo TE o TM e le componenti trasversali dei vettori modali $\vec{e}_m,\ \vec{h}_m$ (la loro forma) sono indipendenti dalla frequenza

se il mezzo non è omogeneo, i modi sono general-mente ibridi, EH o HE, e i vettori modali dipendono dalla frequenza.

Strutture guidanti aperte

$$\vec{E}(\vec{\rho},z) = \sum_{m=1}^{M} a_m^+ \vec{e}_m^+(\vec{\rho},z) e^{-j\beta_m z} + \sum_{m=1}^{M} a_m^- \vec{e}_m^-(\vec{\rho},z) e^{j\beta_m z}$$
$$+ \vec{E}_{rad}^+(\vec{\rho},z) + \vec{E}_{rad}^-(\vec{\rho},z)$$

$$\vec{H}(\vec{\rho},z) = \sum_{m=1}^{M} a_m^+ \vec{h}_m^+(\vec{\rho},z) e^{-j\beta_m z} + \sum_{m=1}^{M} a_m^- \vec{h}_m^-(\vec{\rho},z) e^{j\beta_m z}$$
$$+ \vec{H}_{rad}^+(\vec{\rho},z) + \vec{H}_{rad}^-(\vec{\rho},z)$$

$\left\{\vec{e}_m^+, \vec{e}_m^-\right\}, \left\{\vec{h}_m^+, \vec{h}_m^-\right\}$ costituiscono un insieme finito di "modi confinati" ortogonali e normalizzabili, il cui numero dipende dalla frequenza. I modi confinati trasportano potenza solo in direzione assiale e sono onde lente:

$$\omega\left(\sqrt{\varepsilon\mu}\right)_{\min} < \beta_m < \omega\left(\sqrt{\varepsilon\mu}\right)_{\max}$$

Il campo di radiazione $\vec{E}_{rad}^{\pm}, \vec{H}_{rad}^{\pm}$ trasporta potenza anche in direzione trasversale.

Il campo di radiazione $\vec{E}^{\pm}_{rad}, \vec{H}^{\pm}_{rad}$ può essere espresso come un integrale su uno

"spettro continuo di modi irraggianti"

$$\vec{E}^{\pm}_{rad}(\vec{\rho}, z) = \sum_{m}^{\infty} \int_{0}^{\infty} a^{\pm}_{m}(q) \vec{E}^{\pm}_{m}(\vec{\rho}, z, q)\, e^{\mp j\beta(q)} dq$$

$$\vec{H}^{\pm}_{rad}(\vec{\rho}, z) = \sum_{m}^{\infty} \int_{0}^{\infty} a^{\pm}_{m}(q) \vec{H}^{\pm}_{m}(\vec{\rho}, z, q)\, e^{\mp j\beta(q)} dq$$

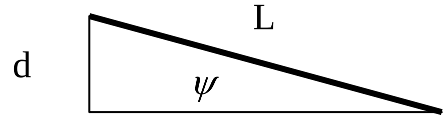
I modi irraggianti sono ortogonali tra loro e a ciascuno dei modi confinati.
Per qualunque valore del parametro *q*, risulta

$$\beta^2 < \omega^2 (\varepsilon\mu)_{\min}$$

rispetto alla direzione z, i modi irraggianti possono essere sia onde veloci ($0 < \beta < \omega\left(\sqrt{\varepsilon\mu}\right)_{\min}$),
sia onde evanescenti (β immaginario).

L'insieme dei modi confinati e dei modi irraggianti costituiscono ancora basi complete per il campo elettrico e magnetico in regioni prive di sorgenti.

antenna ad elica



C = π D

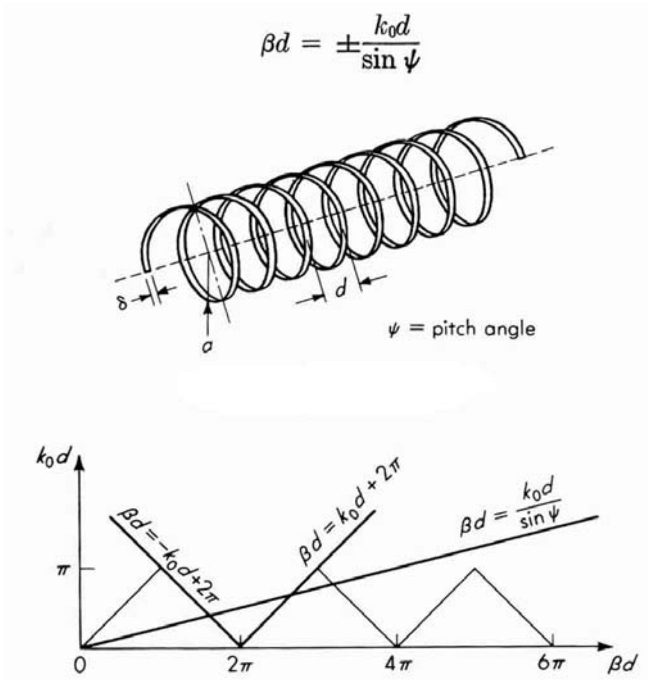


diagramma di dispersione nel caso ideale

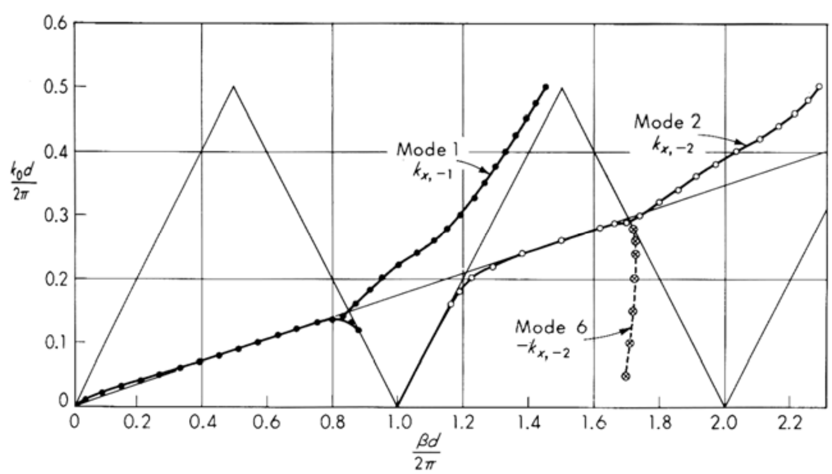
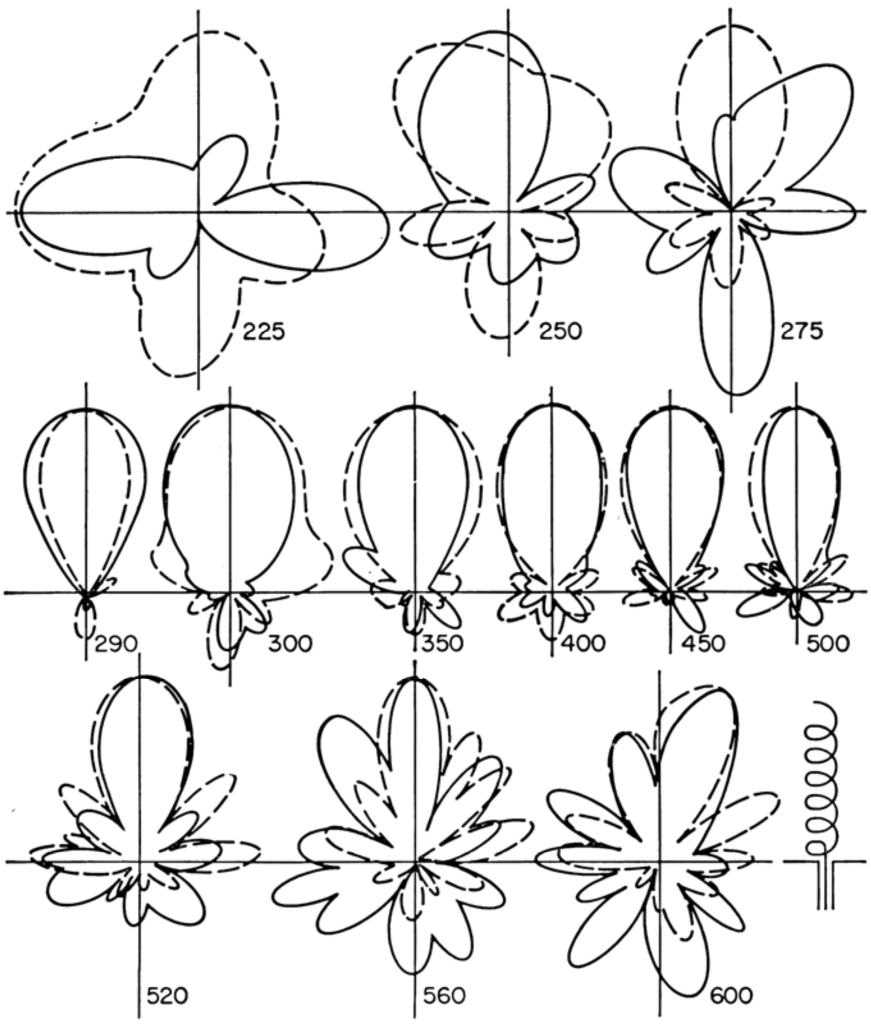
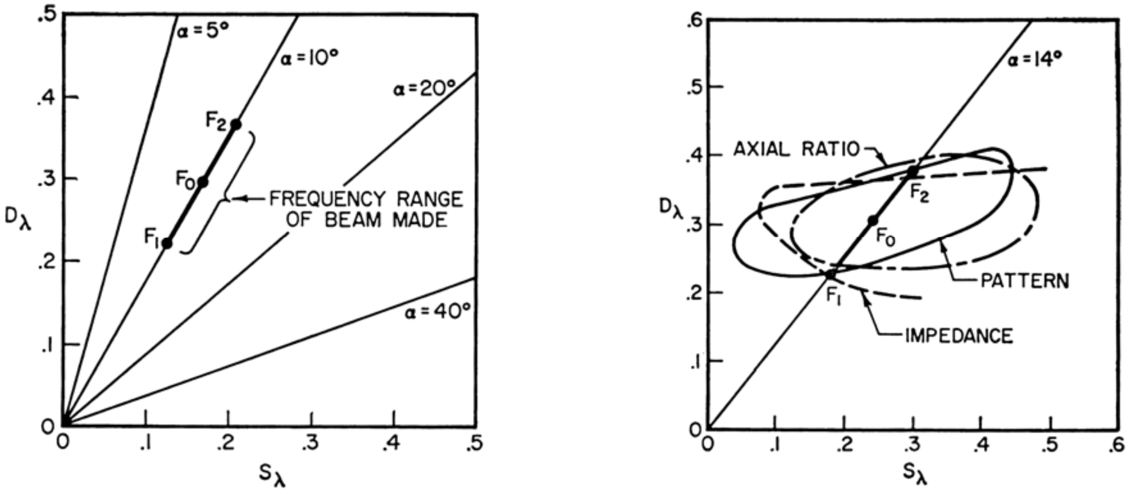


diagramma di dispersione reale

diagrammi di radiazione in polarizzazione orizzontale (——)
e verticale (------) di un’antenna ad elica composta di 6 spire
di diametro 23 cm e angolo di avvolgimento ψ = 14°





