

A.R.I. - Sezione di Parma

Corso di preparazione esame
patente radioamatore 2020

Antenne e linee

Carlo Vignali, I4VIL

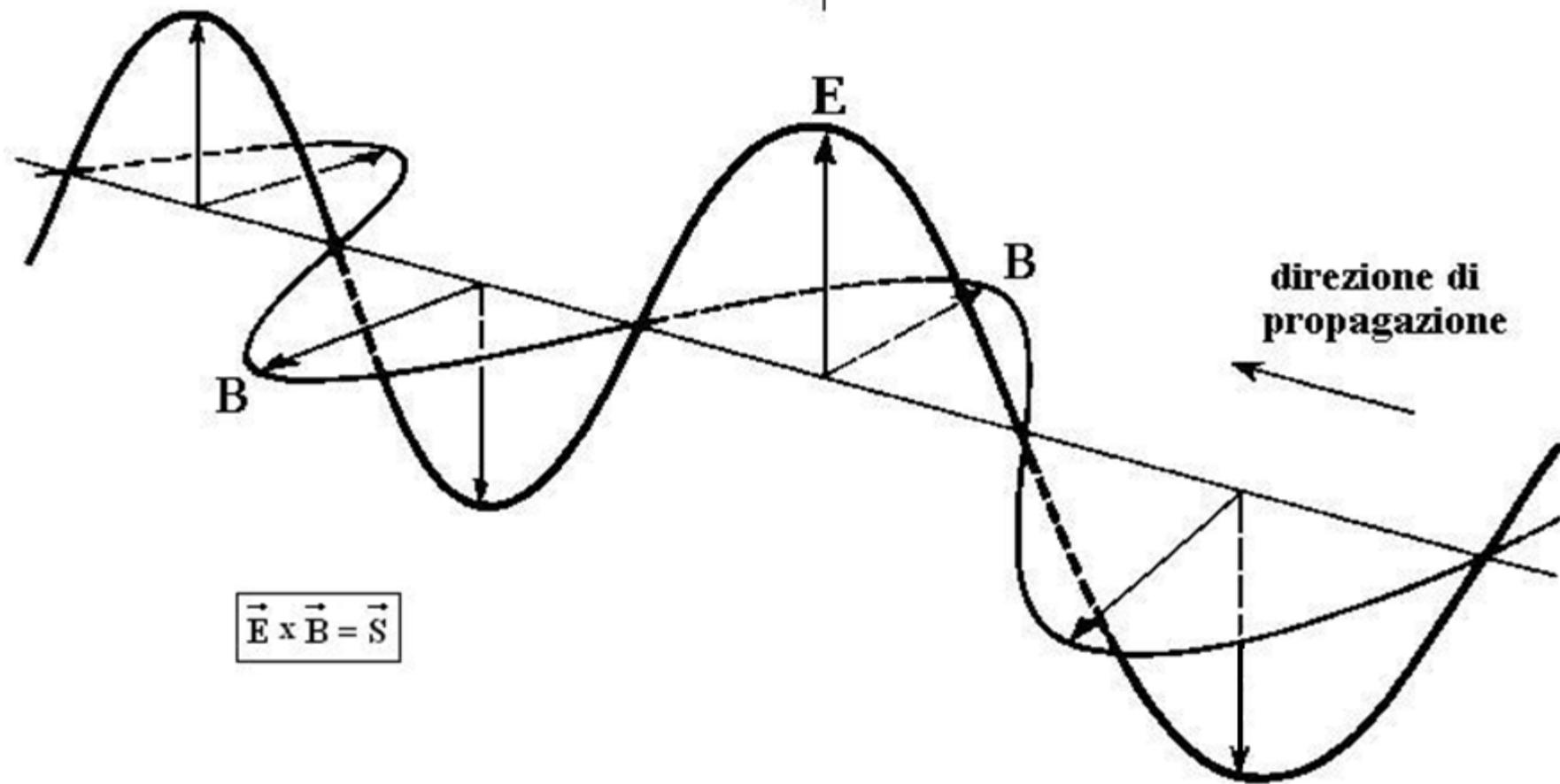


Oscillatore e risuonatore di Hertz

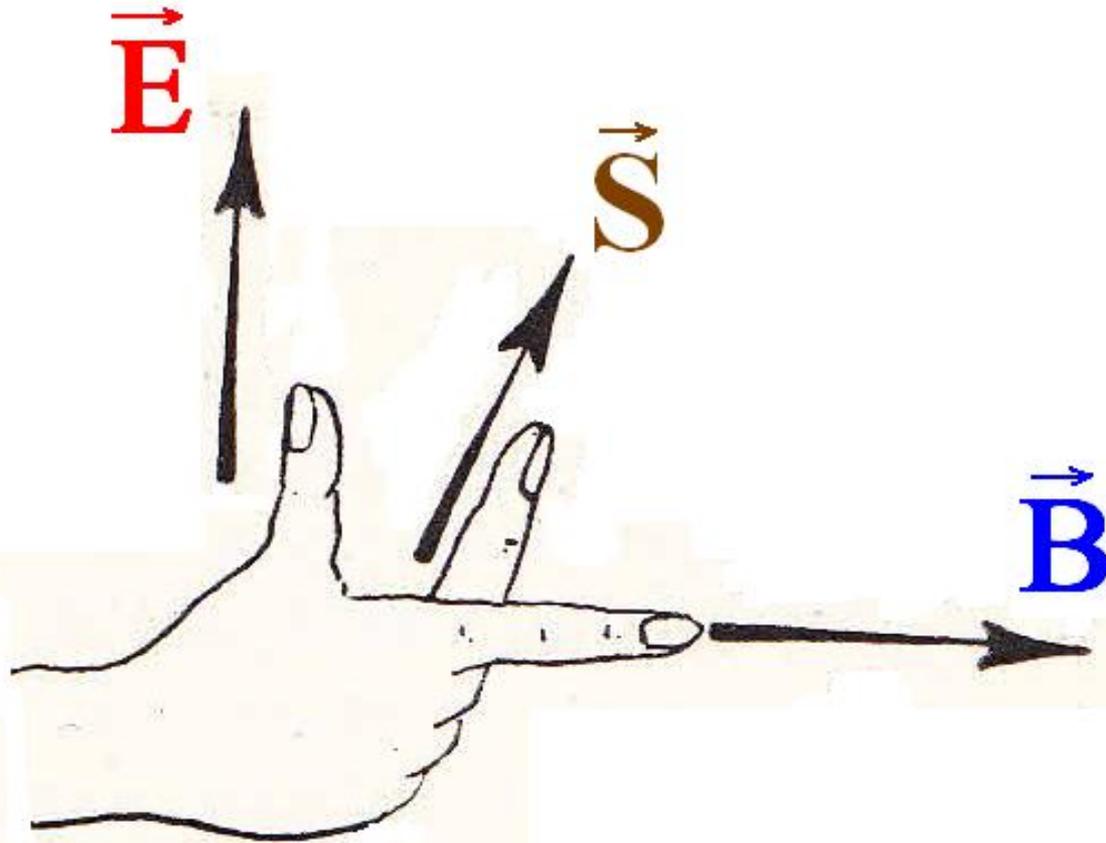
(<http://www.sparkmuseum.com>)

Lunghezza d'onda

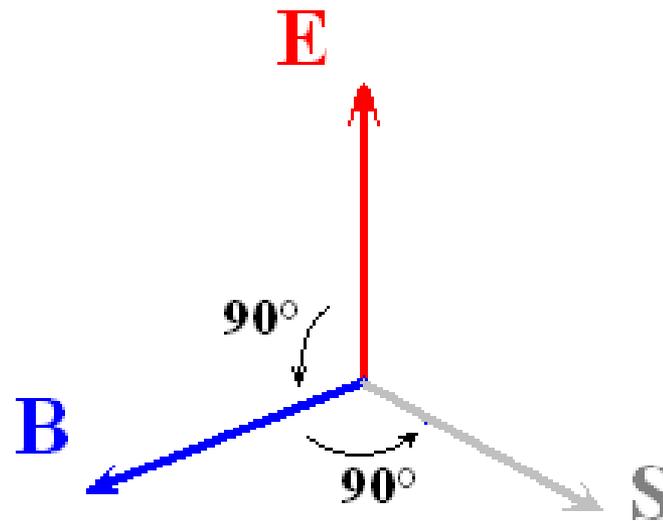
λ



$$\vec{E} \times \vec{B} = \vec{S}$$



$$\vec{E} \times \vec{B} = \vec{S}$$

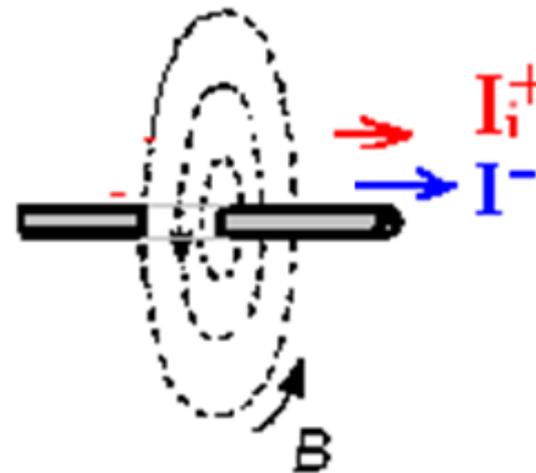
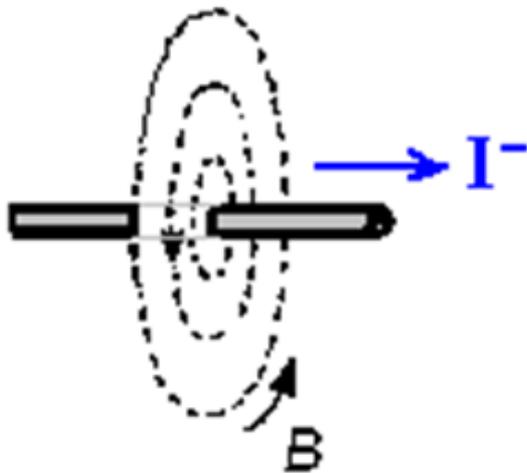


VETTORI DEL CAMPO ELETTROMAGNETICO

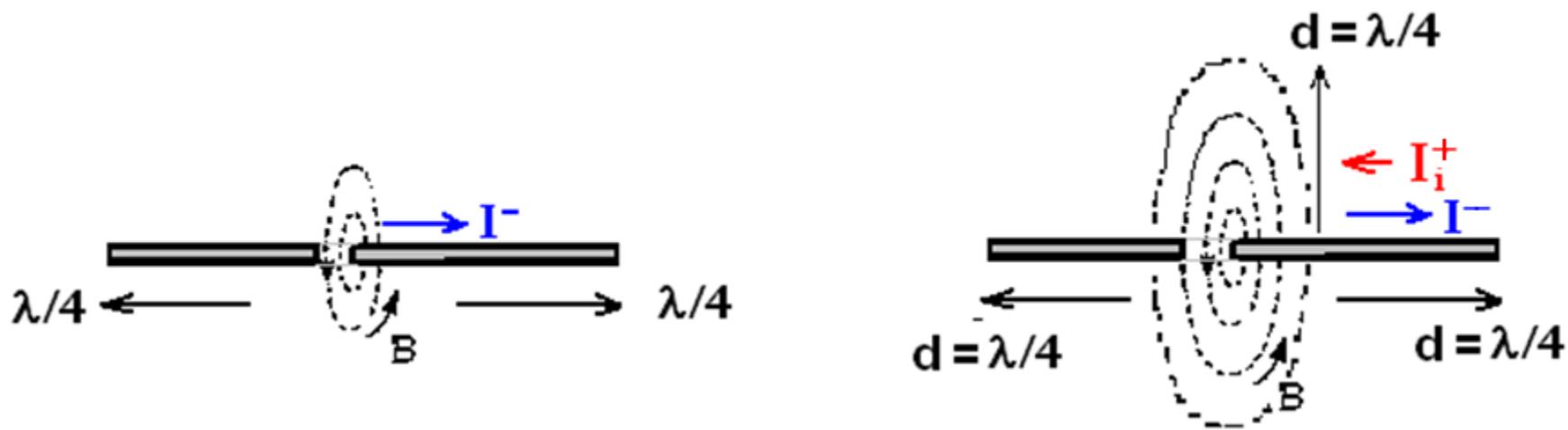
Un conduttore percorso da corrente variabile I si contorna di un campo magnetico variabile B .

Il flusso del campo magnetico pure è variabile e induce una tensione sullo stesso conduttore. Il segno è tale “da opporsi alla variazione di flusso che l’ha generata”.

Se la corrente sul conduttore, per esempio, sta diminuendo, la tensione indotta sarà tale che la corrente indotta riporterà la corrente totale verso il valore iniziale.



Se, invece, il conduttore è abbastanza lungo, dell'ordine della lunghezza d'onda ($\lambda = c/f = c T$), le regioni con flusso di campo variabile si estendono a distanze dell'ordine della lunghezza del conduttore. In questo caso, però, la reazione deve percorrere la distanza di andata e ritorno. Se d è, per esempio, dell'ordine di $\lambda/4$, la f.e.m. indotta si ritrova con una corrente sul conduttore che è già cambiata di fase di 180° e la variazione di corrente viene accentuata ancora di più!



Elemento di corrente

Un conduttore lungo l (con $l \ll \lambda$) percorso da corrente I , si circonda di un campo magnetico H :

$$H_{\phi} = \frac{I l \sin \theta}{4 \pi} e^{i \omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \left(i \frac{\omega}{r c} + \frac{1}{r^2} \right)$$

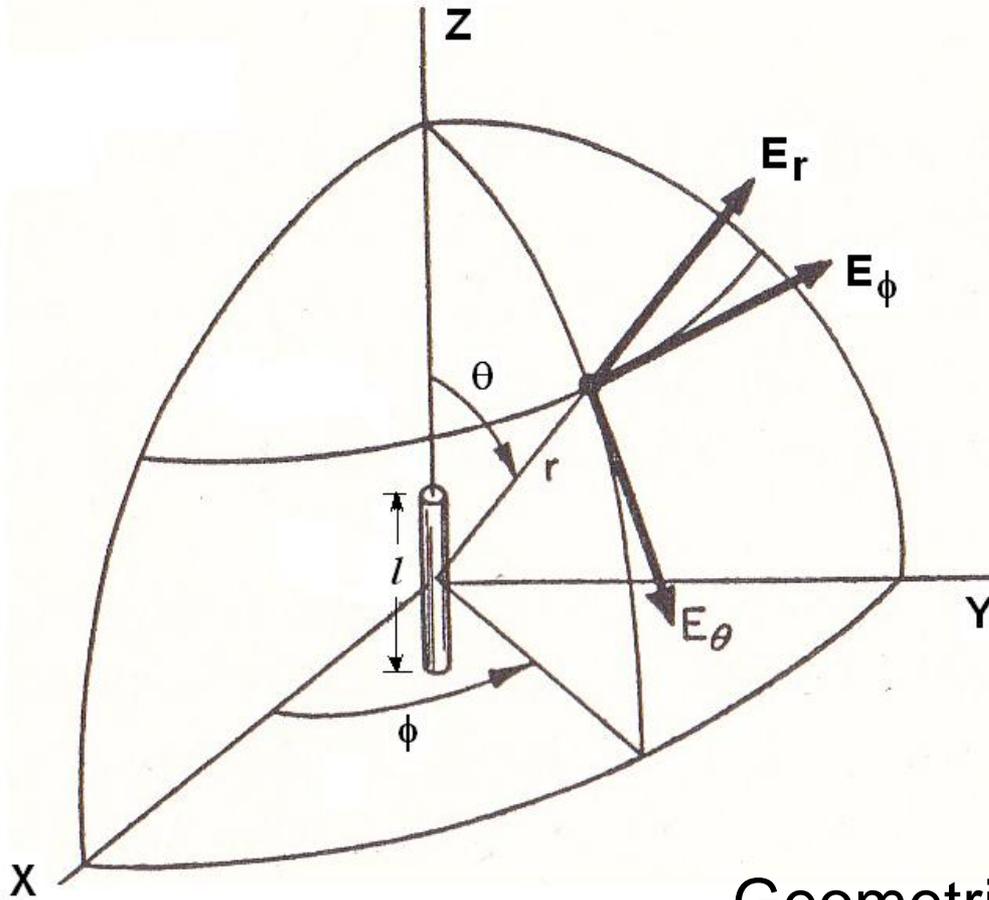
$$H_r = 0$$

$$H_{\theta} = 0$$

Il campo magnetico ha solo componenti lungo ϕ , ovvero sul piano normale alla corrente I .

Il primo termine ha intensità proporzionale alla frequenza ed inversamente proporzionale alla distanza r . Esso rappresenta il **campo di radiazione** (campo lontano).

Il secondo termine è indipendente dalla frequenza e diminuisce con il quadrato della distanza. Rappresenta il **campo di induzione**, legato all'energia reattiva in vicinanza dell'antenna che non viene irradiata. Diviene trascurabile a sufficiente distanza rispetto al termine in $1/r$.



Geometria dei campi di un elemento di corrente

Il campo elettrico di un elemento di **dipolo** è dato da:

$$\mathbf{E}_r = \frac{I l \cos \theta}{2 \pi \epsilon} e^{i \omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \left\{ \frac{1}{c r^2} + \frac{1}{i \omega r^3} \right\}$$

$$\mathbf{E}_\theta = \frac{I l \sin \theta}{4 \pi \epsilon} e^{i \omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \left\{ i \frac{\omega}{c^2 r} + \frac{1}{c r^2} + \frac{1}{i \omega r^3} \right\}$$

$$\mathbf{E}_\phi = 0$$

Il campo elettrico, a distanza dall'elemento di corrente (campo lontano), si limita alla sola componente E_θ con il solo termine in $1/r$.