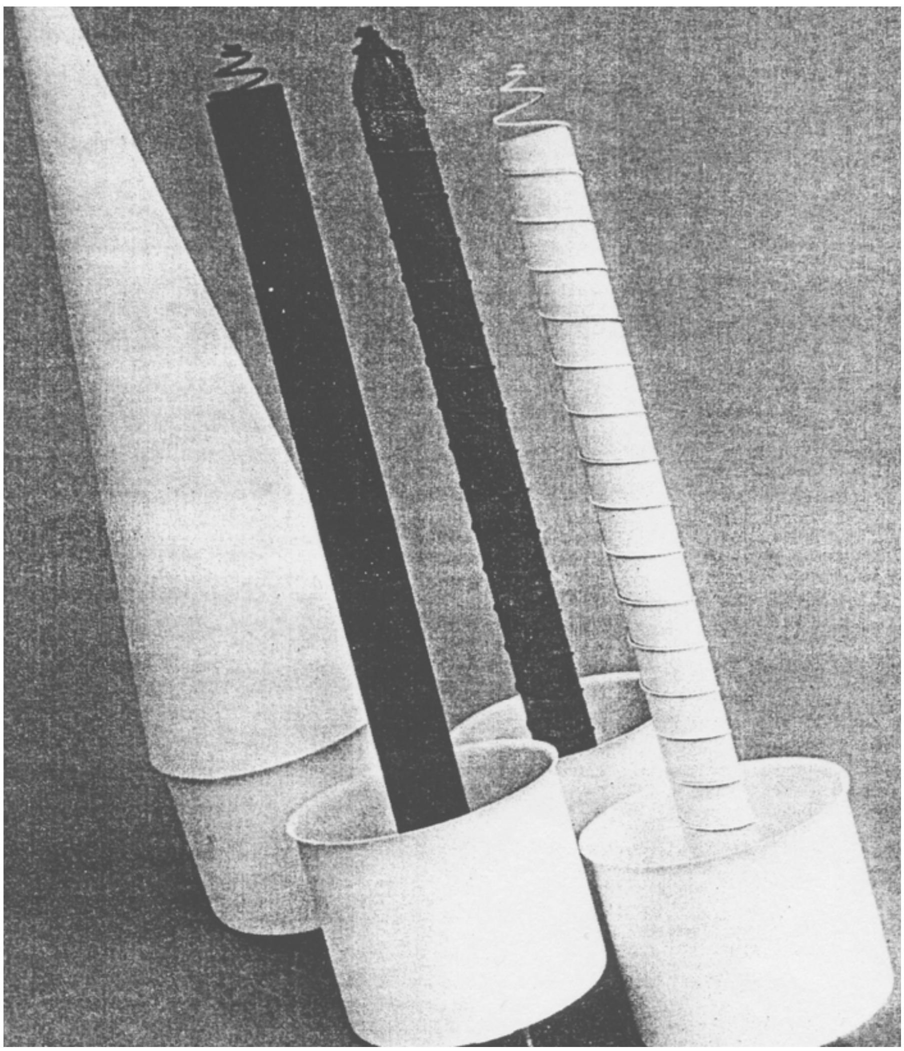
diagrammi diametro – passo che mostrano la regione in cui sussiste ed è stabile il modo di radiazione assiale dell'elica. D_λ e S_λ indicano le dimensioni del diametro e del passo in lunghezze d'onda

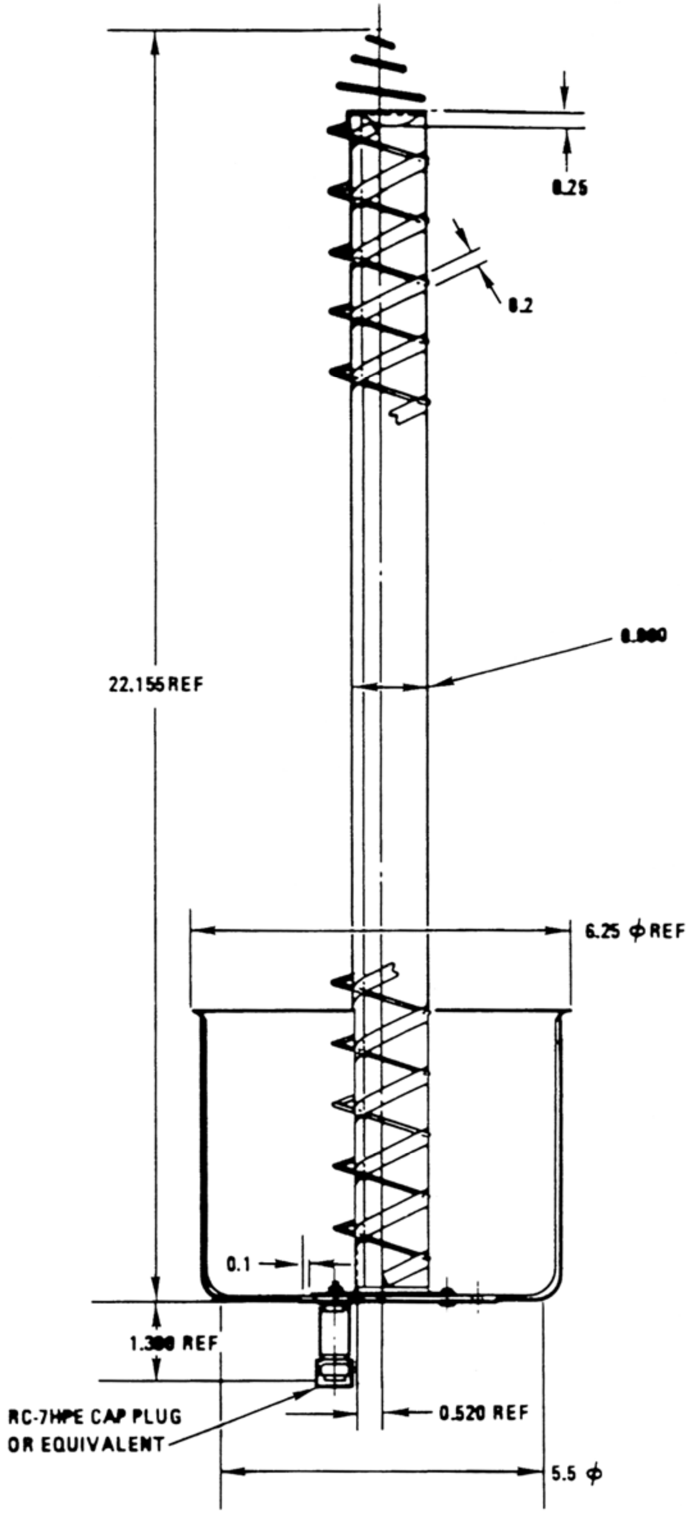
Funzionamento in modo assiale:

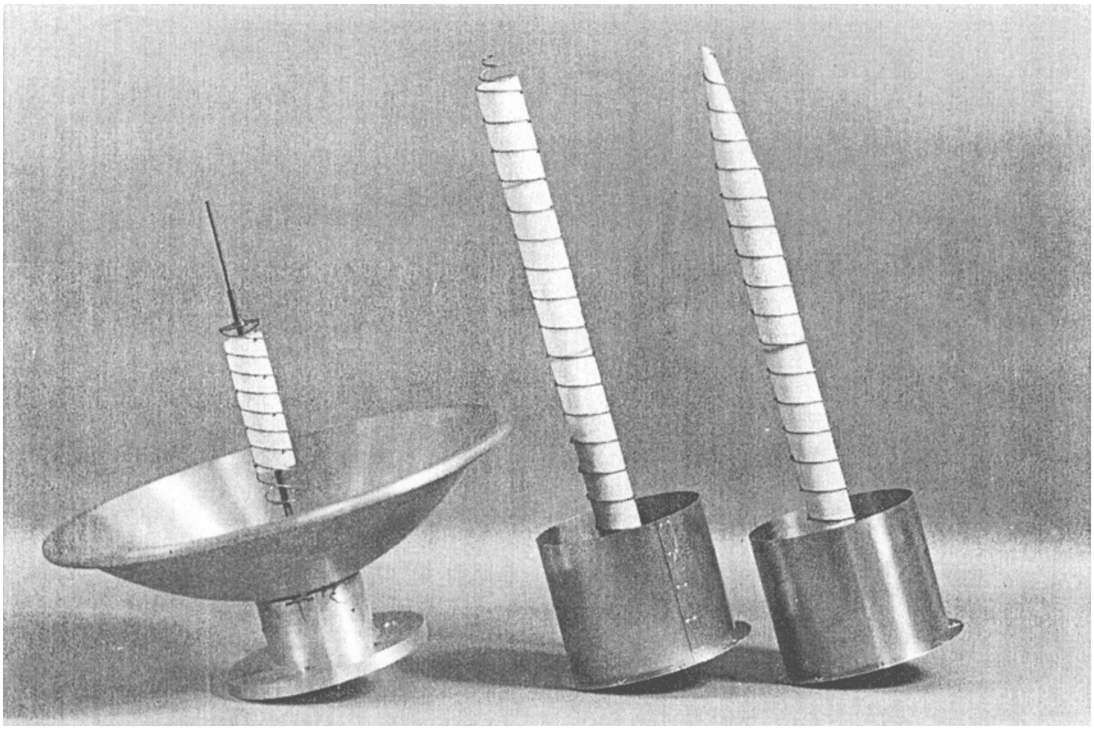
angolo di avvolgimento	$12° < \psi < 16°$
numero di spire	$n \geq 3$
diametro del riflettore	$> 0.8\,\lambda$
banda di funzionamento	$0.15 < D/\lambda < 0.3$
	$0.71 < C/\lambda < 1.2$
impedenza d'ingresso	$Z_{in} \approx 140\, C/\lambda$ [Ω]
apertura del fascio a –3 dB	$52\,(C/\lambda)^{-1}(n\,D/\lambda)^{-1/2}$ [gradi]
direttività	$15\,(C/\lambda)^2\, n\,D/\lambda$