In campo lontano, quindi, si presentano solo due componenti, in fase tra loro:

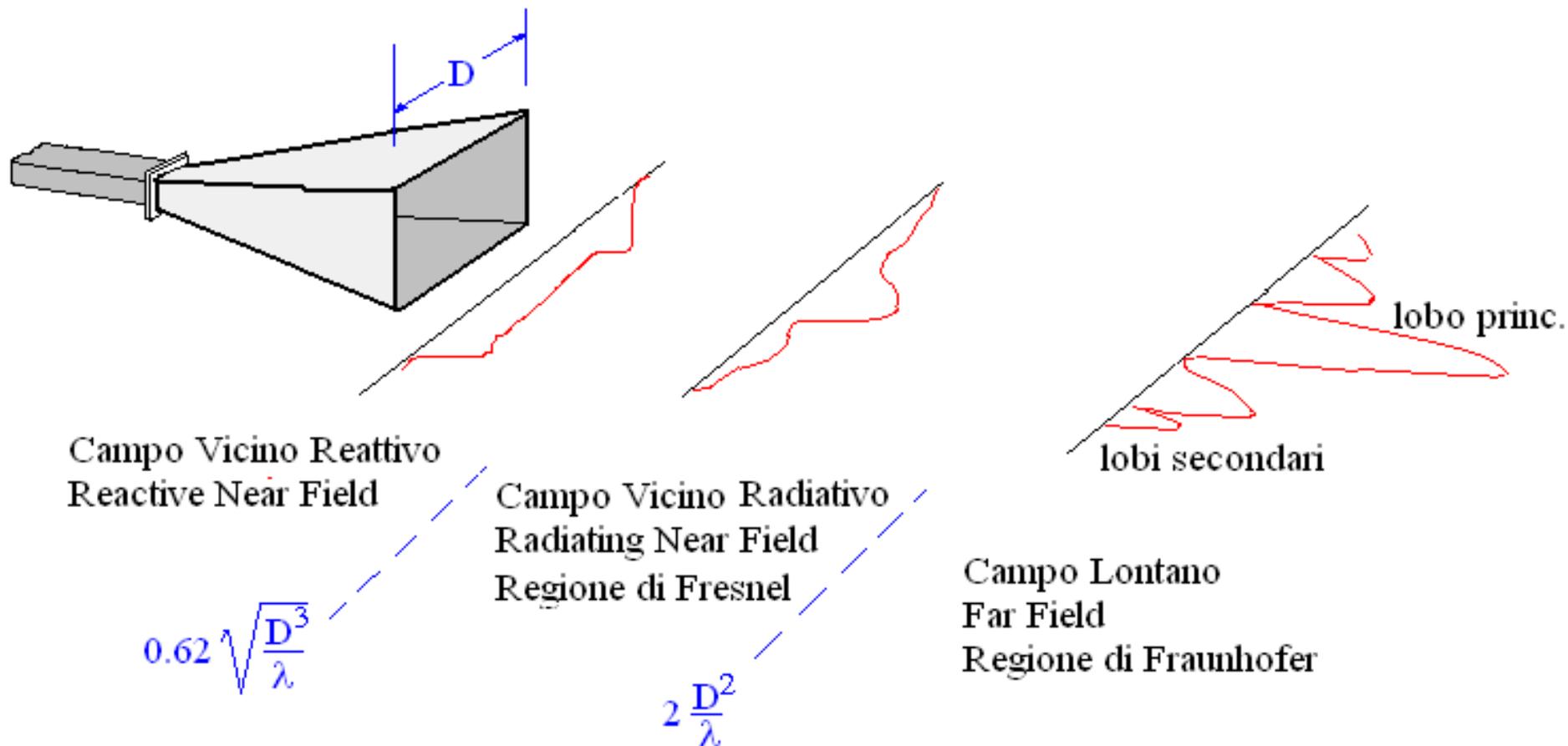
$$H_{\phi} = i \frac{I l \sin \theta}{4 \pi} e^{i \omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \frac{\omega}{r c}$$

$$E_{\theta} = i \frac{I l \sin \theta}{4 \pi \epsilon} e^{i \omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \cdot \frac{\omega}{c^2 r}$$

Il pattern, lontano dall'antenna, è identico per le due componenti e proporzionale a $\sin \theta$.

Il confine tra campo vicino e campo lontano si ha aprox. per $r = \lambda / 2 \pi$

DISTRIBUZIONE DEL CAMPO NELLE TRE REGIONI



La potenza trasmessa da un'antenna isotropa si distribuisce equamente su una superficie sferica che si espande mentre l'onda elettromagnetica si propaga a velocità $c = 3 \cdot 10^8$ m/s nello spazio libero.

A distanza d dal trasmettitore la potenza ricevuta su un'area unitaria (densità di potenza) diviene:

$$P_r = \frac{P_t}{4 \pi d^2} \quad \text{ma è anche: } \bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} \quad \text{con lo stesso significato di densità di potenza}$$

Il rapporto E/H ha le dimensioni di una resistenza ed è indicato con $Z_0 = 120 \pi = 377 \Omega$ (Impedenza caratteristica dello spazio libero)

I campi elettrico e magnetico associati all'onda sono:

$$P_r = \frac{E^2}{Z_0} \quad \Longrightarrow \quad E = \sqrt{P_r Z_0} = \sqrt{\frac{P_t}{4 \pi d^2} 120 \pi} = \sqrt{\frac{30 P_t}{d^2}}$$

$$H = \frac{E}{Z_0} = \frac{E}{377}$$

Esempio:

un'antenna radioamatoriale isotropa irraggia 100 W in banda 10 m. Qual è il campo elettrico presente a distanza $d = 100$ m ?

$$P_t = 100 \text{ W}$$

$$d = 100 \text{ m}$$

Campo elettrico:

$$E = \sqrt{\frac{30 P_t}{d^2}} = \sqrt{\frac{30 \cdot 100}{100^2}} = 0.55 \text{ V/m}$$

Campo magnetico:

$$H = \frac{E}{Z_0} = \frac{E}{377} = \frac{0.55}{377} = 1.45 \cdot 10^{-3} \text{ A/m}$$

RESISTENZA DI RADIAZIONE

Consideriamo un lungo conduttore steso.

Applicando un segnale all'ingresso della linea, comincerà a scorrere corrente in base a: $I = V/Z_0$. La Z_0 è definita dalle caratteristiche fisiche del conduttore.

Per non avere onde riflesse, terminiamo con una resistenza $R = Z_0$.

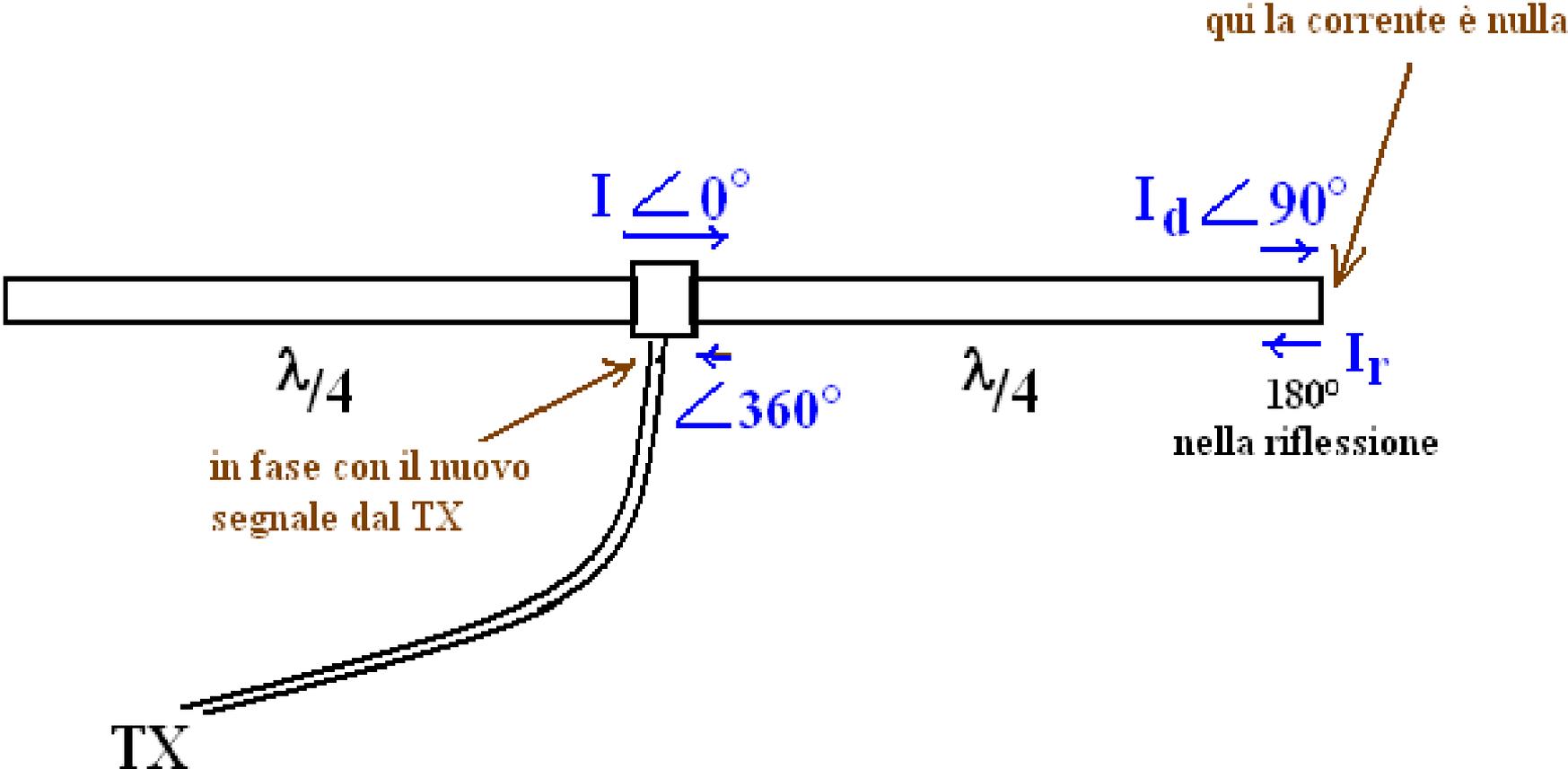


Quanta corrente o potenza arriva al termine della linea? Un conduttore, di lunghezza paragonabile o maggiore della lunghezza d'onda irraggia! E' un'antenna! Se il conduttore è abbastanza lungo, irraggia quasi completamente la potenza immessa e nessuna corrente arriva al terminale della linea, tanto che può essere lasciato libero o, meglio, chiuso direttamente a terra.

Quale componente "dissipa"? Ovvio: una resistenza!

Vuol dire che tra generatore e termine della linea c'è una resistenza che dissipa: E' la **Resistenza di Radiazione**, che si misura in ohm.

DIPOLO $\lambda / 2$ "RISONANTE"



Resistenza di radiazione teorica (alla risonanza)

dipolo $\lambda/2$ molto sottile (rispetto a λ)

$$R_r = 73.1 \ \Omega$$

ground plane $\lambda/4$
(su piano perfettamente conduttore)

$$R_r = 36.5 \ \Omega$$

All'aumentare della sezione del filo o del tubo, il valore della resistenza di radiazione in risonanza si riduce.

CALCOLO LUNGHEZZA DIPOLO $\lambda/2$

L'antenna dipolo $\lambda/2$ è tra i più semplici tipi di antenna e base per modelli di antenne più complesse.

Per calcolare la sua lunghezza, occorre calcolare la lunghezza d'onda nello spazio libero.

Esempio: sia la frequenza di lavoro $f = 14.250$ MHz. Si ha:

$$\lambda_0 = \frac{300}{f} = \frac{300}{14.25} = 21.05 \text{ m}$$

La lunghezza del dipolo, tra i due estremi, se costruito con filo sottile, è:

$$l = \frac{21.05}{2} = 10.525 \text{ m}$$

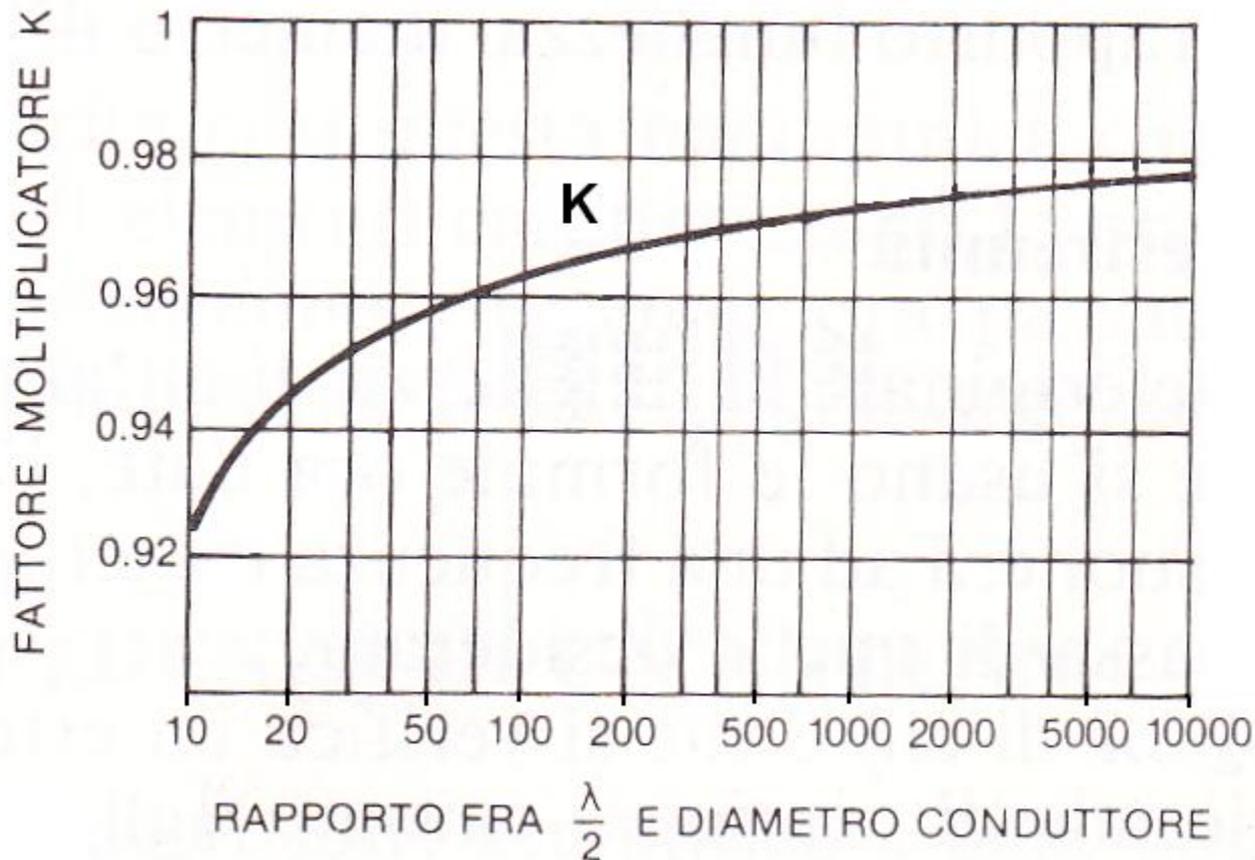
Ovvero, due spezzoni di 5.26 m alimentati al centro.

CALCOLO LUNGHEZZA DIPOLO $\lambda/2$

In pratica, un dipolo reale costruito con treccia di rame è leggermente più corto. Il fattore moltiplicativo K , minore di 1, dipende dal diametro del conduttore rispetto alla lunghezza d'onda. Un valore ragionevole è: $K = 0.97$.

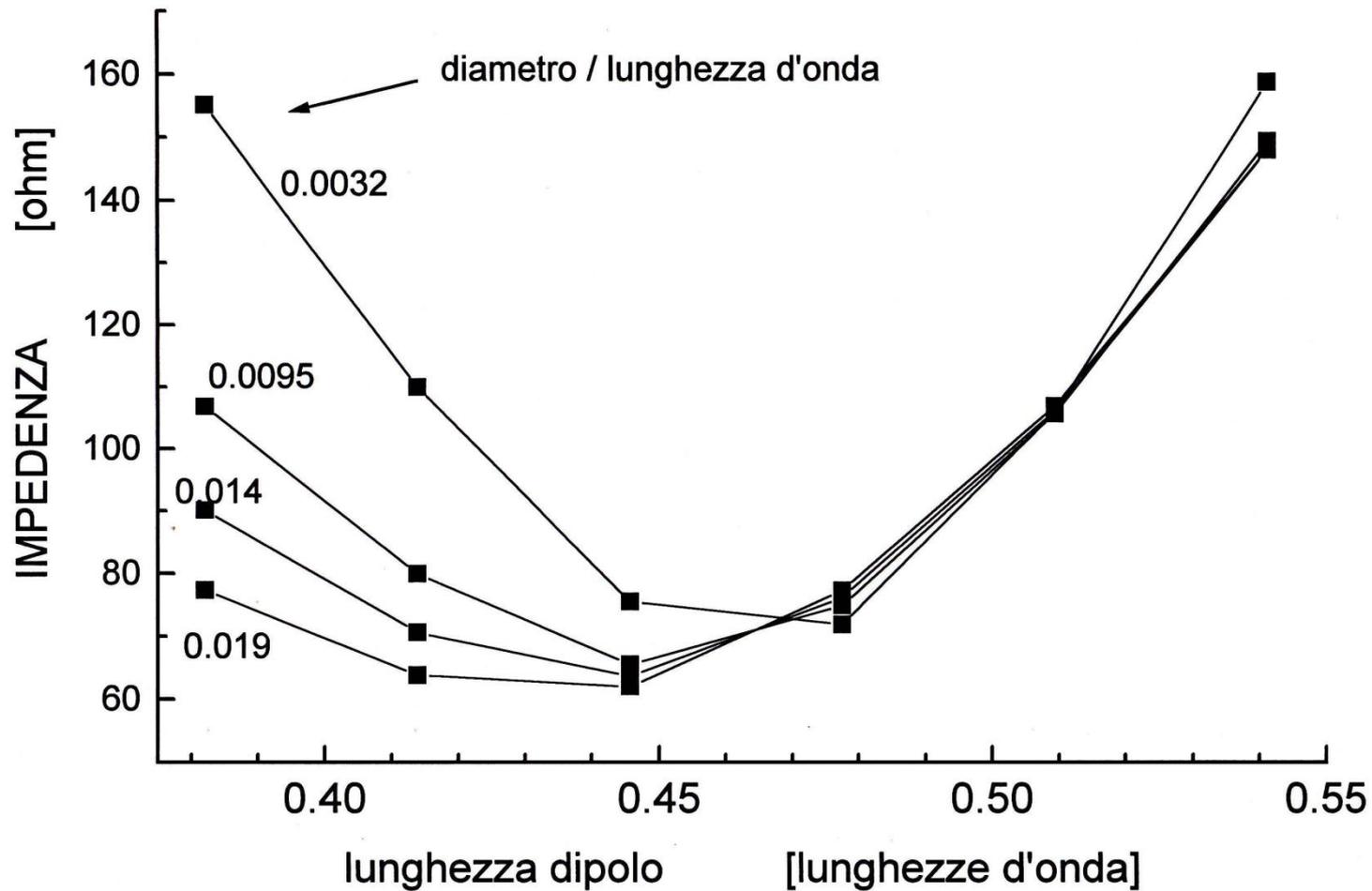
In questo caso si ha:

$$l = 10.525 \cdot 0.97 = 10.20 \text{ m}$$



Per diametri più grandi e misure più precise, è utile ricavare il fattore K dalla figura a lato.