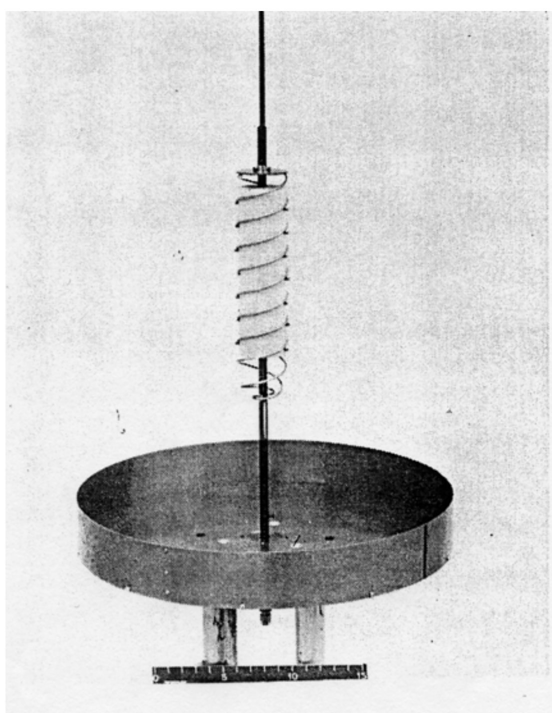
valori tipici di guadagno sono compresi tra 15 e 20 dB

i lobi laterali tipicamente sono almeno 10 dB sotto il lobo principale




0.25
0.2
22.155 REF
6.25 ϕ REF
0.1
RC-7HPE CAP PLUG
OR EQUIVALENT
0.520 REF
5.5 ϕ




0 5 10 15

lastra dielettrica

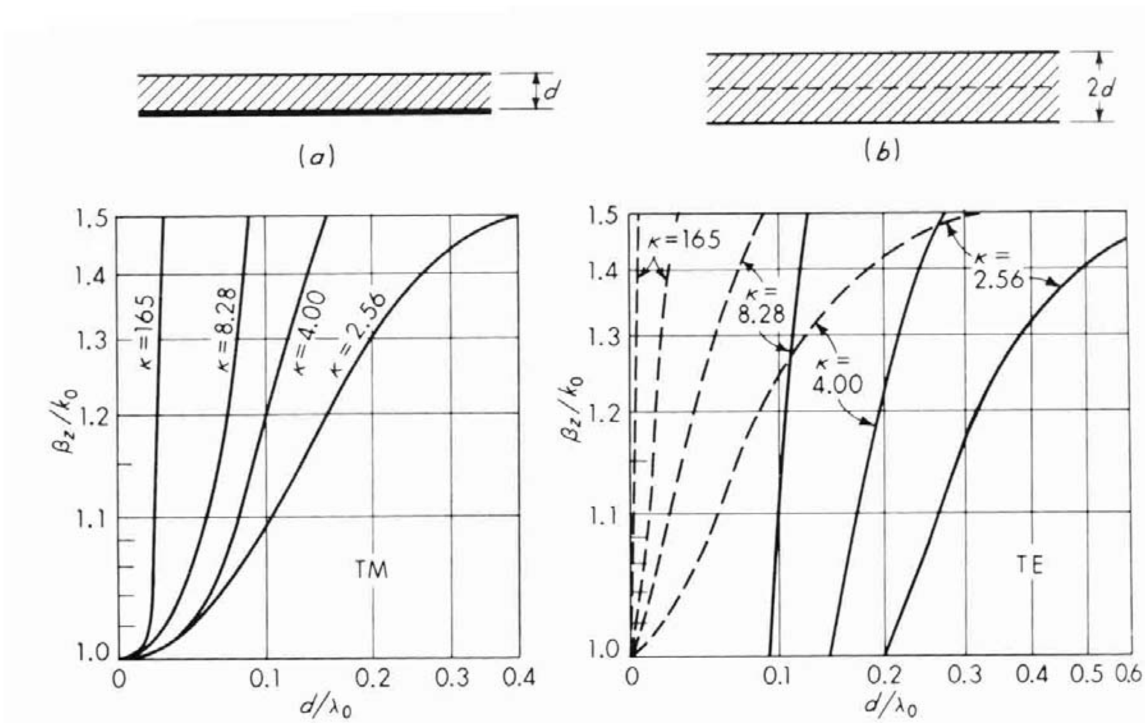


diagramma di dispersione del primo modo TM e del modo TE dominante sostenuti da una lastra dielettrica (------) e da una lastra con una faccia metallizzata (——)

cilindro dielettrico (ε_r = 2.56)

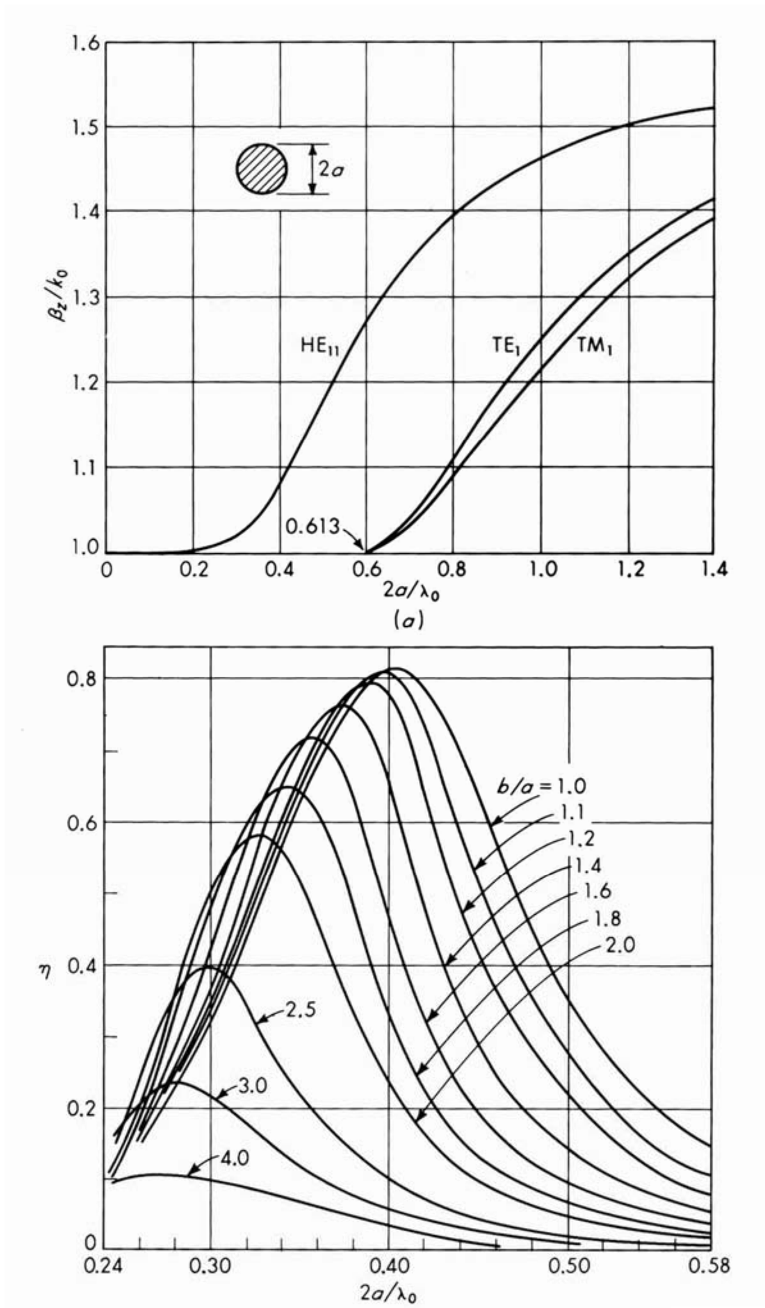
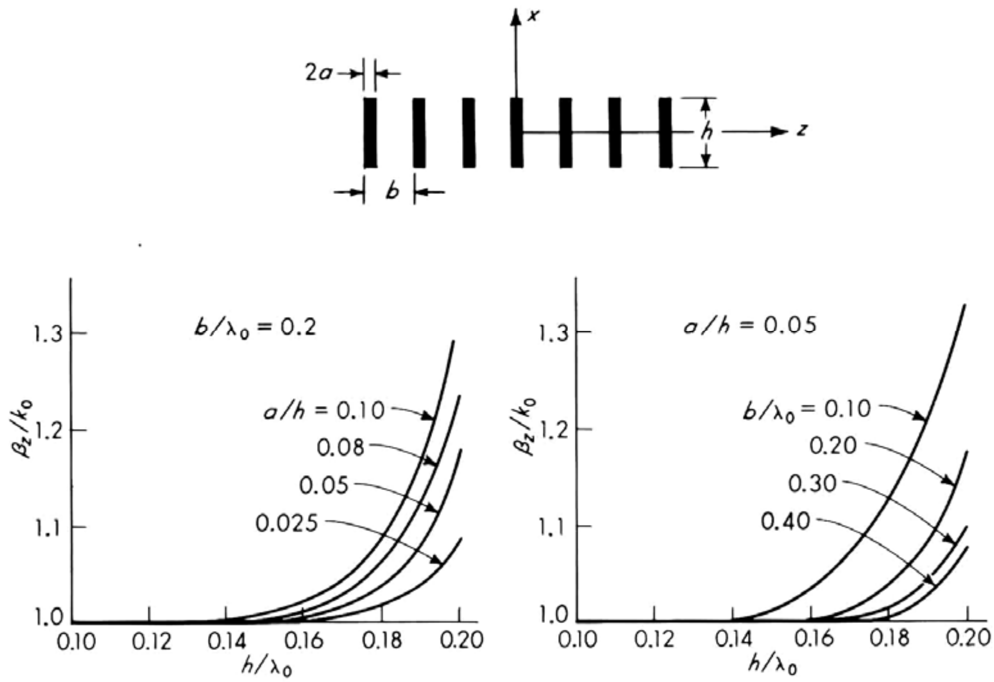
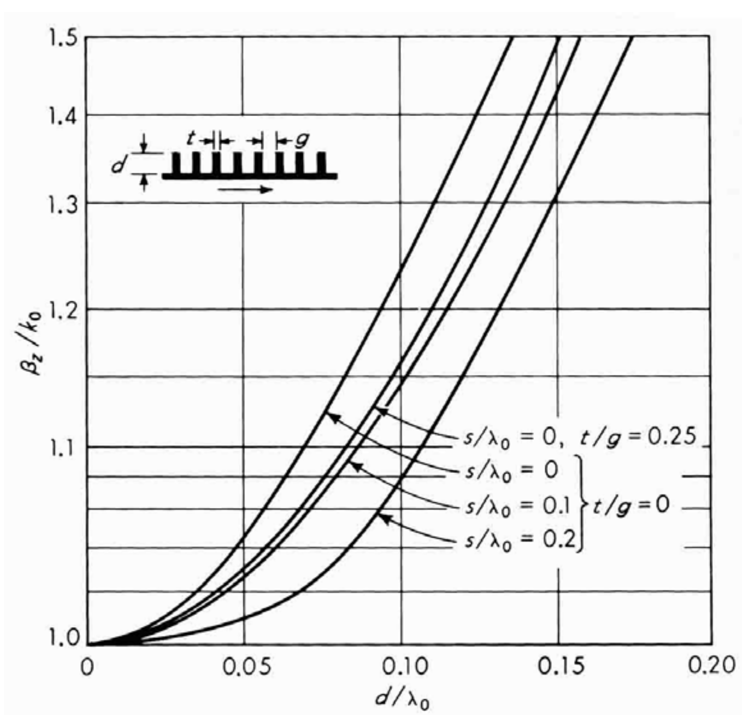