IMPEDENZA AI MORSETTI DI DIPOLO $\lambda/2$



I punti sono tratti dai lavori di King e Middleton riportati in : *R.W.P.King - C.W.Harrison, Antennas and Waves: A Modern Approach*, M.I.T. Press.

RENDIMENTO DELL'ANTENNA

Ci possono essere altre cause di dissipazione: effetto Joule sul filo (aggravato dall'effetto pelle), perdite su isolatori, e dielettrici, perdite per effetto corona, ecc.

Si può parlare di rendimento dell'antenna:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

dove: R_r = resistenza di radiazione
 R_p = resistenza che raccoglie tutte le perdite

Nella R_p si possono far rientrare anche le perdite prodotte dal campo e.m. nell'ambiente vicino all'antenna per la non perfetta sua installazione: correnti indotte da conduttori vicini, perdite dielettriche del terreno, delle foglie degli alberi, ecc...

Per avere una misura aprox. della R_p , basta misurare l'impedenza ai morsetti d'antenna e confrontarla con quella prevista teoricamente.

Esempio: Un antenna ha una resistenza di perdita $R_p = 1 \Omega$. Applicando la potenza di un TX scorre una corrente di 10 A, senza VSWR apprezzabile. La potenza realmente irradiata è 1000 W. Qual è la potenza applicata all'antenna e qual è la sua resistenza di radiazione ed il rendimento d'antenna?

$$R_p = 1 \Omega \quad I = 10 \text{ A} \quad P_t = 1000 \text{ W}$$

Potenza irradiata (trasmessa): $P_t = R_r I^2$

Resistenza di radiazione: $R_r = \frac{P_t}{I^2} = \frac{1000}{10^2} = 10 \Omega$

Potenza applicata all'antenna: $P_a = (R_r + R_p) \cdot I^2 = (10+1) \cdot 10^2 = 1100 \text{ W}$

Rendimento dell'antenna: $\eta = \frac{P_t}{P_a} = \frac{1000}{1100} = 0.91$

Se il filo è molto lungo, qualunque frequenza viene totalmente irraggiata; è un' **antenna non risonante**.

Se l'antenna è corta (confrontabile, sempre con la lunghezza d'onda) presenta delle "risonanze". Il dipolo $\lambda/2$ è esempio tipico.

Nel dipolo $\lambda/2$, la corrente (la parte non ancora irraggiata), arrivata al termine del conduttore, non può proseguire ed è costretta a tornare indietro.

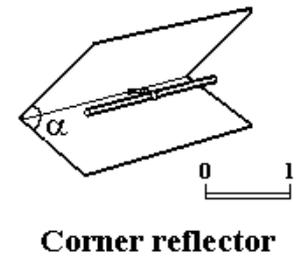
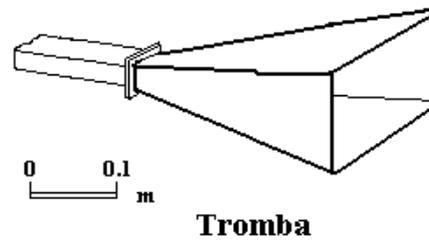
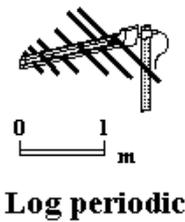
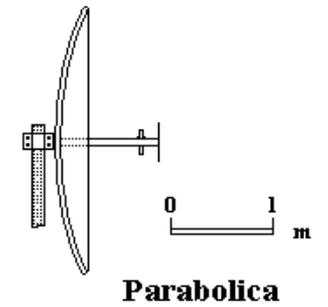
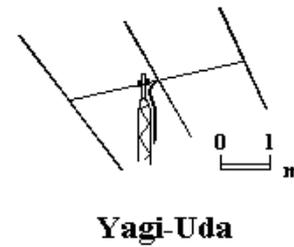
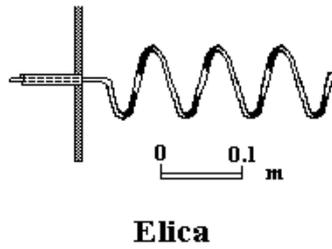
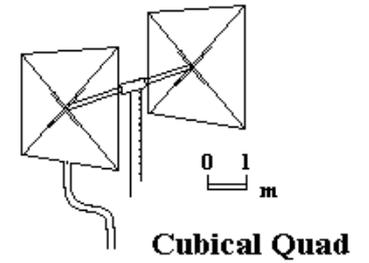
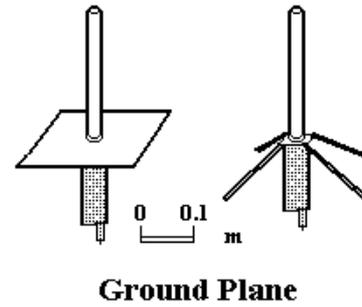
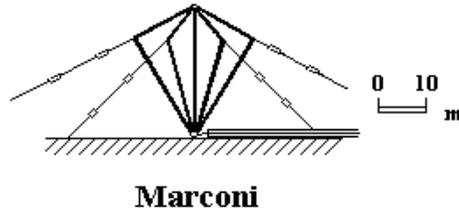
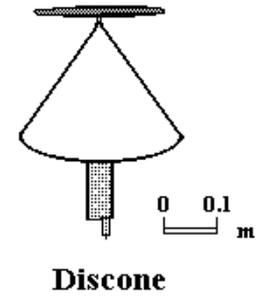
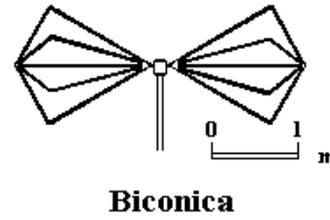
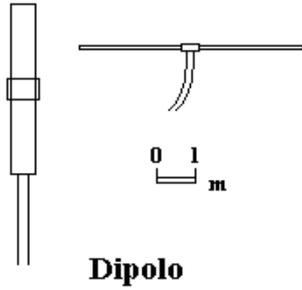
Per di più, non essendoci più filo, la corrente risultante deve essere nulla: la corrente riflessa è costretta a sfasarsi di 180° nella riflessione.

Quando la corrente riflessa (la parte non irraggiata) arriva ai morsetti si ritrova in fase con il nuovo segnale che arriva dal TX; infatti si sono persi 90° (ovvero $\lambda/4$) nel percorso di andata, 180° nella riflessione, ed altri 90° nel ritorno verso i morsetti di alimentazione.

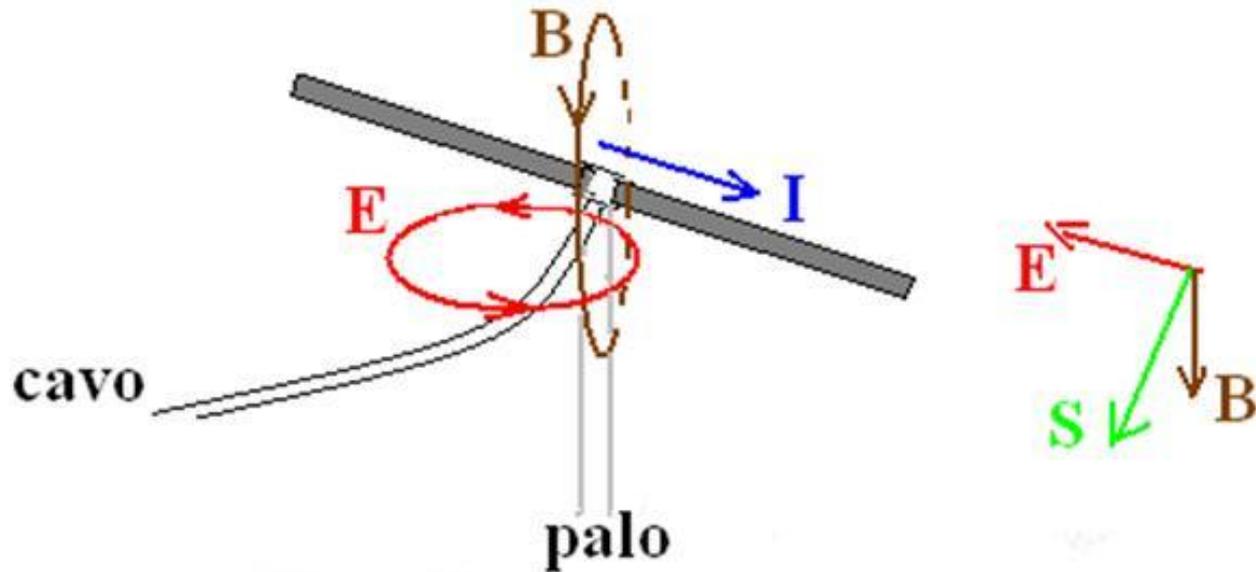
Questo per una frequenza precisa (ed anche per armoniche dispari). In questo caso si ha un' **antenna risonante**, con caratteristiche ben note e diagramma di radiazione ben definito teoricamente.

ANTENNE

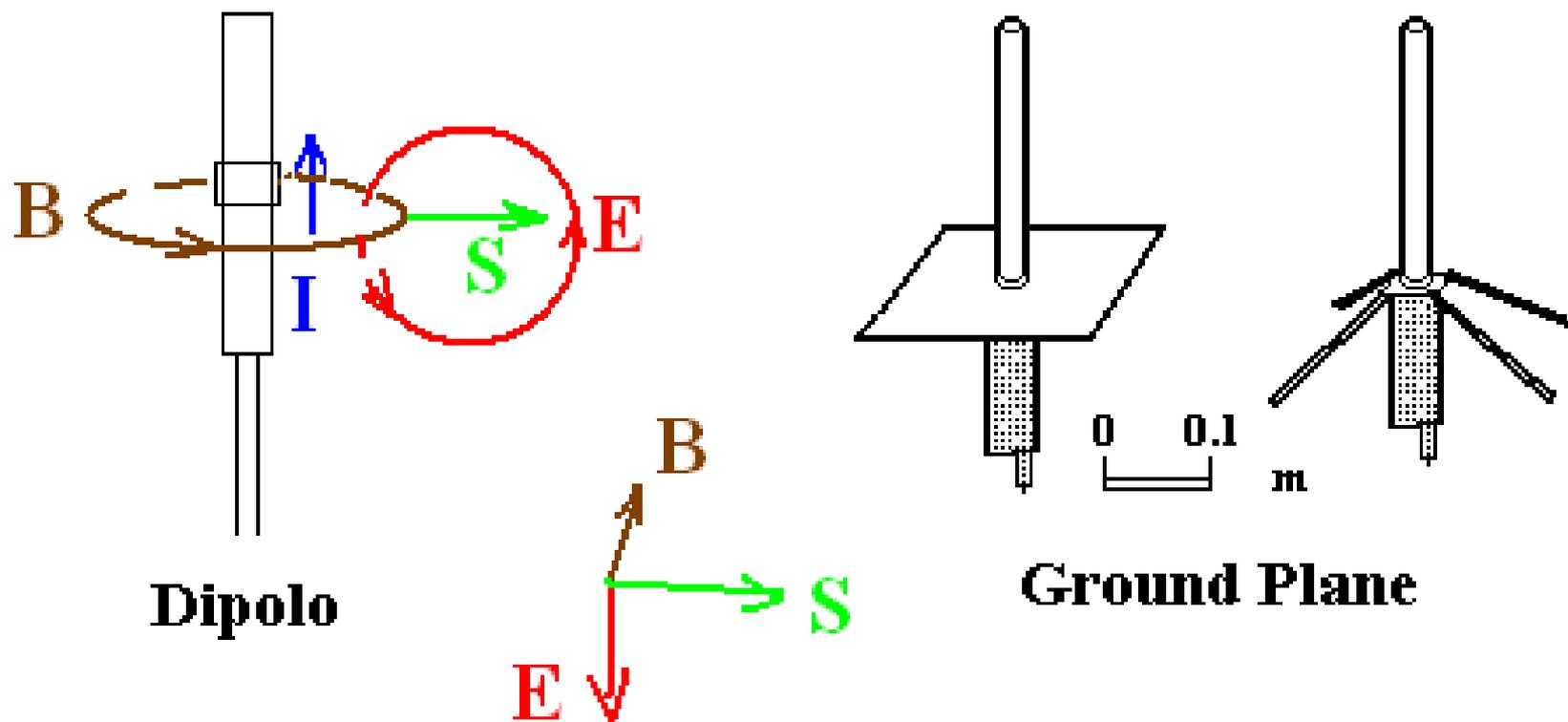
POLARIZZAZIONE LINEARE E CIRCOLARE



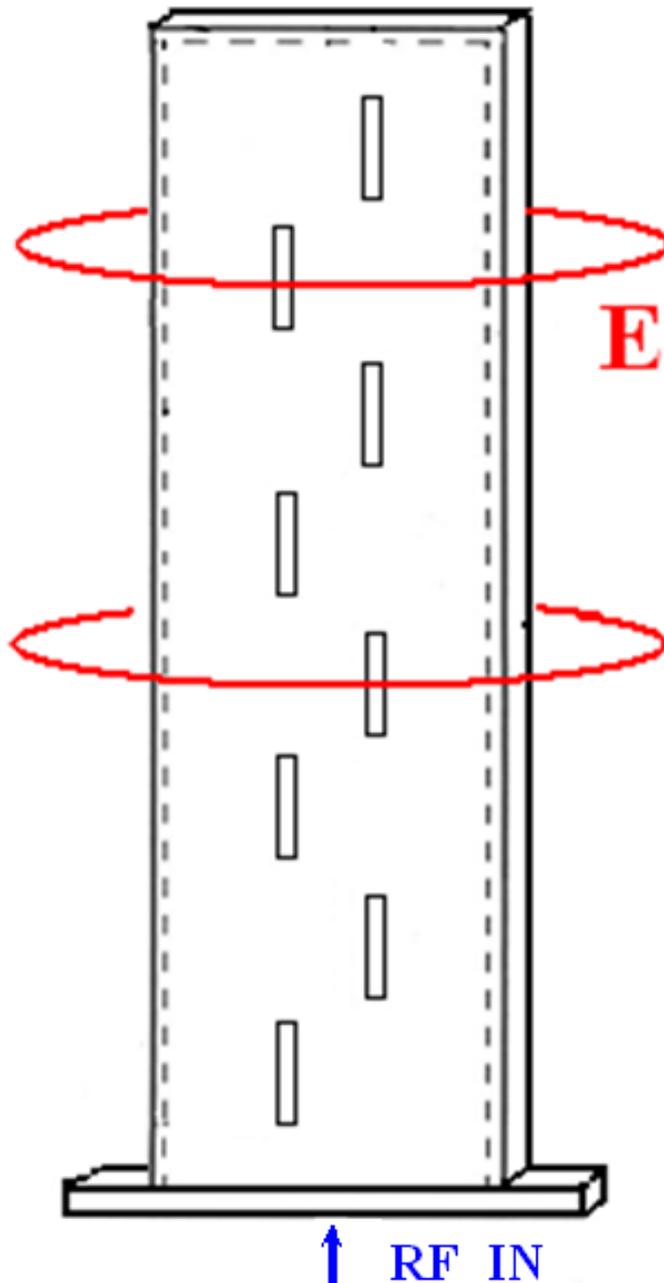
DIPOLO ORIZZONTALE (Polarizzazione Hor.)



DIPOLO VERTICALE (Polarizzazione vert.)



ANTENNA A FESSURA



In genere è installata con la dimensione più estesa posta verticalmente.