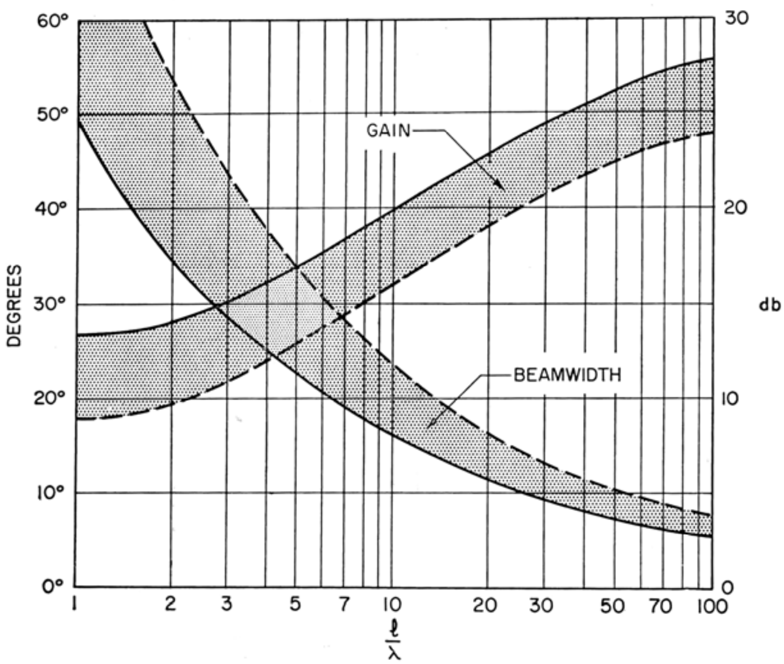
diagramma di dispersione dei primi tre modi guidati da un cilindro dielettrico e efficienza di eccitazione del modo HE_{11} da parte di un anello di corrente magnetica di raggio b>a allineamento di cilindri metallici



superficie corrugata

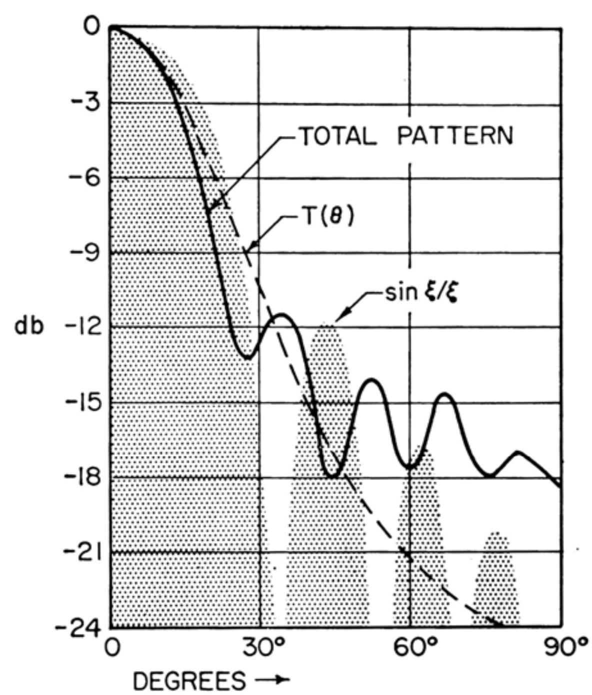


prestazioni tipiche delle antenne ad onda viaggiante

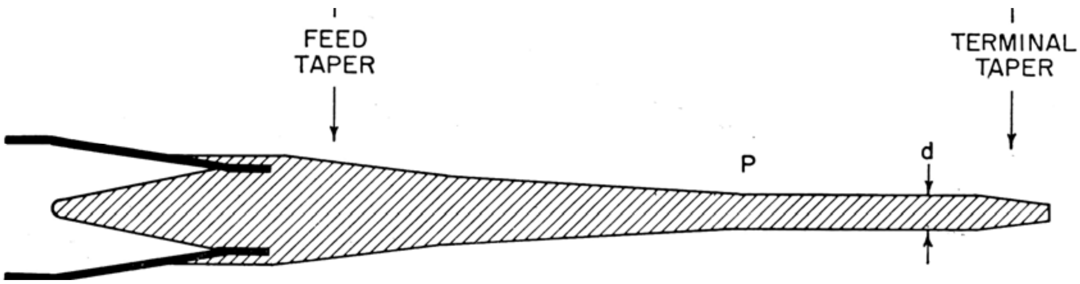


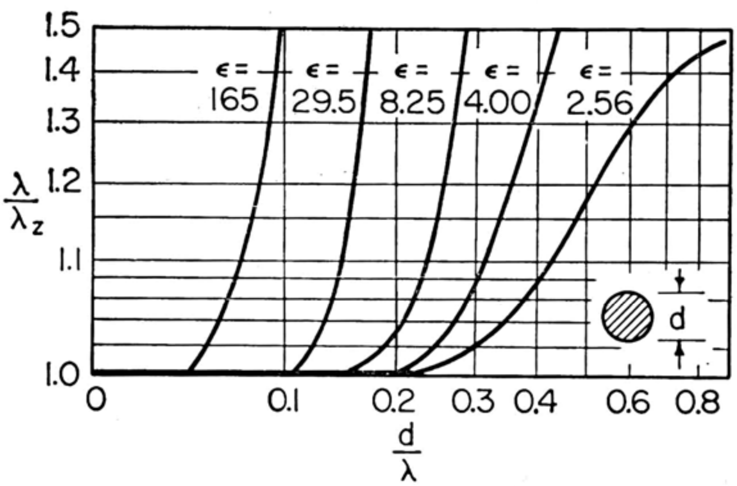
guadagno e larghezza del fascio di un'antenna ad onda di superficie in funzione del rapporto lunghezza / lunghezza d'onda

diagramma di radiazione di un'antenna lunga 4 λ. T(θ) rappresenta il diagramma di radiazione (calcolato) dovuto alla sola sezione terminale



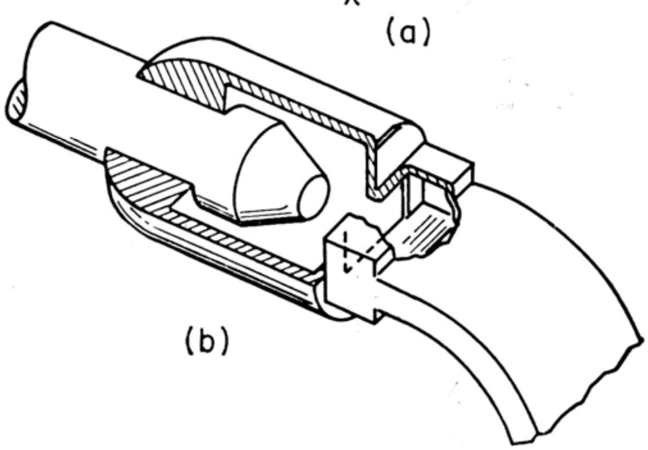
rod dielettrico





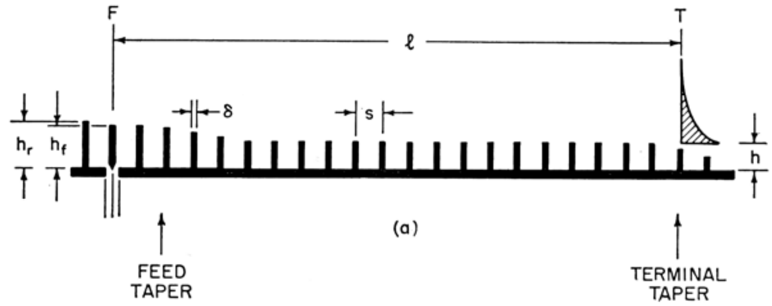
(a)

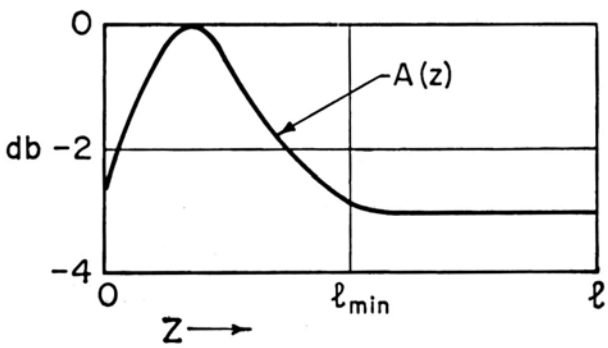
diagramma di dispersione del primo modo confinato (HE_{11}) per diversi valori della costante dielettrica relativa



(b)

esempio di dispositivo di alimentazione del rod dielettrico da guida rettangolare antenna Yagi

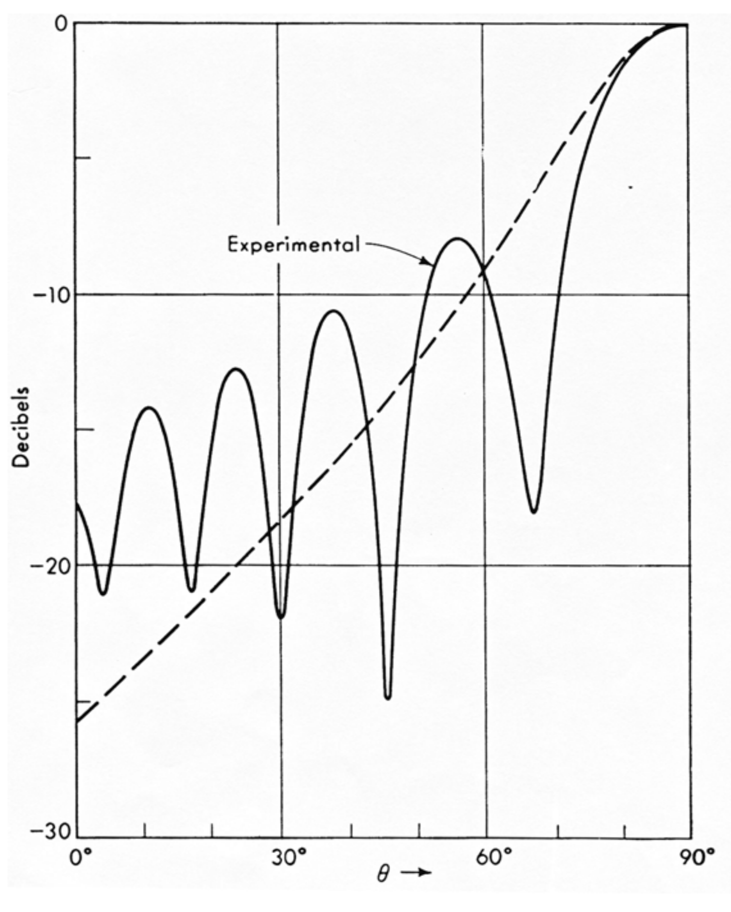




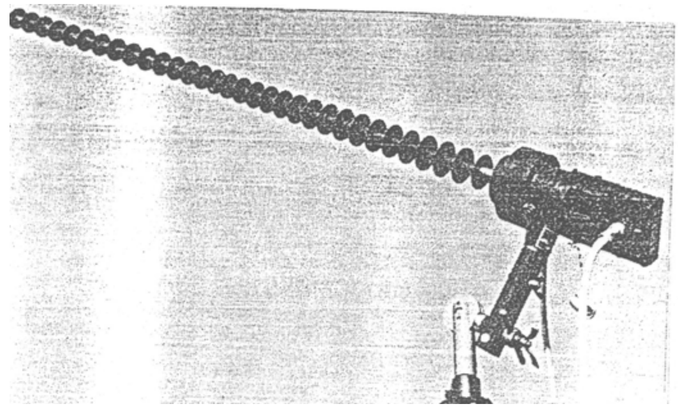
andamento dell’intensità dell’onda di superficie lungo la struttura dell’antenna.