La polarizzazione è orizzontale

Molto usata in microonde, con lobo orizzontale molto esteso e lobo verticale molto stretto

POLARIZZAZIONE

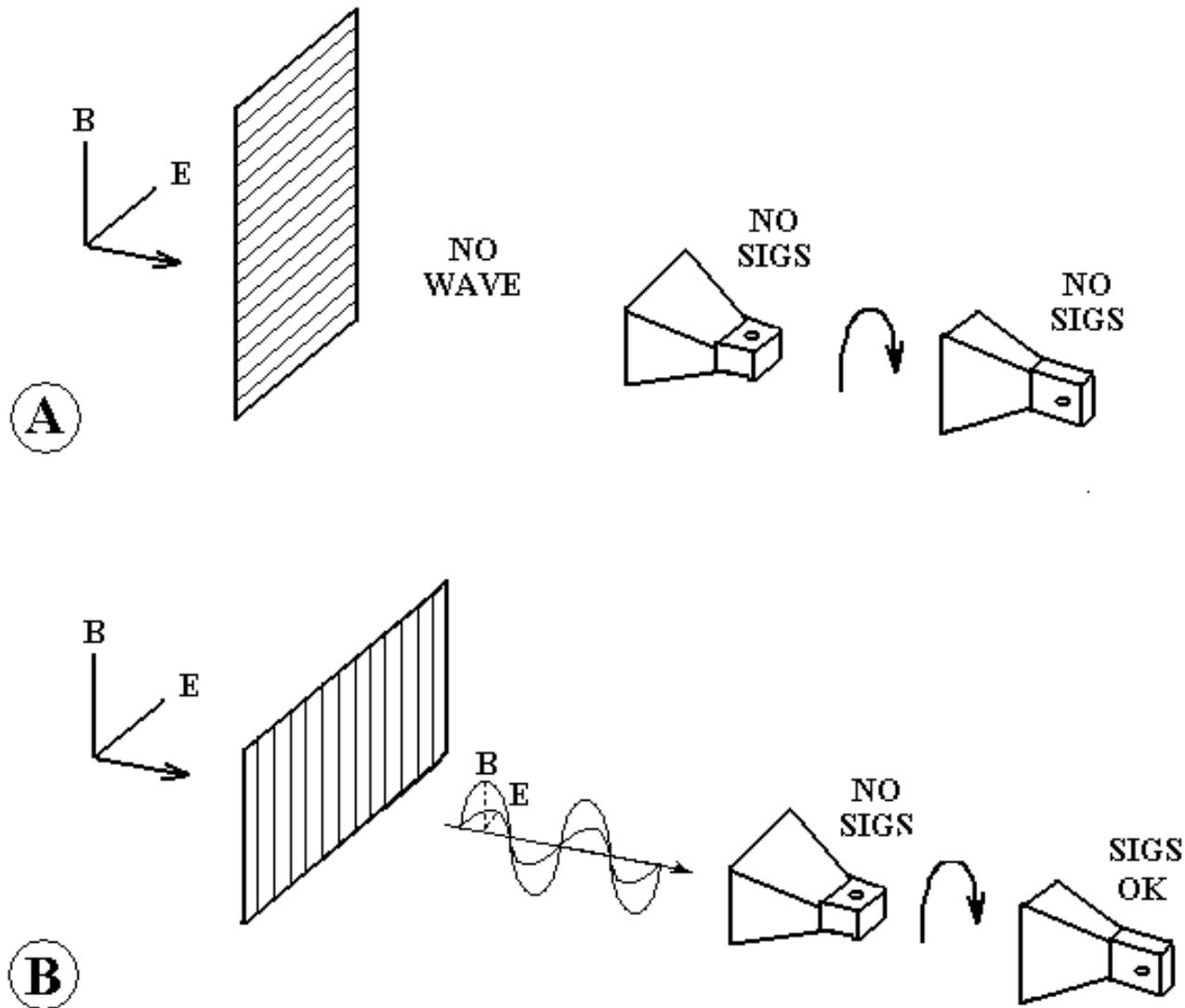
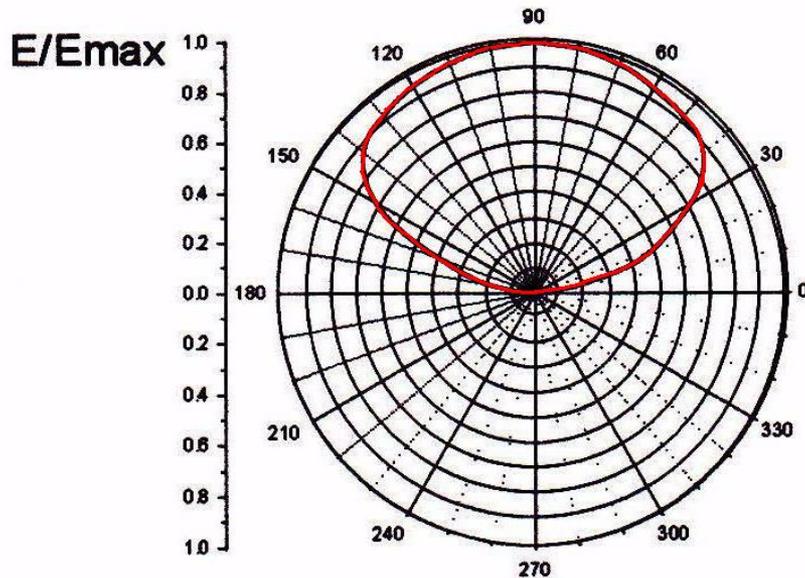
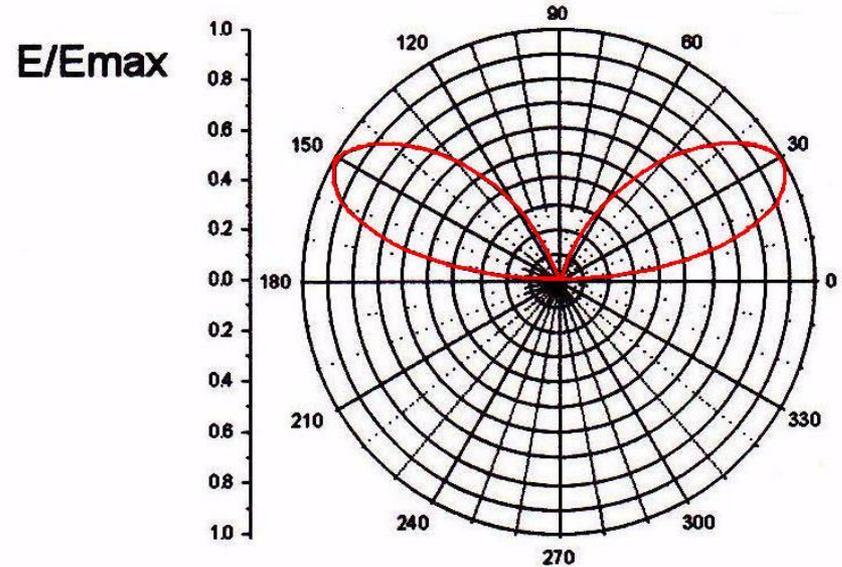


DIAGRAMMA DI RADIAZIONE VERTICALE DI DIPOLO EFFETTO SUOLO



altezza dal suolo: $\lambda / 4$



altezza dal suolo: $\lambda / 2$

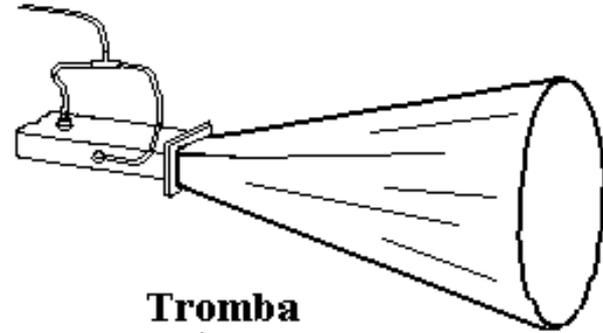
diagramma di radiazione verticale di dipolo
mezz'onda posto ad altezza $\lambda/4$ e ad altezza $\lambda/2$ dal
suolo buon conduttore.

ANTENNE

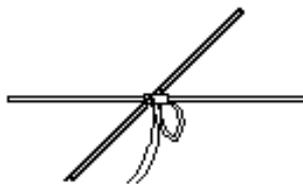
Polarizzazione circolare



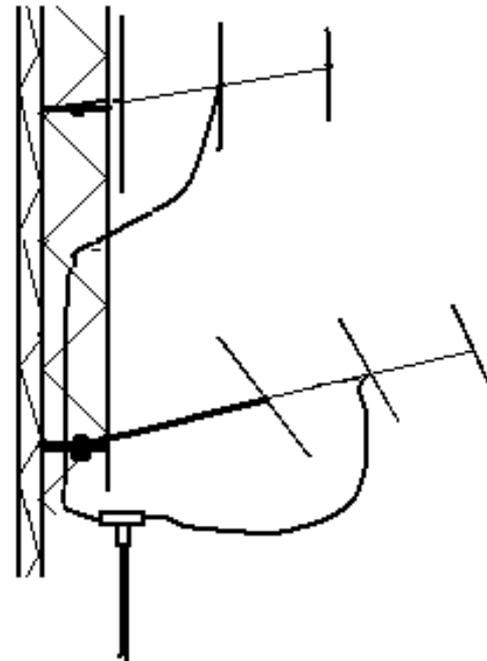
Elica



Tromba



**Turnstile
(Crossed Yagi)**



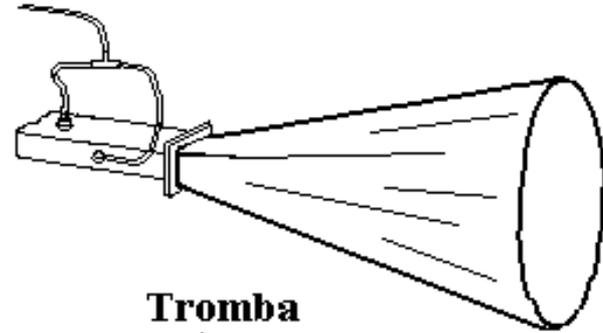
Dual offset yagis

ANTENNE

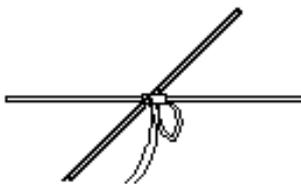
Polarizzazione circolare



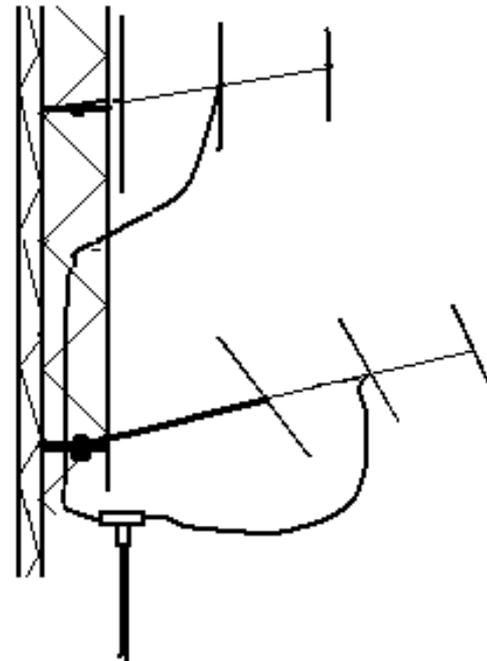
Elica



Tromba



**Turnstile
(Crossed Yagi)**



Dual offset yagis

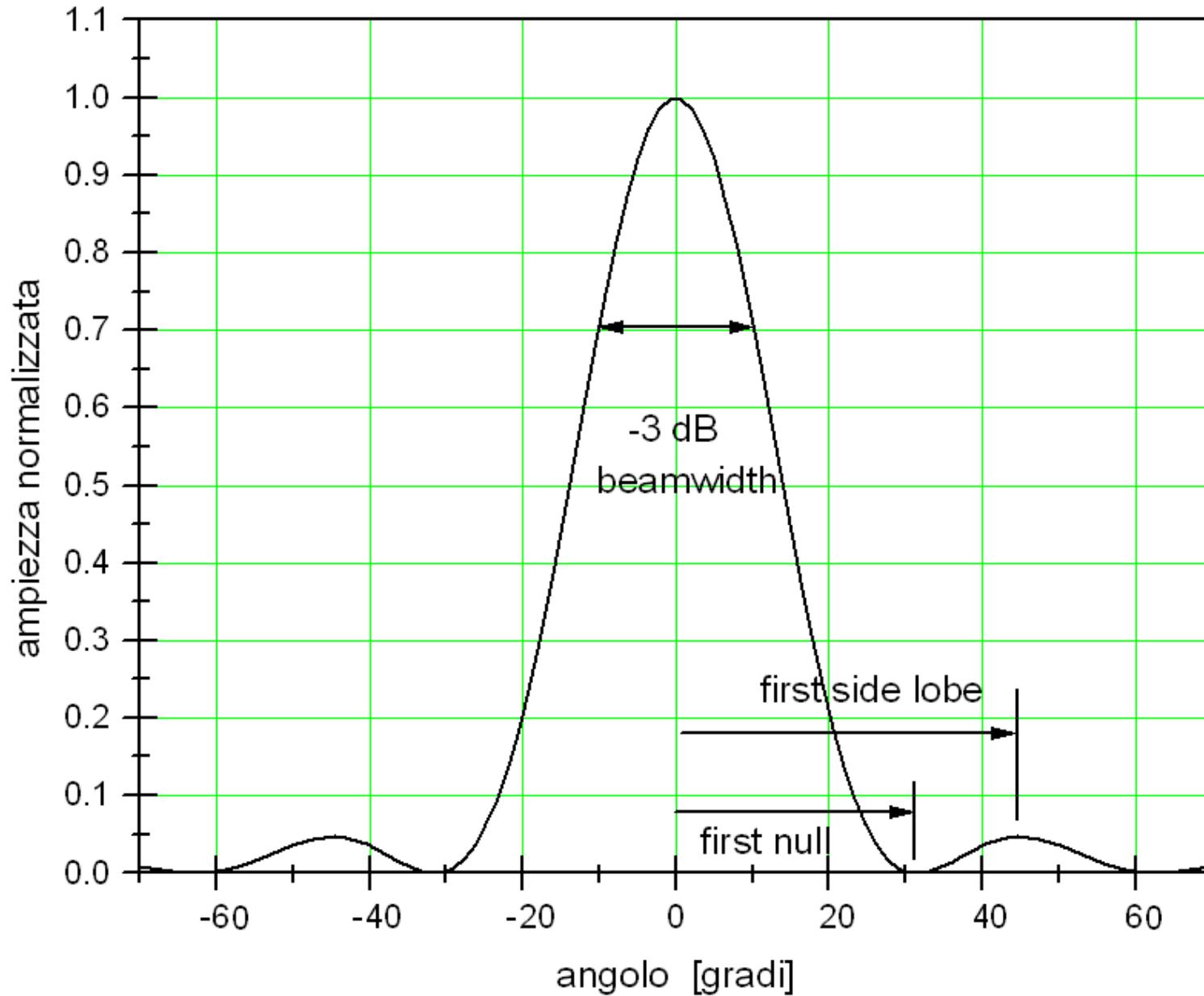
ONDA ELETTROMAGNETICA

polarizzazione ANTENNA

	polarizzazione lineare		polarizzazione circolare	
	H	V	RHCP	LHCP
orizzontale	0	∞	3	3
verticale	∞	0	3	3
circolare dx	3	3	0	∞
circolare sx	3	3	∞	0

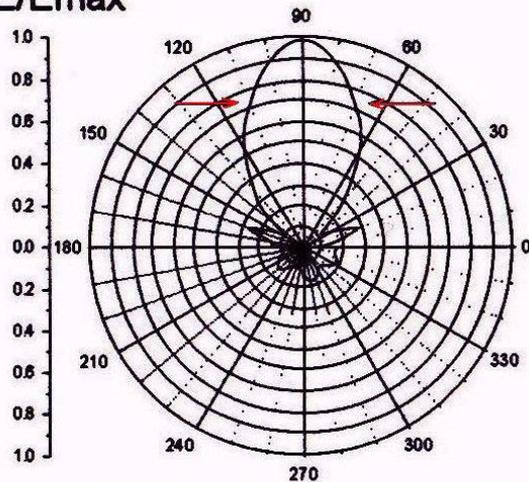
Attenuazione (in dB) da mismatching di polarizzazione

DIAGRAMMA DI RADIAZIONE H, V



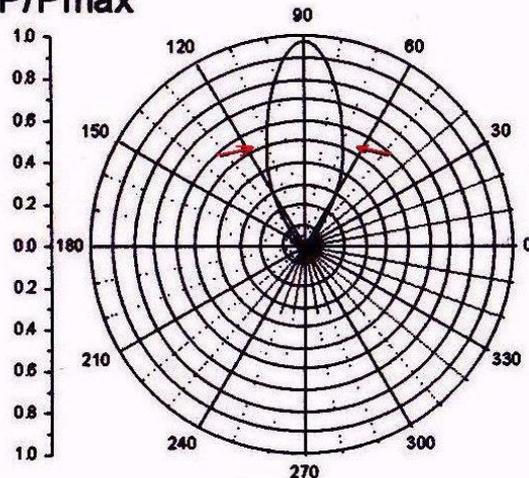
DIAGRAMMI DI RADIAZIONE

E/E_{max}



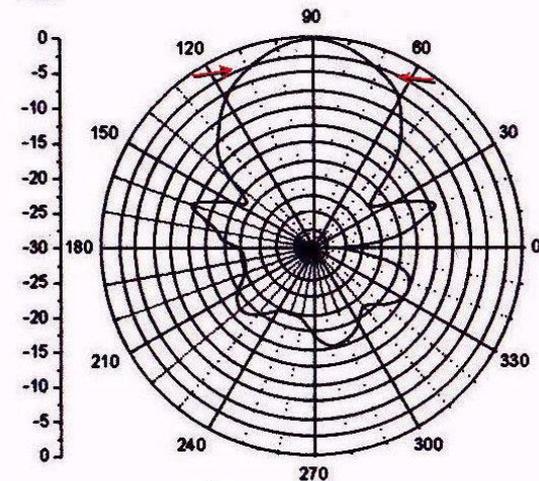
a

P/P_{max}



b

dB



c

Diagrammi di radiazione che riportano grandezze diverse di una medesima antenna. Le tre grandezze sono legate tra loro da leggi matematiche che permettono facilmente di passare da una all'altra. I tre diagrammi riportano pertanto le stesse informazioni. Le frecce indicano la larghezza di banda a -3 dB, uguale per i tre diagrammi.

GUADAGNO D'ANTENNA

Il guadagno d'antenna (o di sistema d'antenna) è definito come il rapporto tra l'intensità di campo in un punto sufficientemente distante in una particolare direzione ed il campo generato da un'antenna di riferimento (normalmente isotropo oppure dipolo).

Il dipolo, avendo un minimo di direttività, presenta un guadagno di 1.64 volte rispetto all'isotropo, ovvero +2.15 dBi).

Si può calcolare anche l'area equivalente intercettata dall'antenna ricevente (stessa di trasmittente). Questa è legata al guadagno G_i ed è data da:

$$A_e = \frac{G_i \lambda^2}{4 \pi}$$

dove: $\frac{\lambda^2}{4 \pi}$

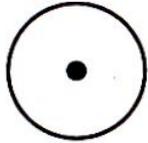
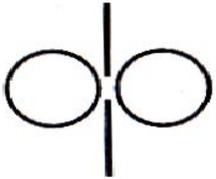
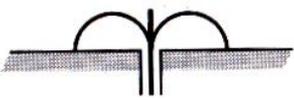
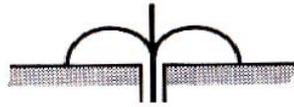
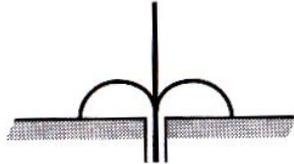
è l'area equivalente dell'antenna isotropa

DIRETTIVITA'

E' il rapporto tra l'ampiezza del campo nella direzione di massima radiazione e la media irraggiata dalla stessa antenna in tutte le direzioni.