Oltre la distanza l_{min} dalla sezione di alimentazione, il campo E.M. in prossimità della struttura è dato praticamente dal solo modo confinato sopportato dalla struttura guidante.

diagramma di radiazione sperimentale ( ) e teorico (----) ——

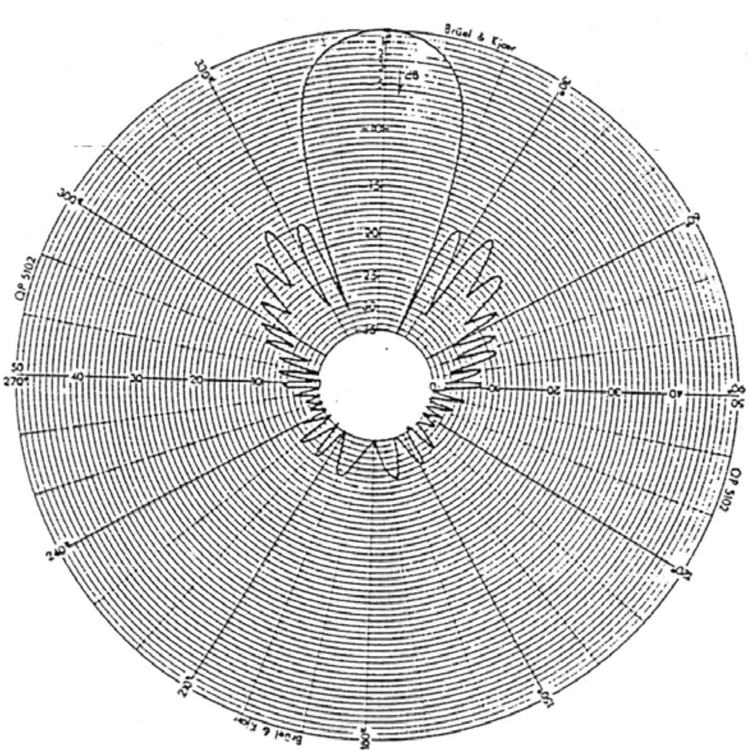


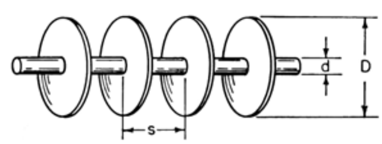
antenna a sigaro

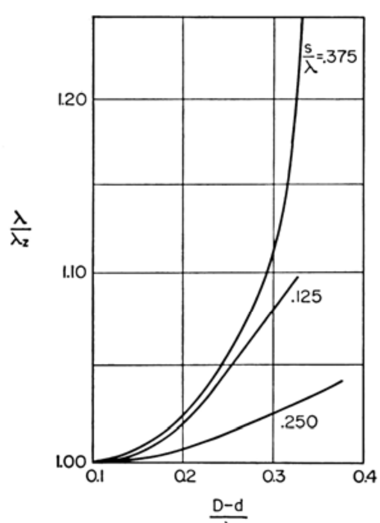


caratteristiche:

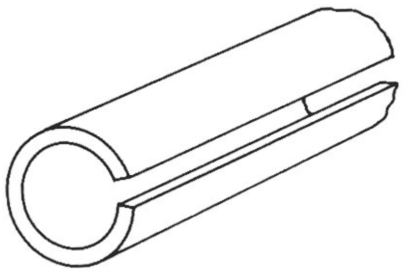
lunghezza	1500 mm
numero di dischi	32
distanza tra i dischi	≈ 40 mm
banda	1.7 ÷ 2.0 GHz
guadagno	16.15 ÷ 17.1 dB
ROS (rispetto a 50 Ω)	≤ 2
polarizzazione	lineare orizzontale (H) e verticale (V)
disaccoppiamento tra le porte V e H	≥ 50 dB
apertura del fascio a –3 dB	24° ÷ 30°
lobo anteriore / lobo posteriore	> 23dB



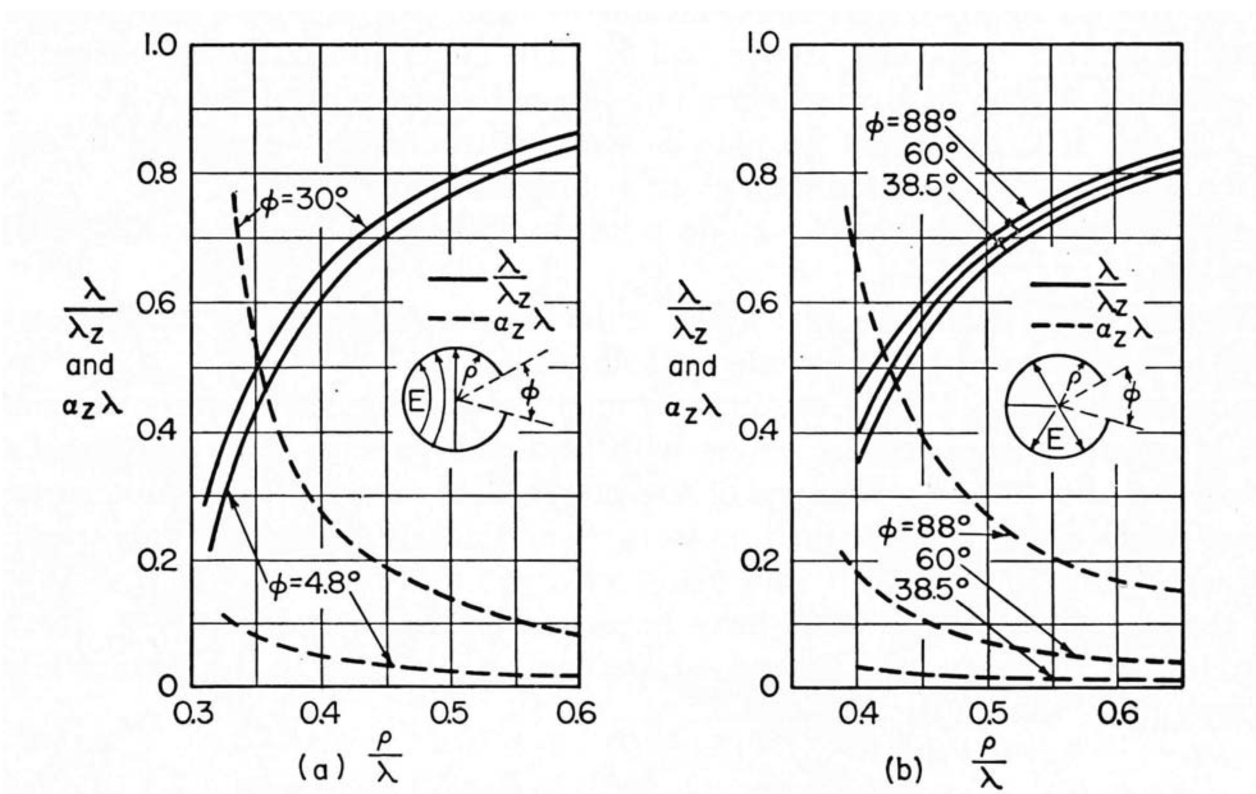




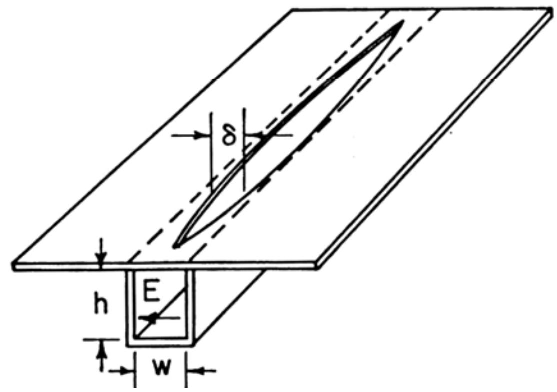
guida circolare fessurata (onda leaky)



modo TE_{11} modo TM_{01}



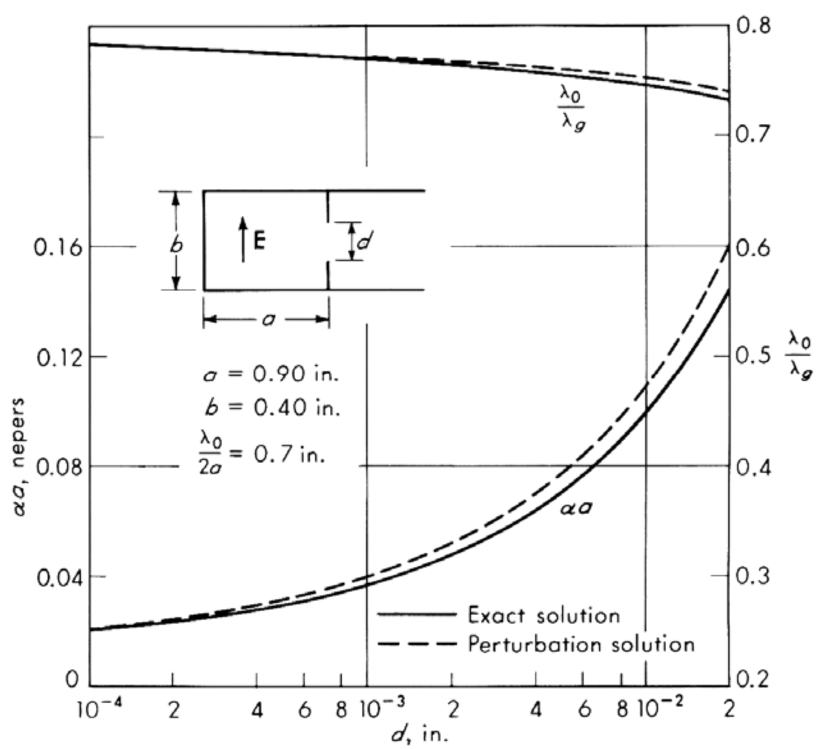
guida rettangolare fessurata (modo TE)



espressioni di λ / λ_z e $\alpha_z \lambda$ per $d \ll b$

$$\frac{\lambda}{\lambda_z} = \frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{\lambda\,\lambda_g}{2\pi^2 a\,d}\,\frac{p}{1+p^2}$$

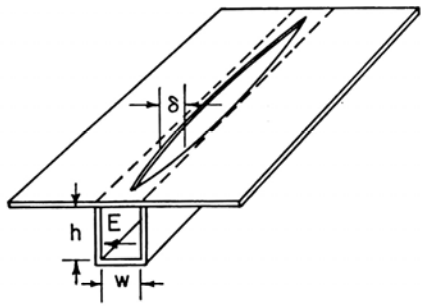
$$\alpha_z \lambda = \frac{\lambda\,\lambda_g}{\pi\,a\,d}\,\frac{1}{1+p^2}$$

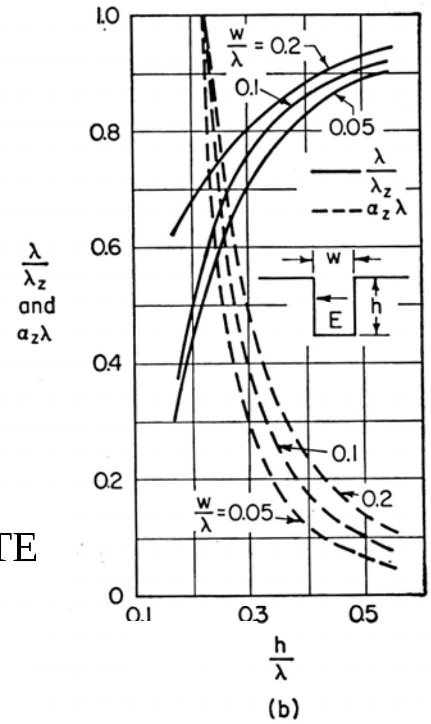


λ_g è la lunghezza d'onda nella guida imperturbata e p è dato da

$$p = \frac{2}{\pi}\ln\left(1.526\frac{a}{d}\csc\frac{\pi\,d}{2b}\right)$$

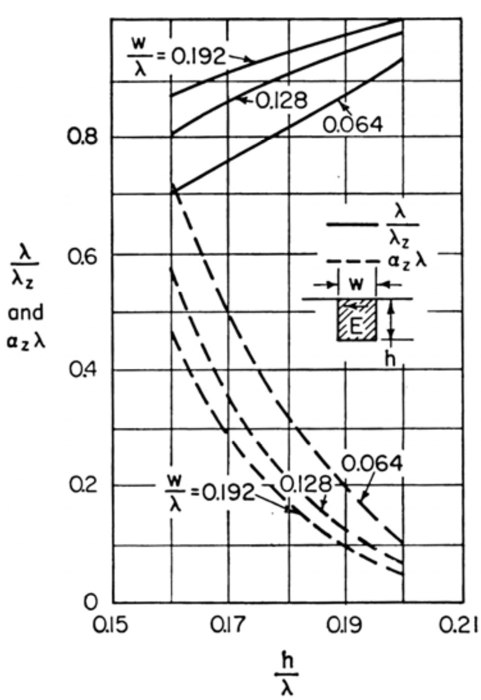
channel guides

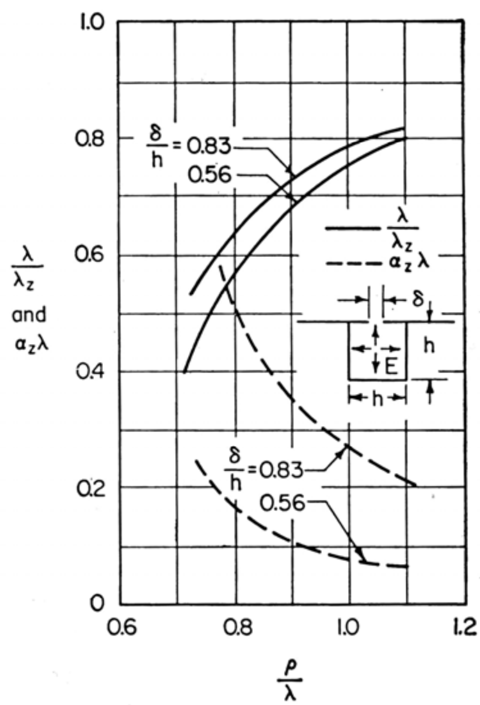




canale TE

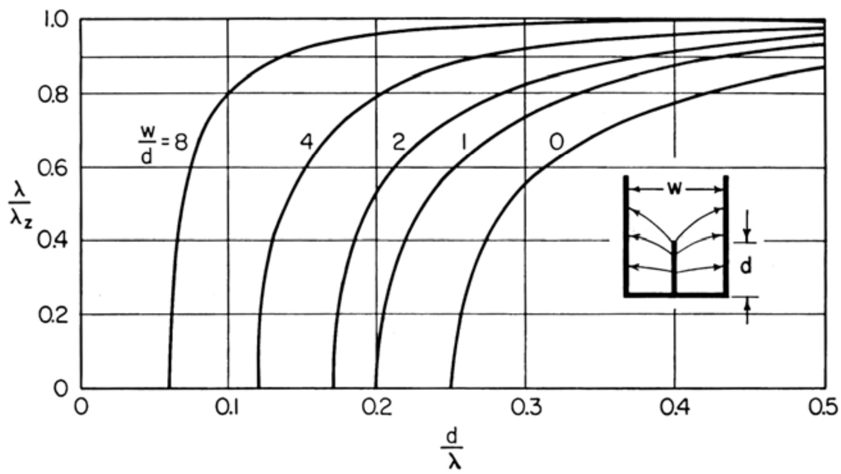
canale riempito con dielettrico (ε_r = 2.56)
ed eccitazione
quasi TE