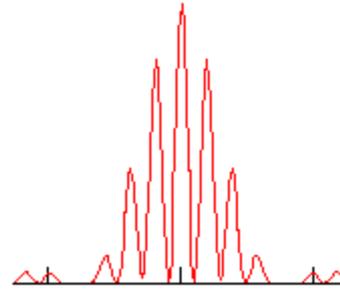
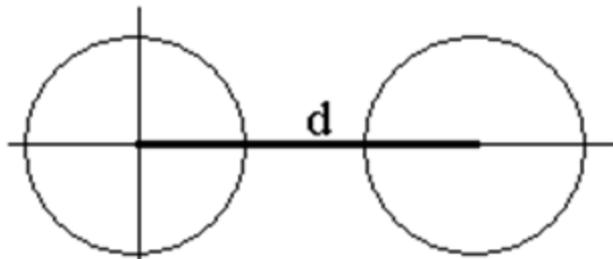
NON CONFONDERE, QUINDI, DIRETTIVITA' E GUADAGNO !

Un dipolo molto corto ($1/100 \lambda$, per esempio) mantiene una certa direttività ($D = 1.5$), ma il suo guadagno rispetto ad un dipolo $\lambda/2$ è solo una piccola frazione.

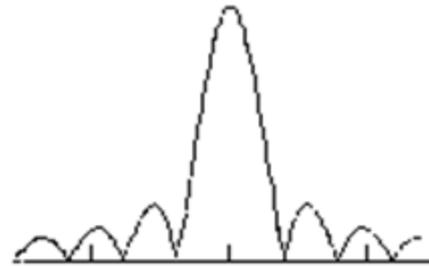
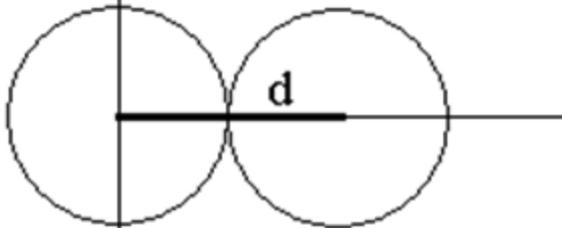
Antenna type	Field pattern	Directivity	Gain dB _i	Gain dB _d
Isotropic		1.00	0	-2.16
Short dipole		1.50		
$\lambda/2$ dipole		1.64	2.16	0
Short monopole		3.00		
$\lambda/4$ monopole		3.28	5.2	3.04
$\lambda/2$ monopole		4.80	6.8	4.64
Small loop		1.50		

From:
 J.D.Kraus, R. J.Marhefka
 Antennas, McGraw-Hill (2003)

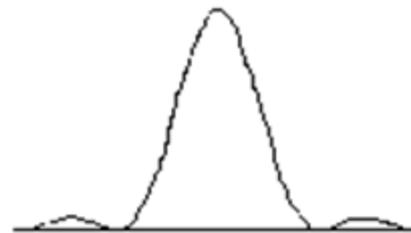
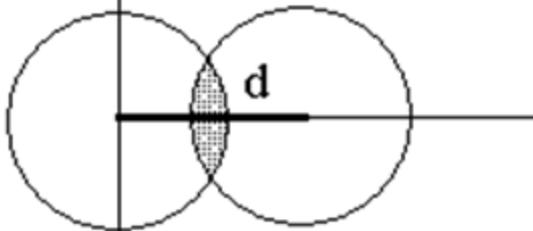
ARRAY DI ANTENNE



Area di cattura in funzione della distanza d di un array di due antenne uguali ed in fase.



Esempi tipici di lobi di radiazione in funzione della distanza d .



SISTEMI CON TILT ANGLE

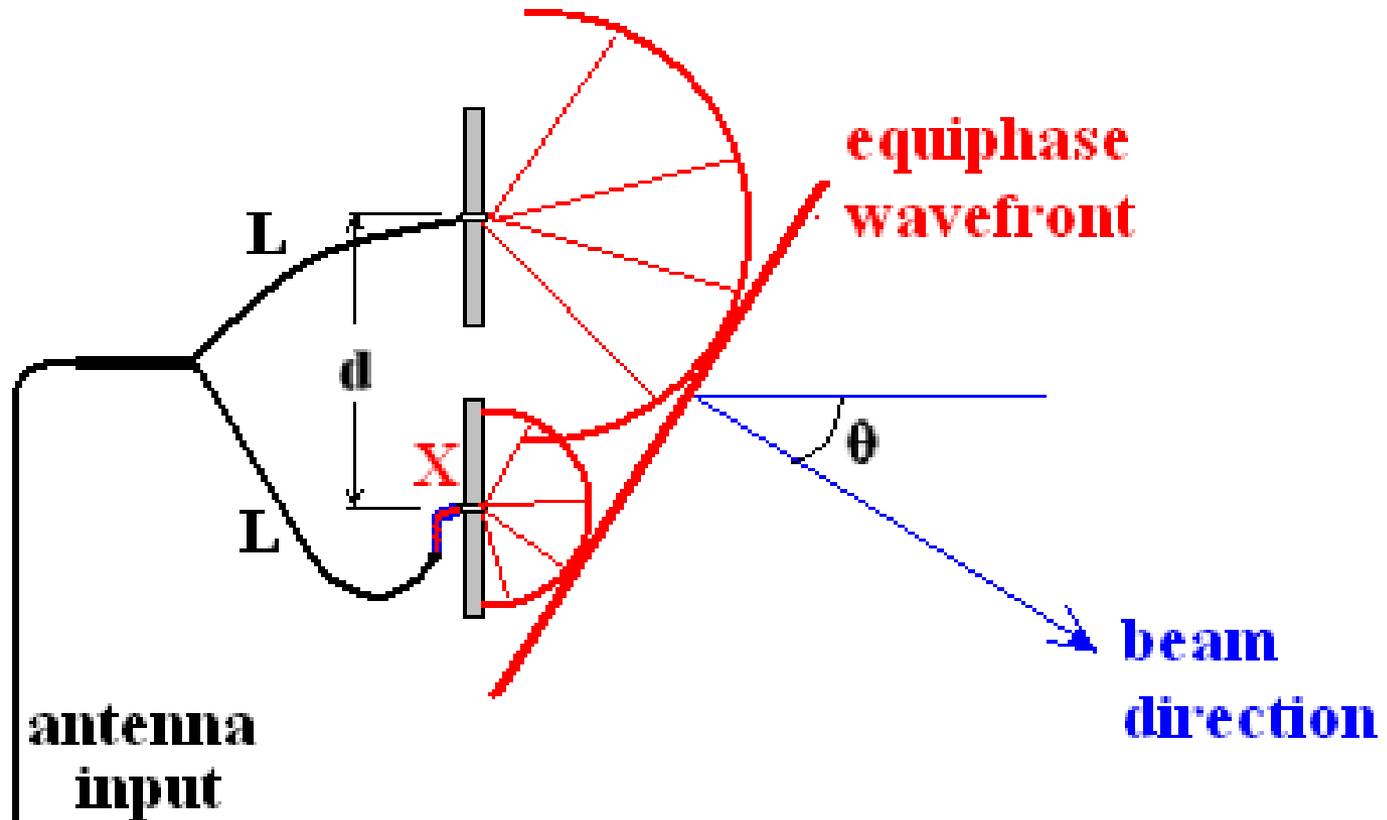
I vari elementi di una array verticale sono alimentati con cavi di lunghezza diversa. Questo porta ad un abbassamento del lobo, molto utile quando l'antenna è posta su un'altura e so deve servire un'area sottostante.

Nell'esempio seguente, con due soli elementi, un cavo è più lungo dell'altro di una lunghezza X .

Questo allungamento comporta un ritardo di fase di :
 $\Delta\Phi = 2 \pi \cdot X/\lambda$ in radianti.

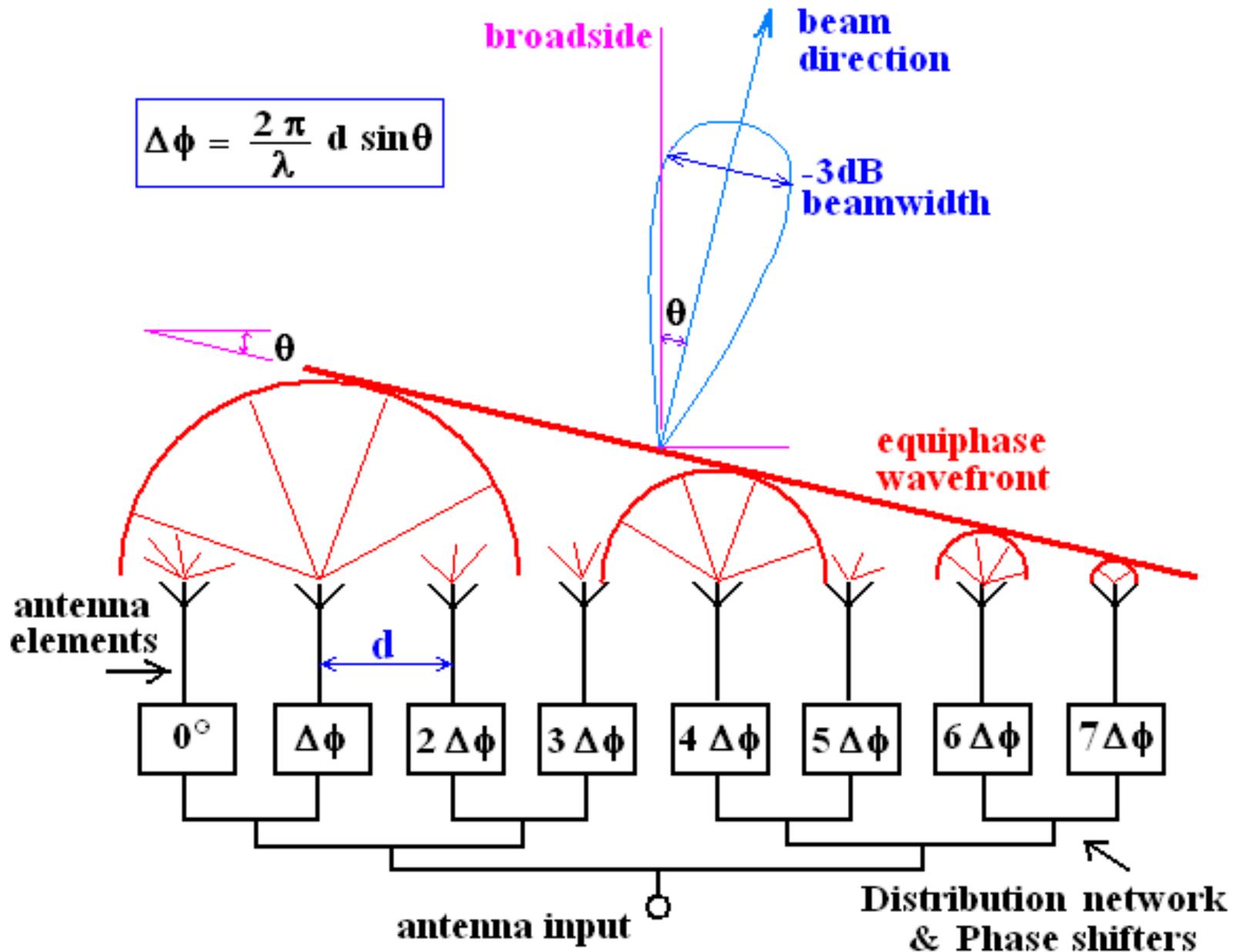
Nell'array verticale, quando l'elemento inferiore viene raggiunto dal segnale, lo stesso segnale è stato già irraggiato qualche istante prima dall'elemento in alto. Risultato: il fronte d'onda è incurvato verso il basso.

SISTEMI CON TILT ANGLE



$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta$$

ANTENNE CON LOBO CONTROLLATO ELETTRONICAMENTE



ANTENNE CON LOBO CONTROLLATO ELETTRONICAMENTE

Se l'antenna è costituita da tanti elementi disposti in un piano, alimentando ogni elemento con potenza e fase opportuna, è possibile ottenere lobi di radiazione di forma opportuna, con direzione variabile ed è possibile anche controllare il livello dei lobi laterali secondari.

LINEE DI TRASFERIMENTO

ESEMPI:

Linea bilanciata



$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{d}{r}$$

ϵ_r = costante dielettrica relativa dell'isolante

Cavo coassiale



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{d_1}{d_2}$$

IMPEDENZA CARATTERISTICA DI CAVO O LINEA

Se applichiamo un segnale all'estremità di un cavo, comincerà a scorrere corrente indipendentemente dalla lunghezza della linea (la corrente iniziale "non vede" la fine del cavo, data la limitata velocità di propagazione).

Il valore della corrente iniziale è solo dovuto alle caratteristiche fisiche del cavo o della linea (induttanza/m e capacità/m).

Il fattore di proporzionalità è:

$$I = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} V = \frac{1}{Z_0} V$$

con: $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Z_0 ha le dimensioni di una impedenza; da qui il termine Impedenza Caratteristica e si misura in ohm.

Anche se misurata in ohm, non è una resistenza e non dissipa!

In generale, dovendo accettare la possibilità di una attenuazione del segnale durante la propagazione lungo la linea, con presenza, quindi, di una componente resistiva, occorre usare per Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L - j \frac{R}{\omega}}{C - j \frac{R}{\omega}}}$$

Con R, L, C valori per unità di lunghezza

In questo caso generale la costante di propagazione è: $\gamma = \alpha + j\beta$
La costante di attenuazione α indica la rapidità con cui si riduce l'ampiezza dell'onda che si propaga lungo la linea e si misura in Np/m (1 Np = 8.686 dB) e la costante di fase β indica la rapidità con cui cambia la fase lungo z: vale $\beta = 2\pi/\lambda$ e si misura in rad/s .

Se si può trascurare l'attenuazione della linea, $\alpha = 0$ e la costante di propagazione è solo : $j\beta$. Conseguentemente il valore Z_0 è reale e vale:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Normalmente si assume la linea NON dispersiva. I valori delle componenti RLC sono indipendenti dalla frequenza
Se così non è, in caso di segnali a banda larga o linee molto lunghe, si può arrivare a distorsione del segnale..

LINEE DI TRASFERIMENTO

cavo coassiale ($Z_0 = 50 \div 75 \ \Omega$)

linea bifilare ($Z_0 = 200 \div 300 \ \Omega$)

filo singolo ($Z_0 = 500 \div 800 \ \Omega$)

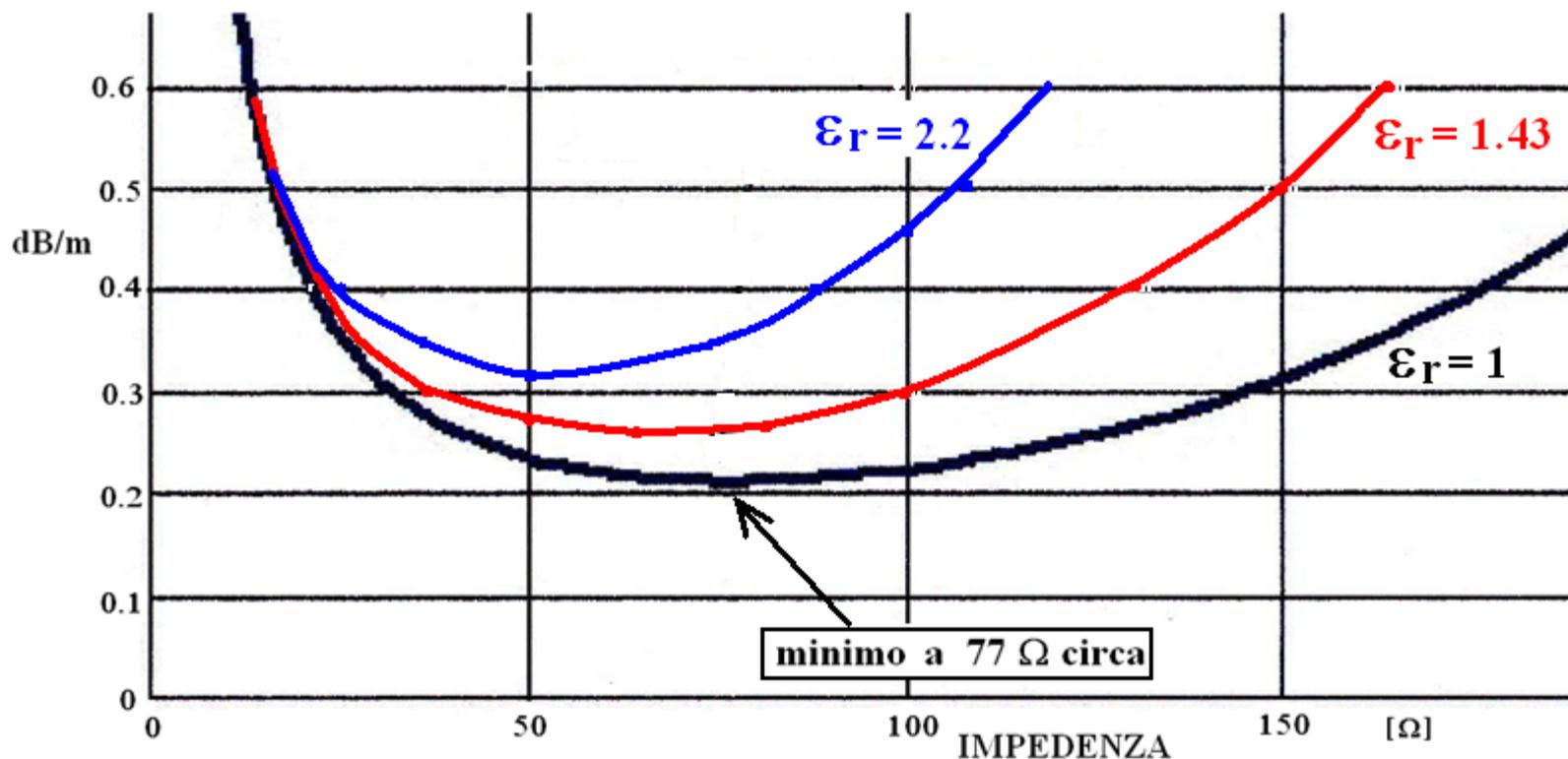
CAVI COASSIALI

TIPO	Impedenza caratteristica [Ω]	Capacità/m [pF/m]	Induttanza/m [nH/m]	Fattore velocità	Diametro esterno [mm]
RG8	50	83	208	0.80	10.3
RG8A	52	97	263	0.66	10.3
RG11	75	67	379	0.66	10.3
RG58	50	83	211	0.79	5.0
RG59	75	55	317	0.79	6.2
RG213	50	97	253	0.66	10.2