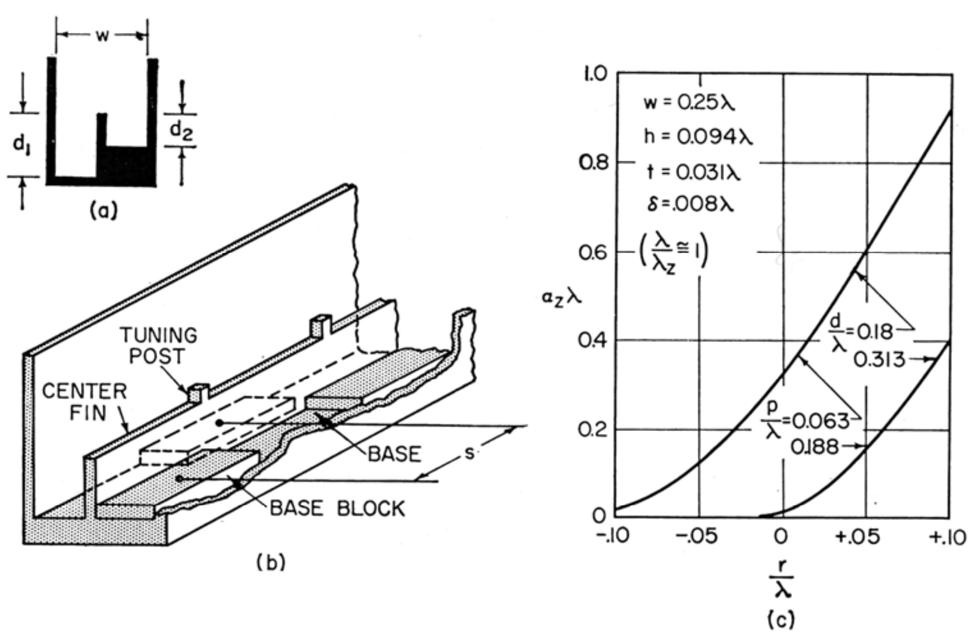


canale TM

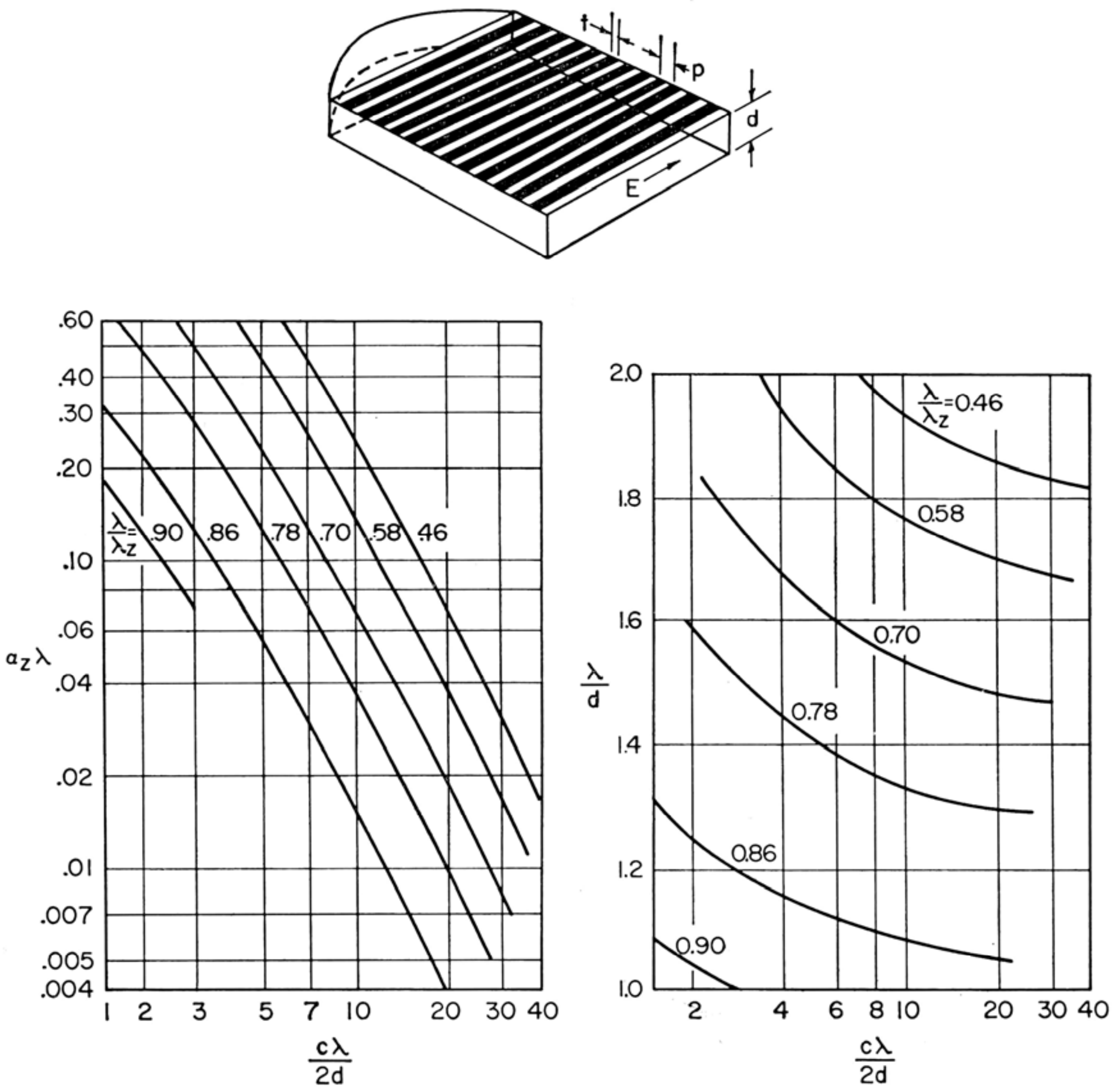
trough guide



leaky trough guide

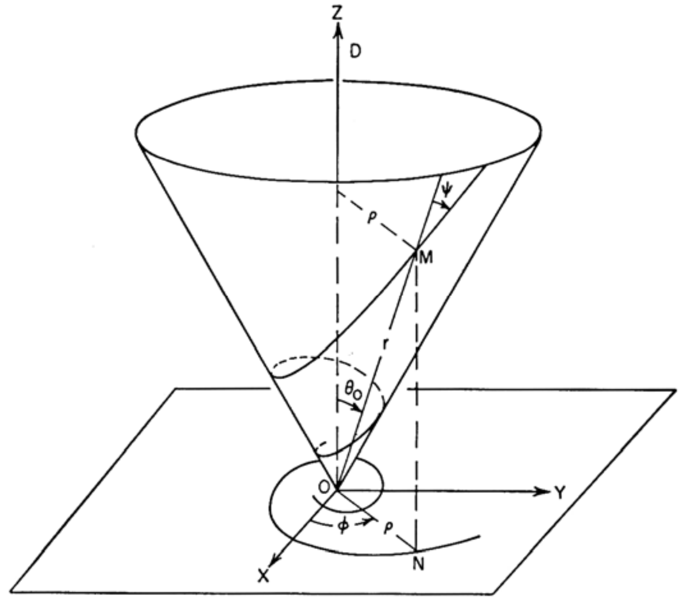


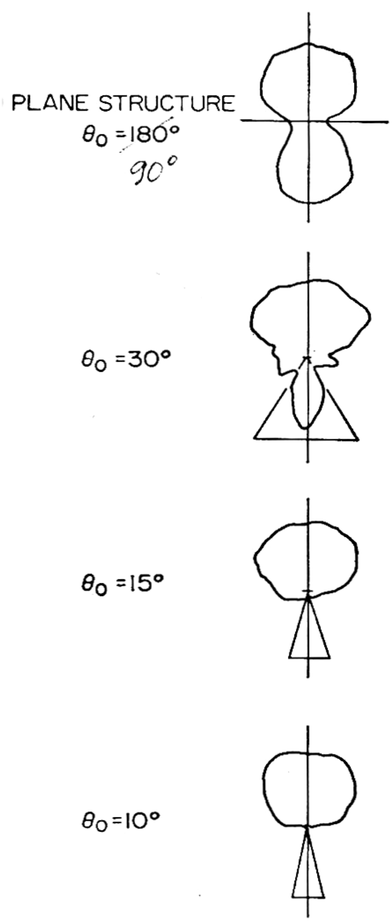
antenna a griglia induttiva

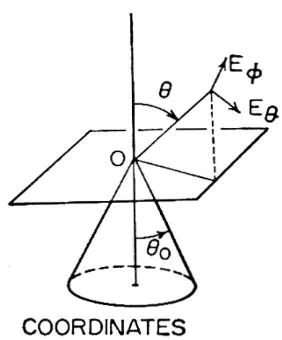


antenne equiangolari

$$\theta = \theta_0$$
$$r = r_0 e^{\alpha\phi}$$
$$\rho = \rho_0 e^{\alpha\phi}$$

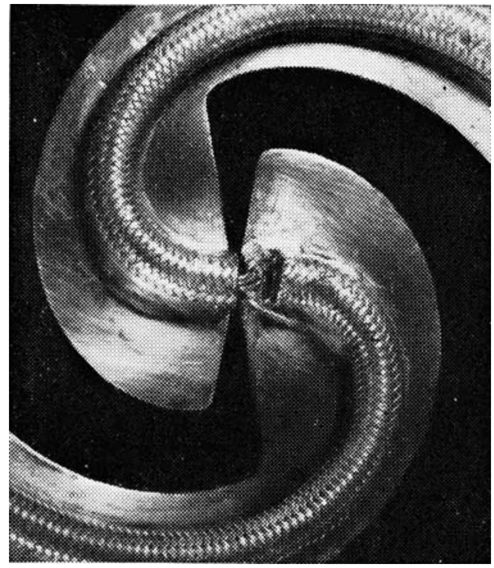


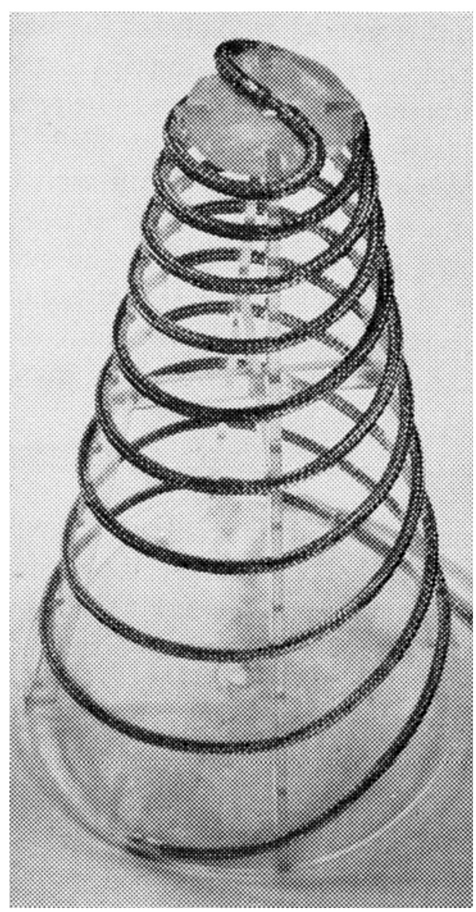




tipici diagrammi di radiazione in funzione della semiapertura del cono. I diagrammi rappresentano l’intensità di E_ϕ al variare di θ. L’andamento di E_θ è molto simile. Entrambi sono praticamente indipendenti da ϕ.

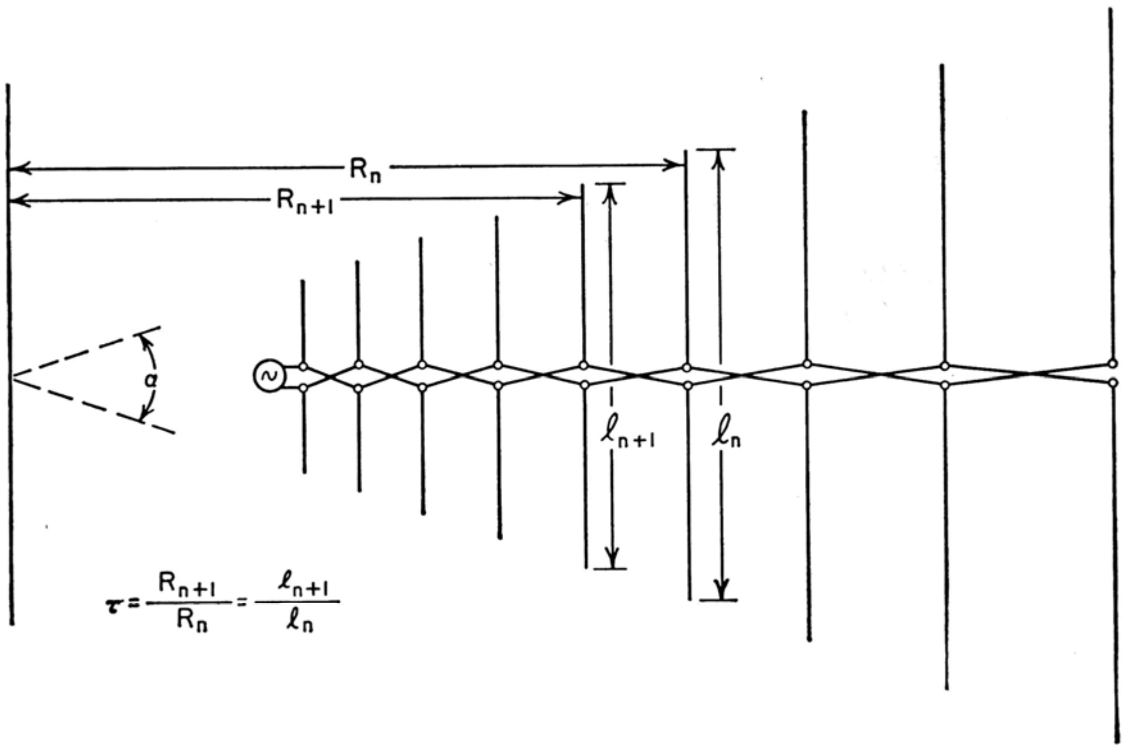
antenne a spirale logaritmica





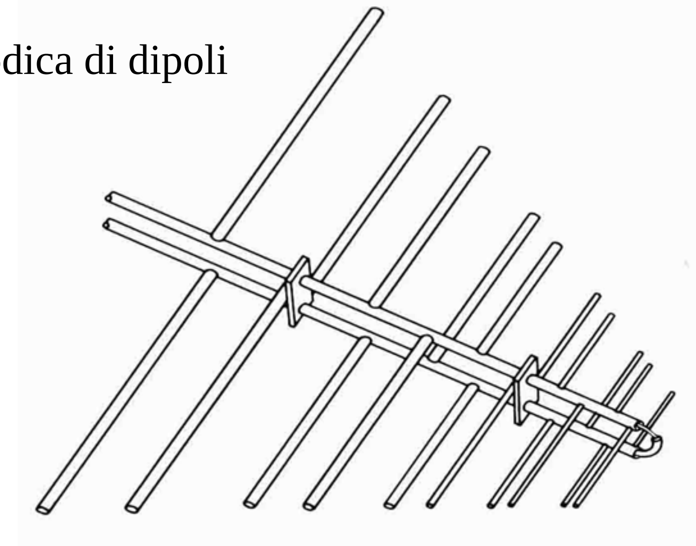
H.Jasik: “Antenna egineering handbook”, Mc Graw Hill, London, 1961, p. 18-7

antenna log-periodica di dipoli

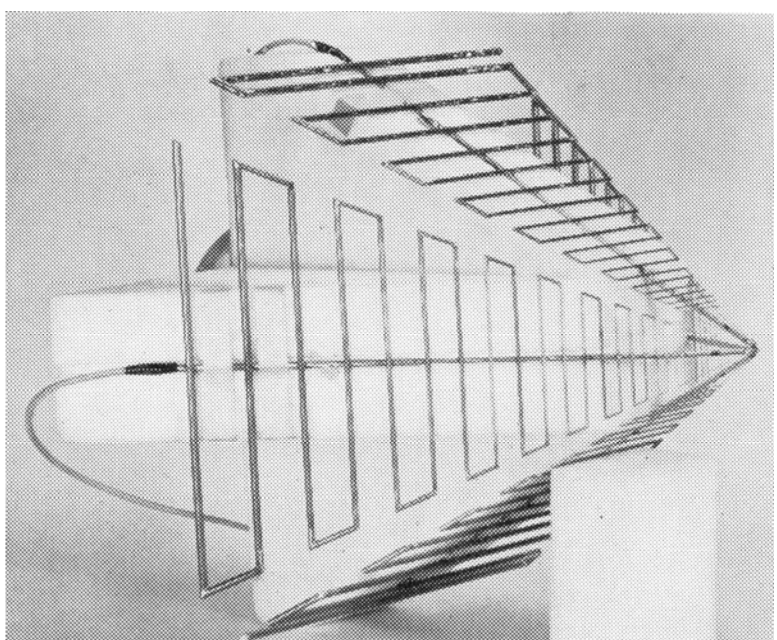


la lunghezza l_1 definisce la frequenza inferiore della banda,
$l_N = \tau^N l_1$ definisce la frequenza superiore della banda