Attenzione: grande variabilità delle caratteristiche tra vari costruttori

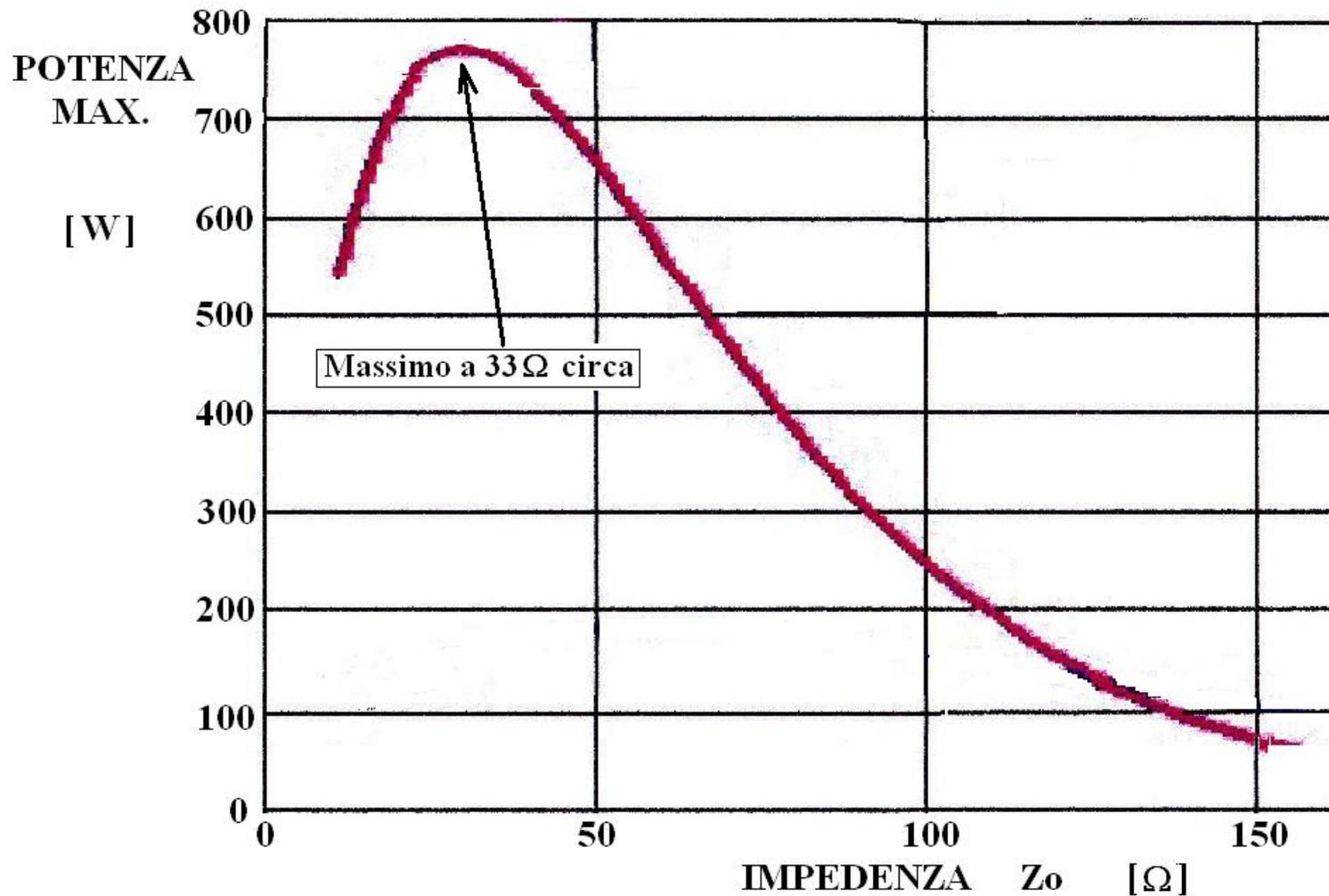
Perché Z_0 è spesso 50 o 75 Ω ?

ATTENUAZIONE



Esempio tipico di attenuazione di cavo coassiale in funzione della sua impedenza caratteristica.

Con dielettrico aria ($\epsilon_r = 1$) il minimo di attenuazione si ha con $Z_0 = 77 \Omega$ circa.



Stesso esempio. Potenza massima applicabile al cavo (dielettrico aria). Il massimo della potenza applicabile si ha con $Z_o = 33 \Omega$ circa.

Il valore di 50Ω per l'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è un compromesso tra il valore di 30Ω (max. potenza applicabile) ed il valore di 77Ω (minime perdite), tutto con $\varepsilon_r = 1$.

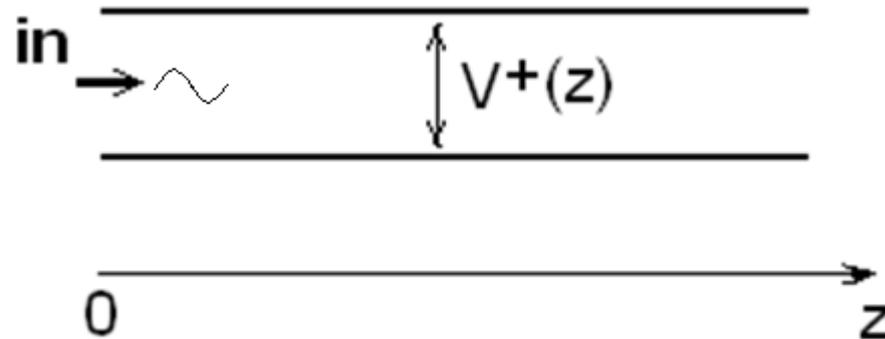
Il valore di Z_0 che minimizza le perdite cambia con la ε_r del dielettrico e si sposta verso valori più bassi di Z_0 .

Da notare che il cavo con Z_0 elevata richiede un conduttore centrale più piccolo e meno costoso che rende il cavo stesso più flessibile.

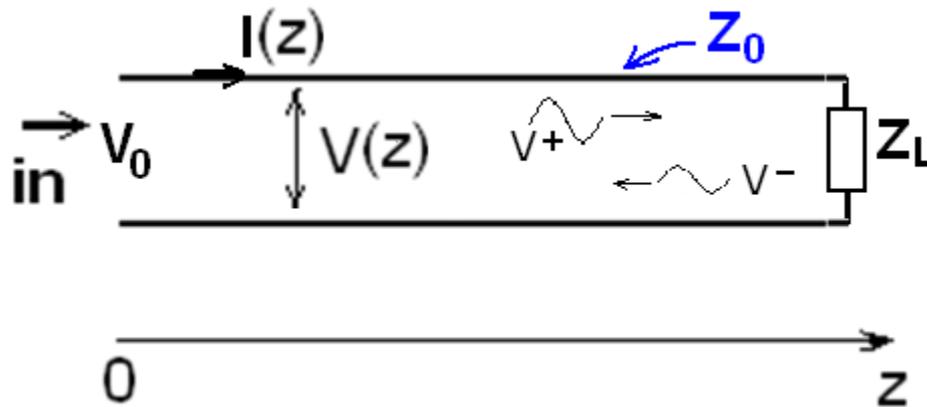
Applicato un segnale all'ingresso di una linea, questo si propaga come un'onda di tensione descritta da

$$V^+(z) = V_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-\gamma z}$$

lungo la direzione crescente delle coordinate z .



Tensioni e correnti lungo la linea



$$V(z) = V^+(z) + V^-(z)$$

$$I(z) = I^+(z) - I^-(z)$$

$$V^+(z) = V_0 e^{-j\beta z}$$

$$V^-(z) = V_0 e^{+j\beta z}$$

$$I^+(z) = V_0/Z_0 e^{-j\beta z}$$

$$I^-(z) = -V_0/Z_0 e^{+j\beta z}$$

Tensioni e correnti con indice + caratterizzano onde incidenti

Tensioni e correnti con indice - caratterizzano onde riflesse

L'onda riflessa di tensione ha lo stesso segno dell'onda incidente,

L'onda riflessa di corrente ha segno opposto.

ADATTAMENTO DELLA LINEA

E' possibile trovare un valore di resistenza di carico posta al secondo estremo di una linea che assorba tutta la potenza in arrivo e che non dia luogo ad alcuna riflessione.

Il valore della resistenza di carico deve essere uguale al valore dell'impedenza caratteristica della linea (linea e carico adattati).

Se, invece, il carico presenta un'impedenza reattiva o, se resistiva, diversa dal valore dell'impedenza caratteristica della linea, una frazione dell'onda che arriva al carico è costretta a ritornare indietro sulla stessa linea.

Il coefficiente di riflessione Γ è proprio il rapporto tra le ampiezze delle due onde (V_r e V_d) con le rispettive fasi.

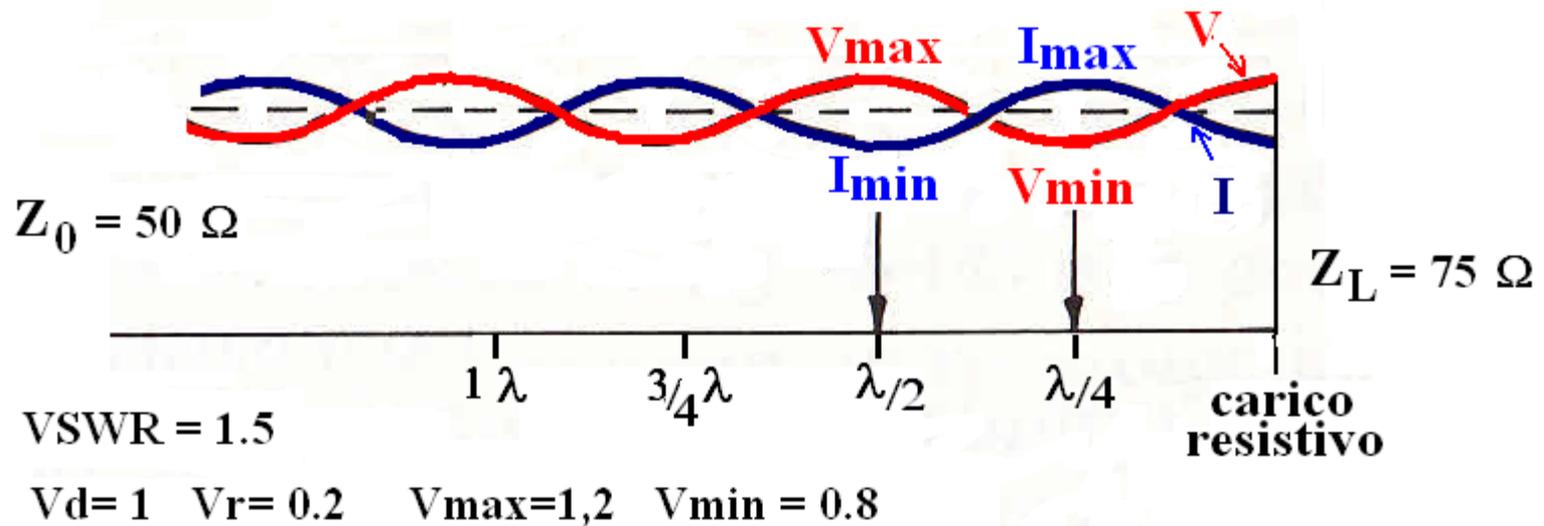
Le due onde, sommandosi con le rispettive fasi lungo la linea danno luogo a dei massimi e dei minimi lungo la linea stessa in posizione ben definite (V_{\max} e V_{\min}).

Il rapporto tra $|V_{\max}|$ e $|V_{\min}|$ è il rapporto onde stazionarie, ROS ovvero VSWR.

In condizioni di disadattamento, la tensione e la corrente lungo la linea non mantengono lo stesso valore lungo la linea, ma variano da punto a punto con andamento periodico di $\lambda/2$. Si ritroverà lo stesso valore di massimo (ventre) o di minimo (nodo) a distanza di $\lambda/2$ (ovvero minimo e massimo sono distanti $\lambda/4$).

Ad ogni ventre di tensione corrisponde un nodo di corrente e viceversa.

La posizione dei nodi e dei ventri lungo la linea dipende, quindi, dal valore del carico e dalla distanza dal carico stesso. Se il carico è resistivo il minimo o massimo è distante $\lambda/4$ dal carico.



RAPPORTO ONDE STAZIONARIE

$$|\Gamma| = \frac{|V_r|}{|V_d|} = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = \sqrt{\frac{P_r}{P_d}}$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{|Z_L + Z_0| + |Z_L - Z_0|}{|Z_L + Z_0| - |Z_L - Z_0|} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

dove:

$|\Gamma|$ è il modulo del coefficiente di riflessione che definisce il disadattamento del carico Z_L rispetto all'impedenza caratteristica Z_0 della linea

VSWR è il rapporto onde stazionarie (in tensione), ovvero il ROS.

$|V_r|$ e $|V_d|$ sono rispettivamente l'ampiezza in tensione delle onde diretta e riflessa, misurate al carico.

V_{\max} e V_{\min} sono i massimi e minimi dell'ampiezza dell'onda lungo la linea e vale: $V_{\max} = |V_d| + |V_r|$ e $V_{\min} = |V_d| - |V_r|$.

Esempio:

Un'antenna Ground Plane ($Z_L = 36 \Omega$), perfettamente posizionata è alimentata con cavo di impedenza caratteristica $Z_0 = 52 \Omega$, alla sua frequenza di risonanza. Quale si presume sia il VSWR osservato ai morsetti d'antenna ?

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = \left| \frac{36 - 52}{36 + 52} \right| = 0.18$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + 0.18}{1 - 0.18} = 1.44$$

continua esempio:

Qual è la frazione di potenza riflessa?

Conoscendo $|\Gamma|$, si trova subito:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_r}{P_d}} = 0.18$$

da cui (supposto $P_d = 1$):

$$P_r = 0.18^2 = 0.03$$

Il 3% della potenza che arriva all'antenna viene riflesso per disadattamento di impedenza.

Se siamo a frequenze basse o, comunque, tali che le perdite della linea sono trascurabili, utilizzando un tuner al trasmettitore, l'onda riflessa viene rispedita verso il carico dove viene quasi totalmente irraggiata.

Il rendimento dell'antenna è prossimo ad 1, pur mostrando un ROS in linea.

continua esempio:

Se, invece, pur nelle stesse condizioni ottimali, la Ground Plane mostra un VSWR = 1, cosa dobbiamo pensare?

L'impedenza d'antenna, vista ai suoi morsetti, è 52 Ω , di cui $R_r = 36 \Omega$ (resistenza di radiazione) e $R_p = 16 \Omega$ (resistenza di perdita).

In questo caso, il rendimento dell'antenna è:

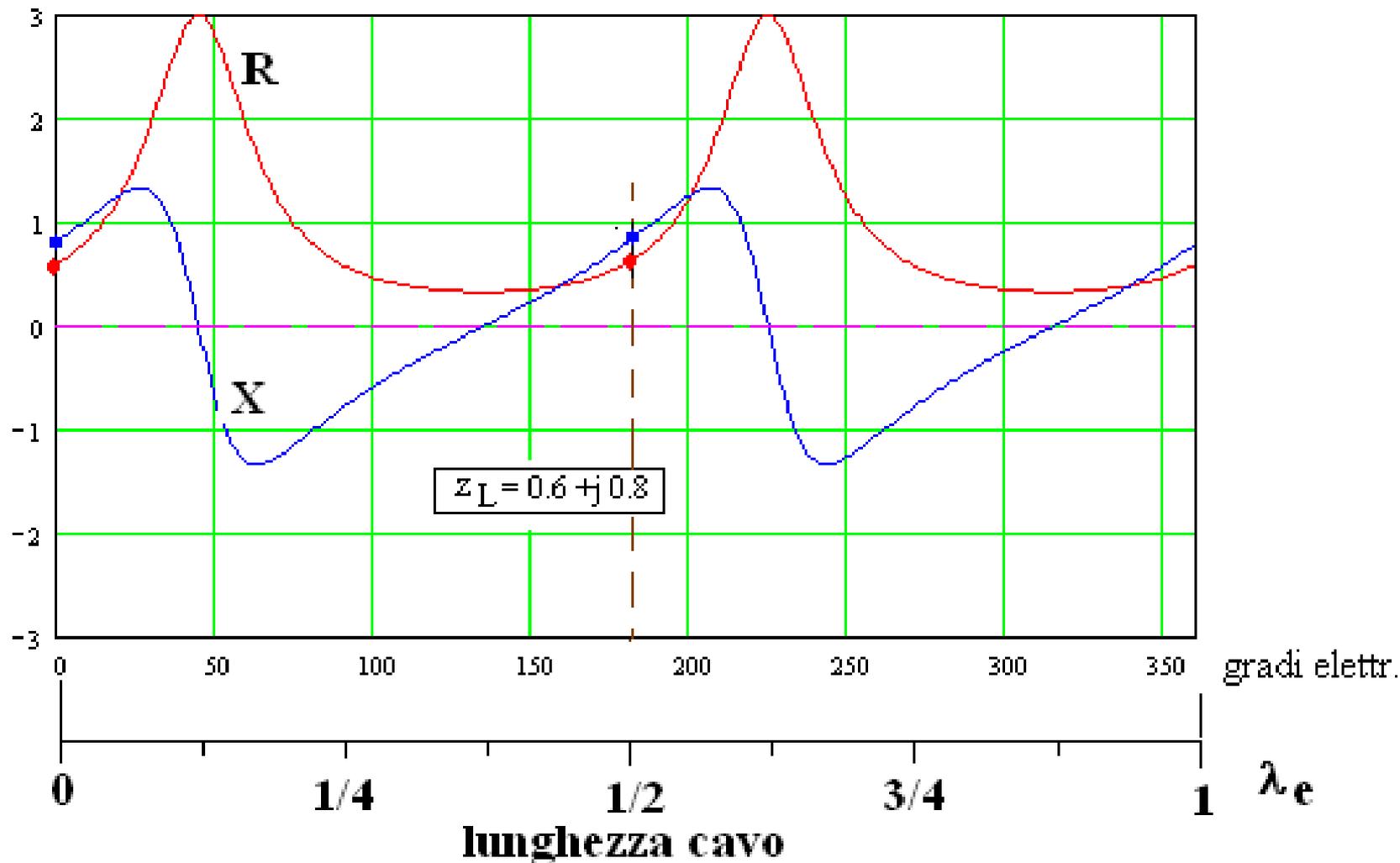
$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} = \frac{36}{36 + 16} = 0.72$$

Ovvero, solo il 72 % della potenza arrivata in antenna viene effettivamente irradiata a distanza; il rimanente 28 % viene utilizzato dall'antenna per “scaldare” i dintorni, verosimilmente il terreno od il fogliame degli alberi vicini!

Con generico carico Z_L , l'impedenza cambia lungo la linea, ovvero l'impedenza d'ingresso cambia secondo la lunghezza della linea.

I valori si ripetono ogni $\lambda / 2$.

**Resistenza e reattanza di ingresso
normalizzata**



Variatione dell'impedenza d'ingresso della linea in funzione della sua lunghezza.
Esempio: $Z_L = 30 + j40 \ \Omega$, $Z_0 = 50 \ \Omega$, $z_L = 0.6 + j0.8$

Return loss

Il return loss è la perdita di potenza di segnale a causa della riflessione da una discontinuità nella linea di trasmissione o dal carico.

Usualmente viene espresso in decibel (dB).

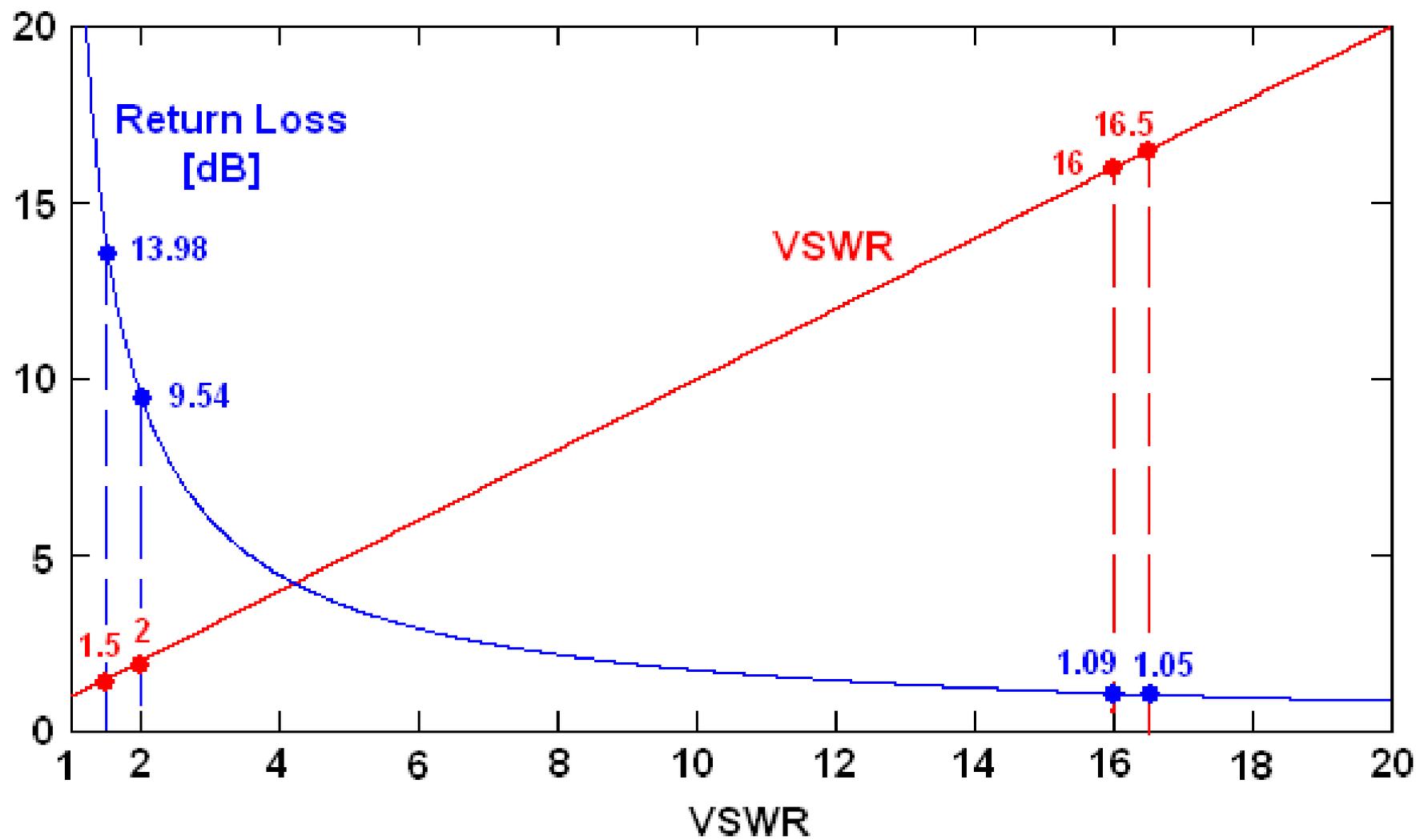
$$RL \text{ (dB)} = -10 \log_{10} \frac{P_r}{P_i}$$

dove $RL(\text{dB})$ è il return loss in dB, P_i è la potenza incidente e P_r è la potenza riflessa.

Il Return loss è legato allo standing wave ratio (SWR) ed al coefficiente di riflessione (Γ).

All'aumento del return loss corrisponde una diminuzione del SWR. Il matching è buono se il return loss è espresso da un numero grande. Il return loss è usato in VHF e superiori perché offre una risoluzione maggiore per piccoli valori di onda riflessa.

Return Loss oppure VSWR ?



Return Loss oppure VSWR ?

Esempio: per una piccola variazione numerica del VSWR, il Return Loss cambia conseguentemente.

Se il valore del VSWR è alto (da 16.0 a 16.5, nell'esempio), il Return Loss cambia di pochissimo (da 1.09 a 1.05). Per una migliore risoluzione è più conveniente utilizzare proprio il VSWR.

Se, invece, il valore di VSWR è basso (da 1.5 a 2.0, nell'esempio), una variazione di 0.5 nel valore del VSWR produce una variazione di ben 4.44 dB nel valore di Return Loss.

In HF , dove si possono sopportare valori di VSWR elevati, è più usato proprio il VSWR .

In VHF e superiori, dove si cerca sempre di minimizzare “le stazionarie”, è di gran lunga più usato il Return Loss (RL) espresso in dB.

TABELLA VSWR

	Γ	Z_L	VSWR	RL	V_r, V_d	V_{Max}, V_{min}	P_r, P_d
Γ	—	$\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$			$\frac{V_r}{V_d}$		
$ \Gamma $	$ \Gamma $	$\left \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right $	$\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$	$10^{-\frac{RL}{20}}$	$\frac{ V_r }{ V_d }$	$\frac{V_{Max} - V_{min}}{V_{Max} + V_{min}}$	$\sqrt{\frac{P_r}{P_d}}$
VSWR	$\frac{1 + \Gamma }{1 - \Gamma }$	$\frac{ Z_L + Z_0 + Z_L - Z_0 }{ Z_L + Z_0 - Z_L - Z_0 }$	—	$\frac{1 + 10^{-\frac{RL}{20}}}{1 - 10^{-\frac{RL}{20}}}$	$\frac{ V_d + V_r }{ V_d - V_r }$	$\frac{V_{Max}}{V_{min}}$	$\frac{1 + \sqrt{\frac{P_r}{P_d}}}{1 - \sqrt{\frac{P_r}{P_d}}}$
RL	$-10 \text{ Log } \Gamma ^2$ $-20 \text{ Log } \Gamma $	$-10 \text{ Log } \left \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right ^2$	$-20 \text{ Log } \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$	—	$-20 \text{ Log } \frac{ V_r }{ V_d }$	$-20 \text{ Log } \frac{V_{Max} - V_{min}}{V_{Max} + V_{min}}$	$-10 \text{ Log } \frac{P_r}{P_d}$
$\frac{P_r}{P_d}$	$ \Gamma ^2$	$\left \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right ^2$	$\left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2$	$\frac{1}{10^{-\frac{RL}{10}}}$	$\left \frac{V_r}{V_d} \right ^2$	$\left(\frac{V_{Max} - V_{min}}{V_{Max} + V_{min}} \right)^2$	—
$\frac{P_L}{P_d}$	$1 - \Gamma ^2$	$1 - \left \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right ^2$	$\frac{4 VSWR}{(VSWR + 1)^2}$	$1 - \frac{1}{10^{-\frac{RL}{10}}}$	$1 - \left \frac{V_r}{V_d} \right ^2$		$1 - \frac{P_r}{P_d}$
V_r, V_d			$\frac{ V_r }{ V_d } = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$			$ V_r = \frac{V_{Max} - V_{min}}{2}$ $ V_d = \frac{V_{Max} + V_{min}}{2}$	
V_{Max}, V_{min}					$V_{Max} = V_d + V_r $ $V_{min} = V_d - V_r $		

Le varie grandezze riportate in tabella si riferiscono a ciò che segue lo strumento di misura. Notare che non c'è nulla che riguardi ciò che è presente prima dello strumento (il generatore, per esempio, o altre sorgenti di riflessioni).

Riguardano, quindi, il risultato di una sola riflessione (quella del carico, per esempio).

ROS e POTENZA RIFLESSA

VSWR	Tensione riflessa [%]	Potenza riflessa [%]
1	0	0
1.1	5	0.2
1.2	9	0.8
1.3	13	1.7
1.4	17	2.8
1.5	20	4
1.6	23	5.3
1.7	26	6.7
1.8	29	8.2
1.9	31	9.6
2.0	33	11
2.5	43	18.4
3.0	50	25
4.0	56	36
5.0	67	44.4
10.0	82	67

Il ROS è un modo semplificato, allora, per descrivere il disadattamento tra impedenza caratteristica della linea e impedenza del carico.

Ma è così importante ? Serve sicuramente per fare dei conti..... al matematico interessato.

Ma al radioamatore?

Probabilmente il radioamatore è più interessato a sapere quanta potenza, così faticosamente generata dal trasmettitore, viene irraggiata dall'antenna.

Molto meno interessato a sapere qual è l'impedenza in un punto qualunque della linea o a conoscere il valore del ROS presso il trasmettitore o vicino all'antenna od in un punto qualunque della linea.

C'è solo un legame molto lasco tra i due fenomeni.

Potenza trasferita al carico.

Con un accoppiatore direzionale si misurino, al carico, la potenza diretta e la potenza riflessa (P_d e P_r).

Siano: $P_d = 120 \text{ W}$, $P_r = 40 \text{ W}$.

Quale potenza viene trasferita al carico ?

Quale potenza fornisce il trasmettitore?

Utilizzando le formule tabulate e sostituendo i valori dati, si ottiene:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_r}{P_d}} = \sqrt{\frac{40}{120}} = 0.577$$

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_r}{P_d}}}{1 - \sqrt{\frac{P_r}{P_d}}} = 3.73$$

$$P_L = P_d \left(1 - \frac{P_r}{P_d}\right) = 80 \text{ W}$$

E quale potenza deve fornire il trasmettitore ?

In assenza di attenuazione della linea: 80 W o 120 W. Dipende....

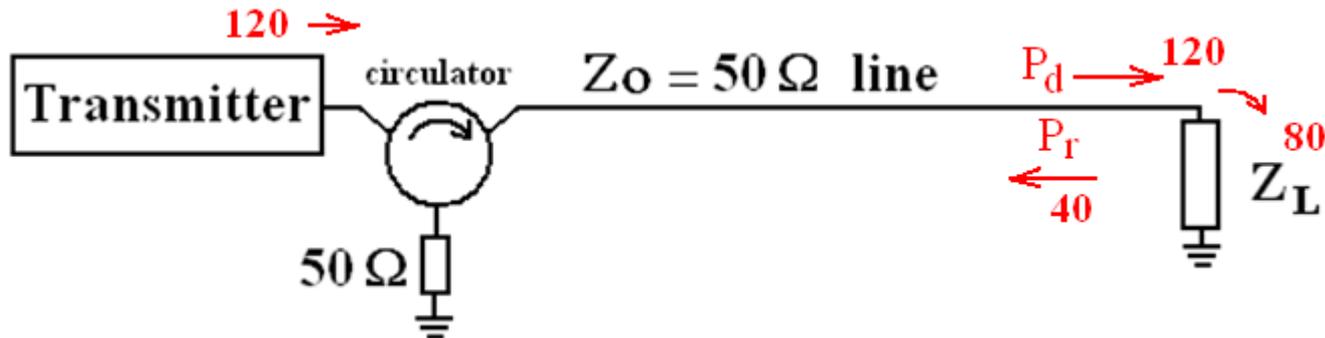
Da che cosa ? Ma è proprio vero?

1) Linea senza attenuazione.

Il VSWR non cambia lungo la linea. Le potenze misurate al termine della linea sono le stesse misurate in qualunque punto della linea.

- a) - UHF e microonde (sistemi banda larga, TV, circuiti stato solido con protezioni , ecc..)

Il trasmettitore vede sempre un carico di 50Ω , qualunque sia l'impedenza Z_L del carico..

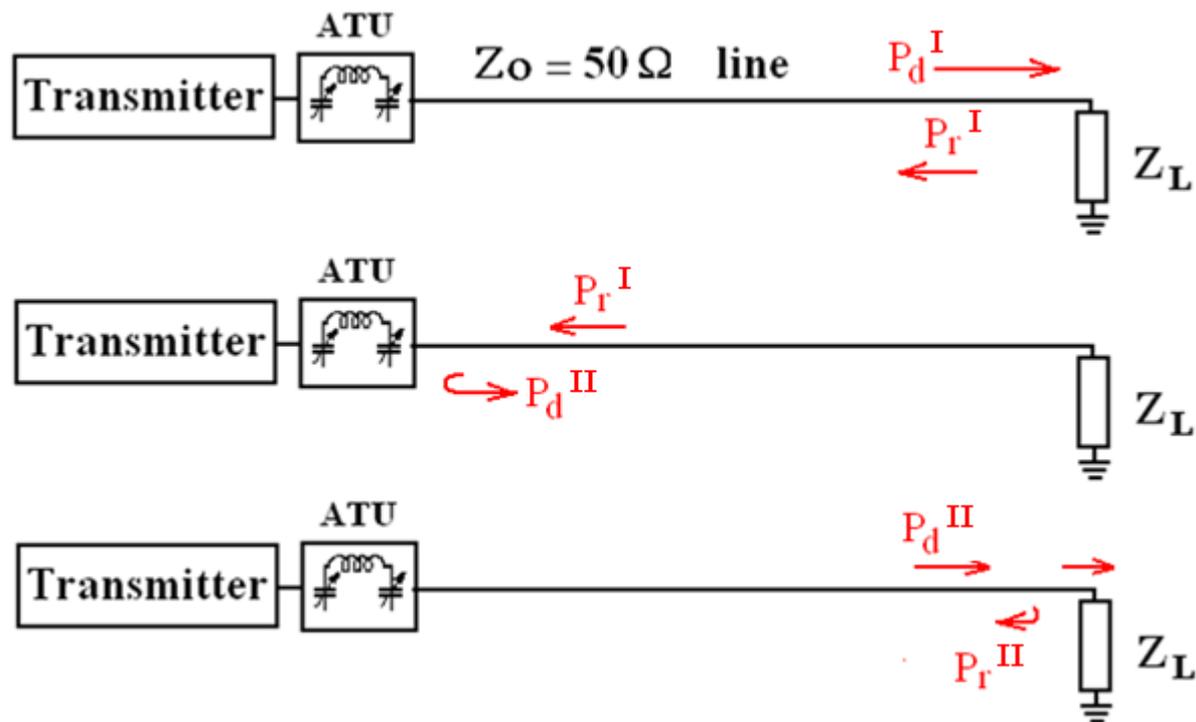


La potenza $P_r = 40 \text{ W}$, attraverso il circolatore, viene dissipata nella resistenza di 50Ω . Il carico Z_L vede la $P_L = P_d - P_r = 80 \text{ W}$.

Il generatore eroga $P_{TX} = 120 \text{ W}$.

b) Frequenze basse (HF) – Sistemi radioamatoriali.

Il trasmettitore è sempre matched alla linea (con ATU o con circuito pi-greco)



Il segnale che giunge al carico, trovando una Z_L diversa da Z_0 , viene in parte riflesso. Si avrà, in questo caso un primo contributo alla “Potenza diretta”, P_d^I e un primo contributo alla “potenza riflessa”, P_r^I .

Il coefficiente di riflessione è dato, in ogni caso, da:

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_d} \quad \text{ovvero:} \quad |\Gamma|^2 = \frac{P_r}{P_d}$$

Cosa succede alla potenza riflessa ?

Se il TX è matched alla linea (con ATU o circuito Pi-greco), la potenza riflessa verso il generatore viene qui re-riflessa verso il carico. Se l'attenuazione della linea è trascurabile, questa potenza ritorna verso il carico e si aggiunge, come secondo contributo, a formare la potenza diretta.