antenna log-periodica di dipoli

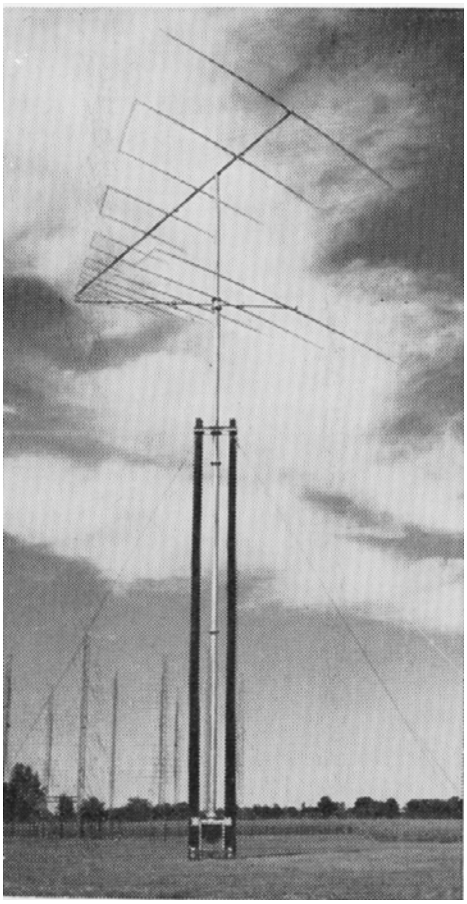


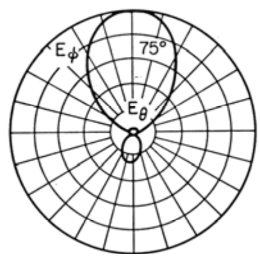
antenne log-periodiche a denti trapezoidali accoppiate per generare un campo di radiazione polarizzato circolarmente



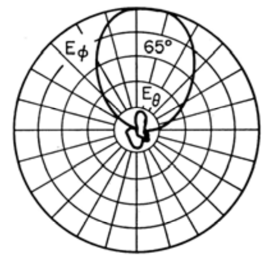
H.Jasik: "Antenna egineering handbook", Mc Graw Hill, London, 1961, p. 18-31

antenna log-periodica e diagrammi di radiazione

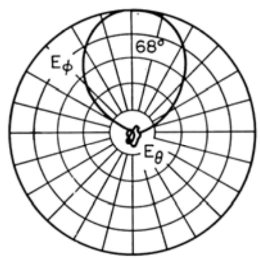




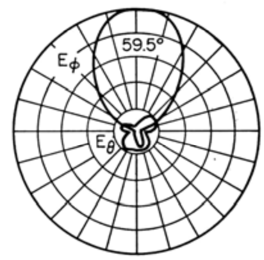
f = 6 MHz



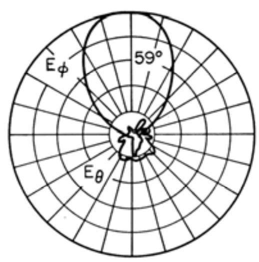
f = 11 MHz



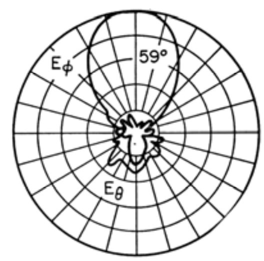
f = 19.7 MHz



f = 30.3 MHz



f = 50.5 MHz

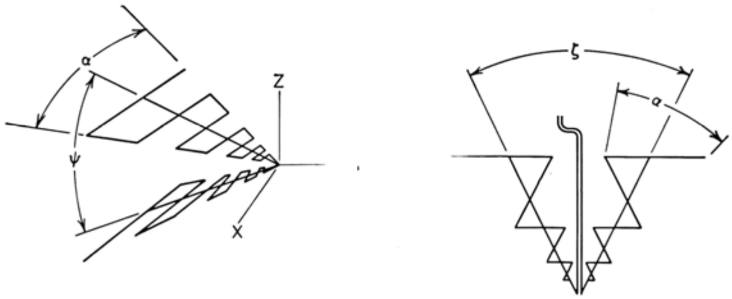


f = 60. MHz

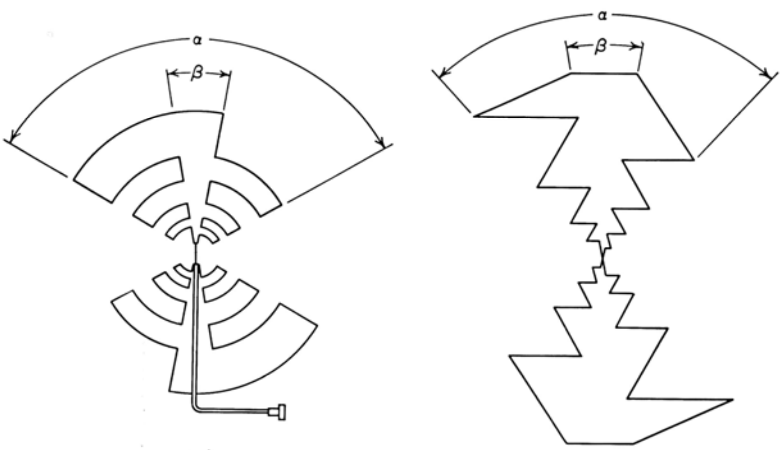
angolo di apertura	$\alpha = 60°$
passo	$\tau = 0.6$
angolo tra i piani	ψ 0 35°

H.Jasik: “Antenna egineering handbook”, Mc Graw Hill, London, 1961, p. 18-30

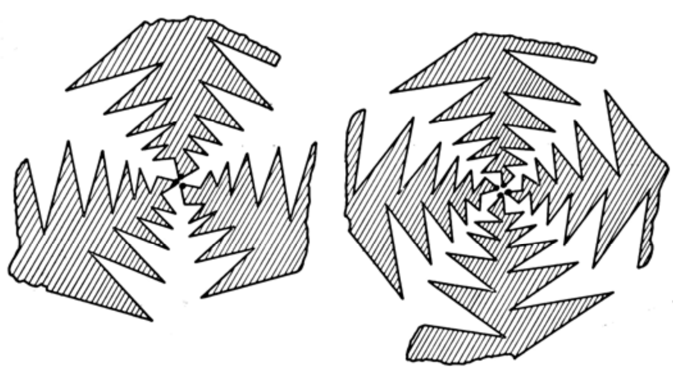
altre strutture log-periodiche



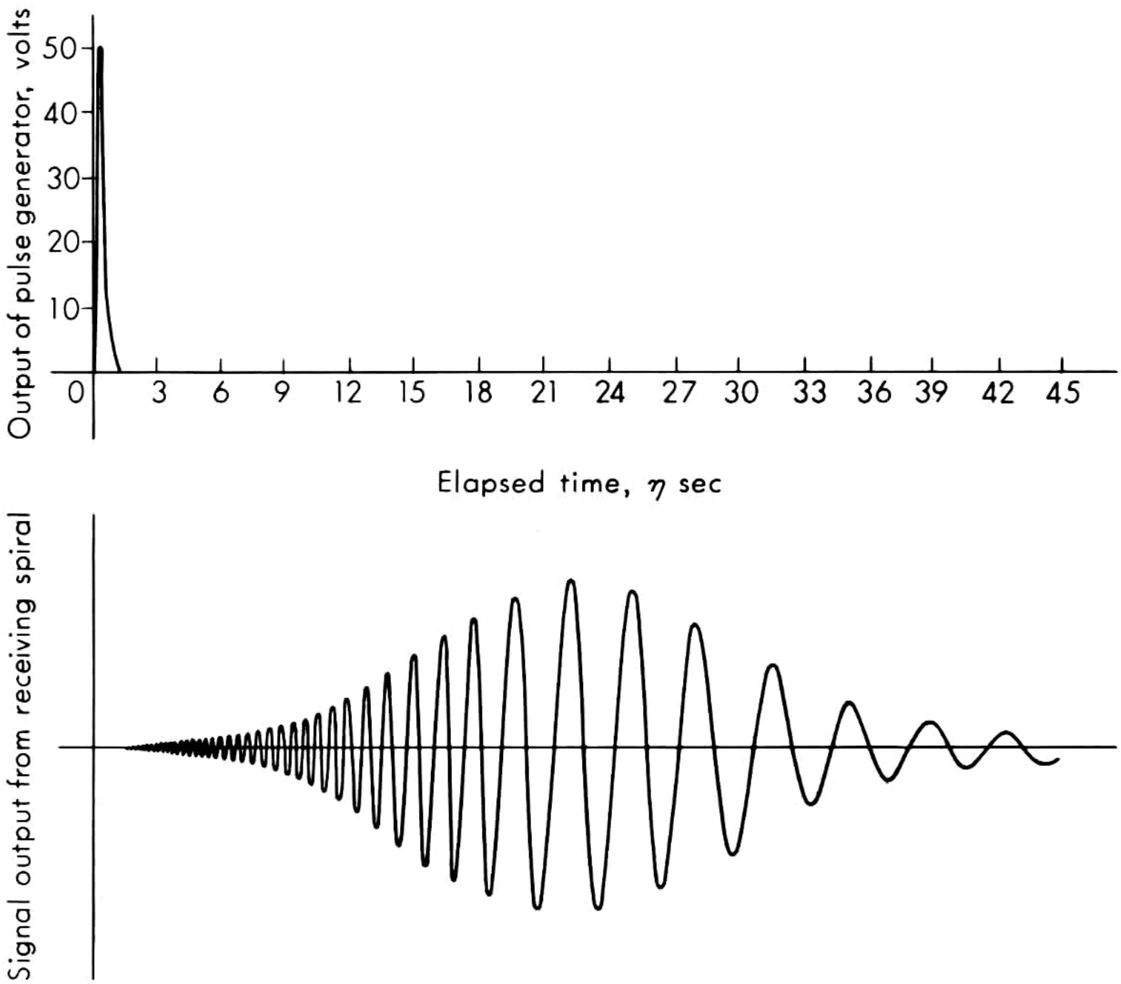
antenne a filo a denti trapezoidali e triangolari



antenne piane a denti circolari e triangolari



antenne auto complementari



dispersione di fase nelle antenne a banda larga