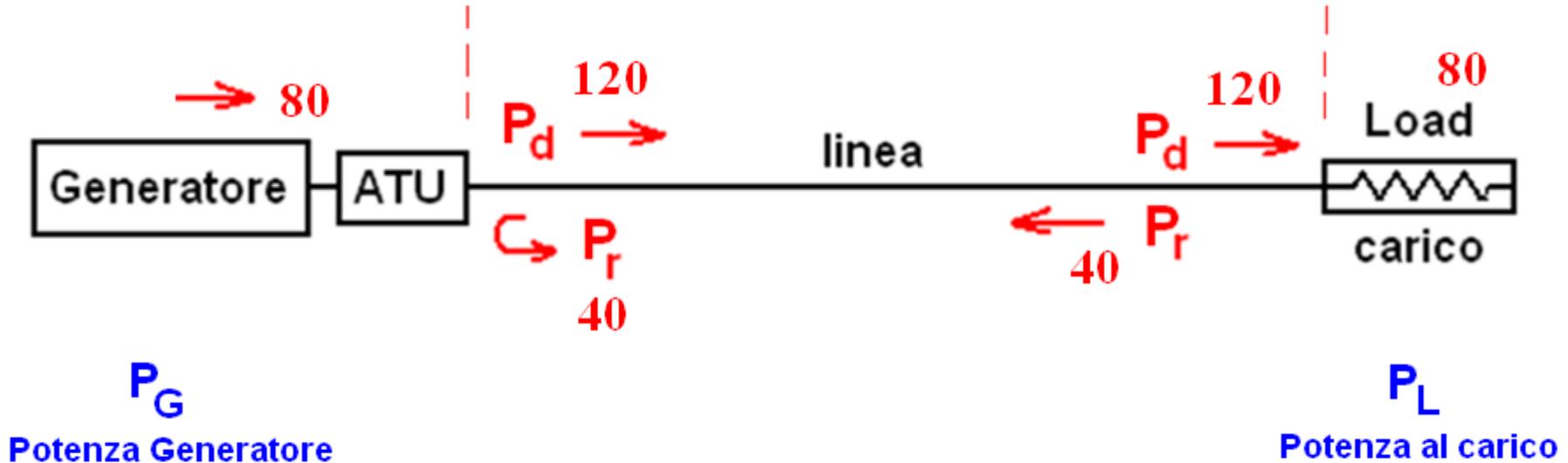
Chiaramente, quando questo contributo giungerà al carico subirà ancora una parziale riflessione (dovuta al mismatch).

Questa potenza riflessa riprende lo stesso andirivieni e. dopo tante altre riflessioni, **tutta la potenza giungerà al carico.**

Se il tipo di trasmissione tollera questo comportamento (segnali multipli al carico a breve distanza di tempo) questa configurazione è molto vantaggiosa.

In questo caso, tutta la potenza del trasmettitore giunge al carico.

Il trasmettitore deve fornire, quindi, 80 W.



$$P_G + P_r = P_d$$

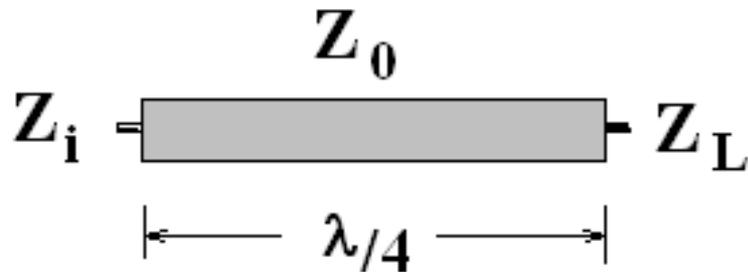
$$P_L = P_d - P_r$$

In questo secondo caso, il sistema comprende, infatti, due discontinuità che si elidono a vicenda: l' ATU, quando l'accordo è fatto bene, si comporta come una seconda discontinuità che presenta una impedenza complessa coniugata dell'impedenza presentata dalla linea. Le due riflessioni si annullano ed il trasmettitore vede una linea perfettamente matched.

In linea il ROS rimane inalterato, ma il trasmettitore vede la sua corretta impedenza di carico e fornisce la sua massima potenza.

Proprietà delle linee lunghe $\lambda/4$ e $\lambda/2$

Se un'antenna alla risonanza (impedenza reale) presenta un'impedenza ai morsetti di valore differente dal valore dell'impedenza caratteristica della linea di alimentazione, può essere adattata con un semplice spezzone di linea lungo $\lambda/4$, ma di impedenza caratteristica da determinarsi .



$$Z_i : Z_0 = Z_0 : Z_L$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_i \cdot Z_L}$$

Esempio:

se l'impedenza ai morsetti dell'antenna è $Z_L=100 \Omega$, ed il cavo di alimentazione ha impedenza caratteristica $Z_0 = 52 \Omega$ (RG-8A/U), è possibile inserire uno spezzone di linea lungo $\lambda/4$ di impedenza $Z_0=72 \Omega$ (valore medio proporzionale) per ottenere un perfetto adattamento e non avere più onde stazionarie lungo il cavo di discesa.

Esempio:

Nel caso di **linea ideale di impedenza caratteristica Z_0 terminata con corto circuito**, l'impedenza vista all'ingresso della linea è puramente immaginaria:

$$Z_L=0 \quad Z_i = j Z_0 \tan \beta l$$

dove: $\beta = 2\pi/\lambda$

l = distanza dalla terminazione

Si presentano alcune situazioni interessanti:

l	βl	$\tan \beta l$	Z_i
$\lambda/8$	$\pi/4$	1	$j Z_0$
$\lambda/4$	$\pi/2$	∞	$j \infty$
$3\lambda/8$	$3\pi/4$	-1	$-j Z_0$
$\lambda/2$	π	0	0

Linea chiusa in corto circuito

Nel caso di **linea ideale aperta ad una estremità**,
l'impedenza vista all'ingresso della linea è:

$$Z_L = \infty$$

$$Z_i = Z_0 / j \tan \beta l = -j \cot \beta l$$

L'impedenza d'ingresso è puramente immaginaria,
quindi non dissipativa.

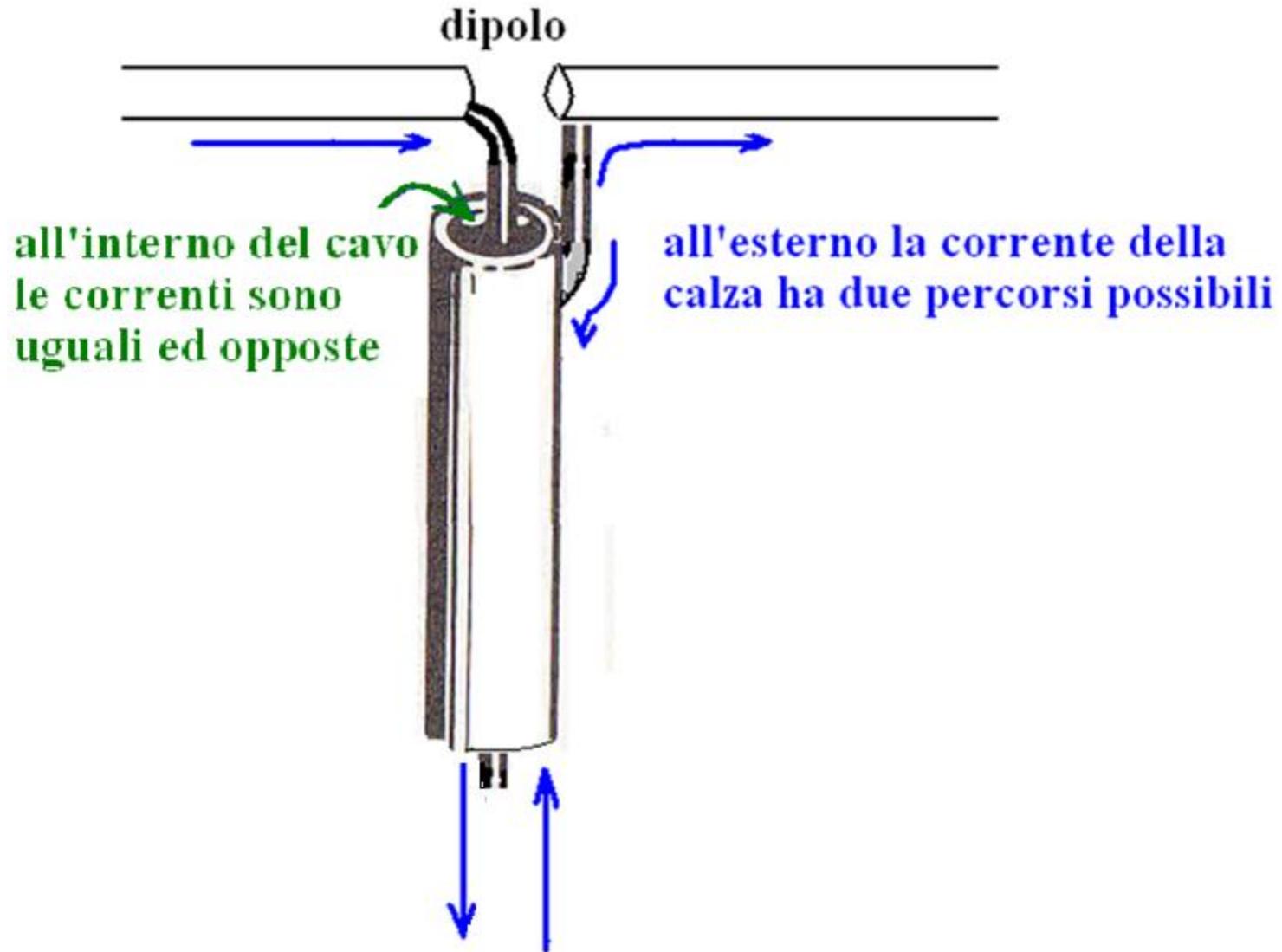
Si presentano alcune situazioni interessanti

l	βl	$\cot \beta l$	Z_i
$\lambda/8$	$\pi/4$	1	$-j Z_0$
$\lambda/4$	$\pi/2$	0	0
$3\lambda/8$	$3\pi/4$	-1	$j Z_0$
$\lambda/2$	π	∞	$-j \infty$

Linea aperta ad un estremo

Una linea lunga $\lambda/2$, qualunque sia la sua impedenza caratteristica, ha la proprietà di presentare all'ingresso lo stesso valore di impedenza del carico.

DIPOLO - Alimentazione sbilanciata

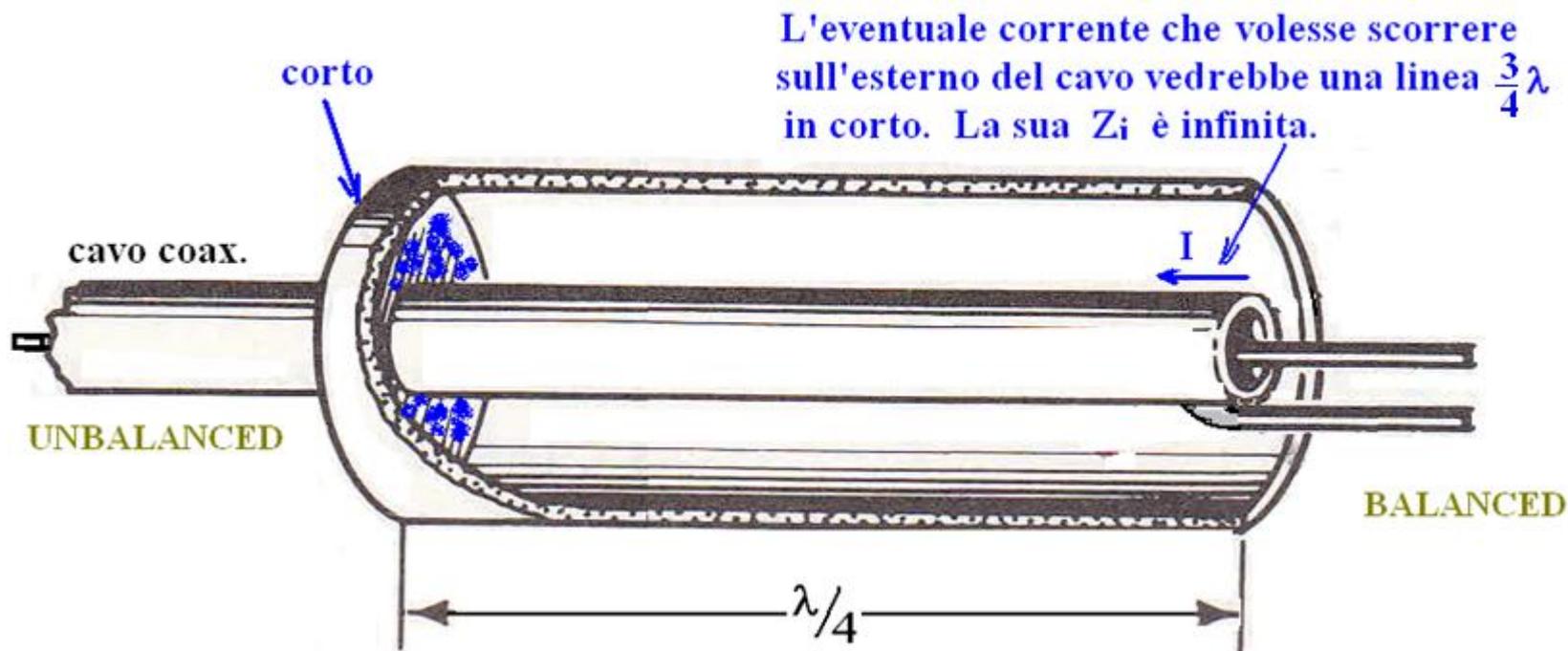


SIMMETRIZZATORE - BALUN

Il dipolo è un'antenna simmetrica, ed andrebbe alimentata con una linea di alimentazione simmetrica.

E' molto comodo, però, alimentarla con cavo coassiale (asimmetrico). In questo caso, però, si altera la distribuzione di correnti sui due bracci del dipolo e si altera il lobo di radiazione che non è più quello calcolato teoricamente.

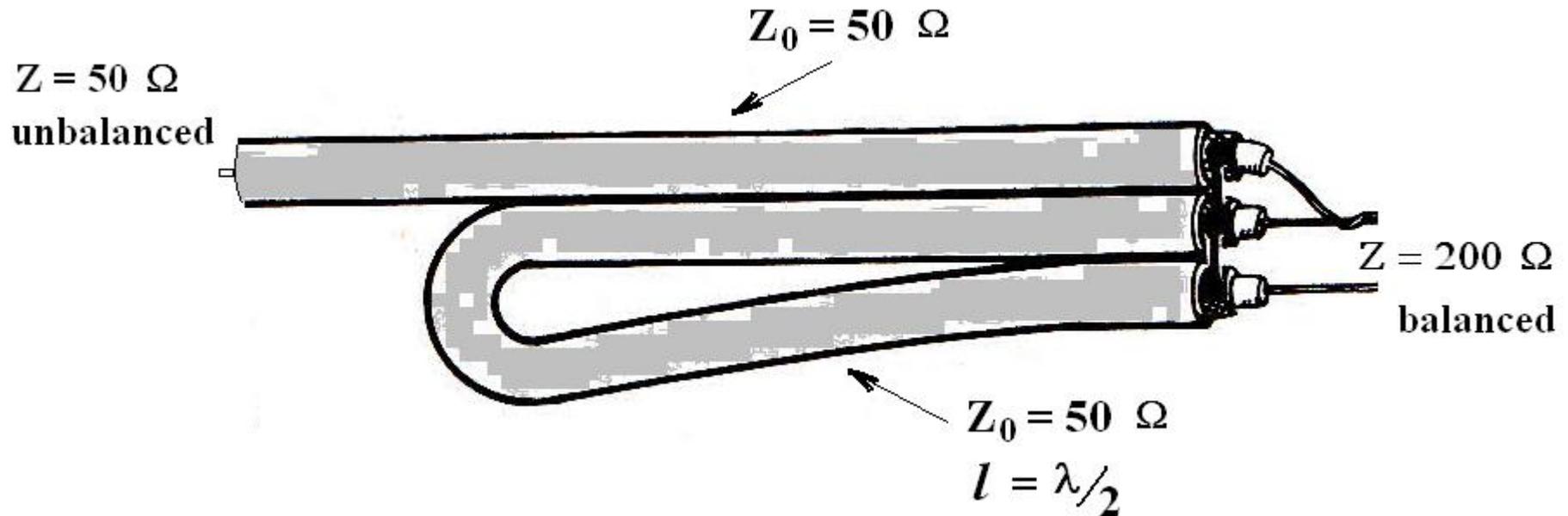
E' possibile, però, inserire un circuito di bilanciamento che costringe ad essere uguali le correnti nei due bracci del dipolo (ed evitare che correnti indesiderate scorrano all'esterno del cavo di alimentazione)



BALUN CON TRASFORMAZIONE DI IMPEDENZA

Mentre si agisce sulla simmetrizzazione è possibile anche trasformare l'impedenza.

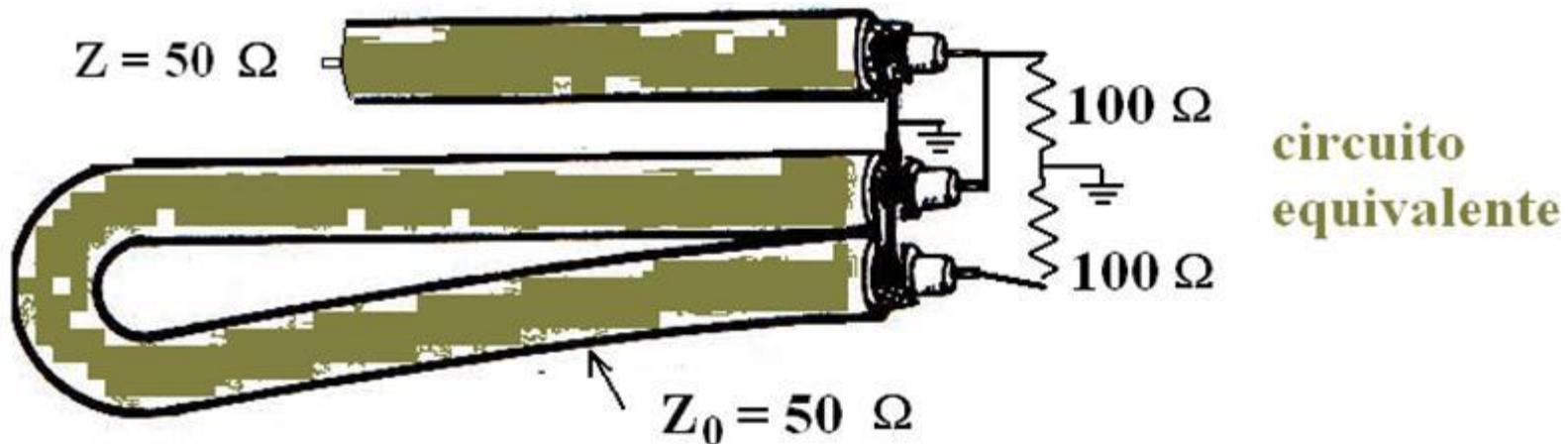
Il balun realizzato con spezzone di cavo lungo $\lambda/2$ consente l'alimentazione con cavo coassiale di un carico simmetrico e, contemporaneamente, effettua una trasformazione di impedenza di un fattore 4.

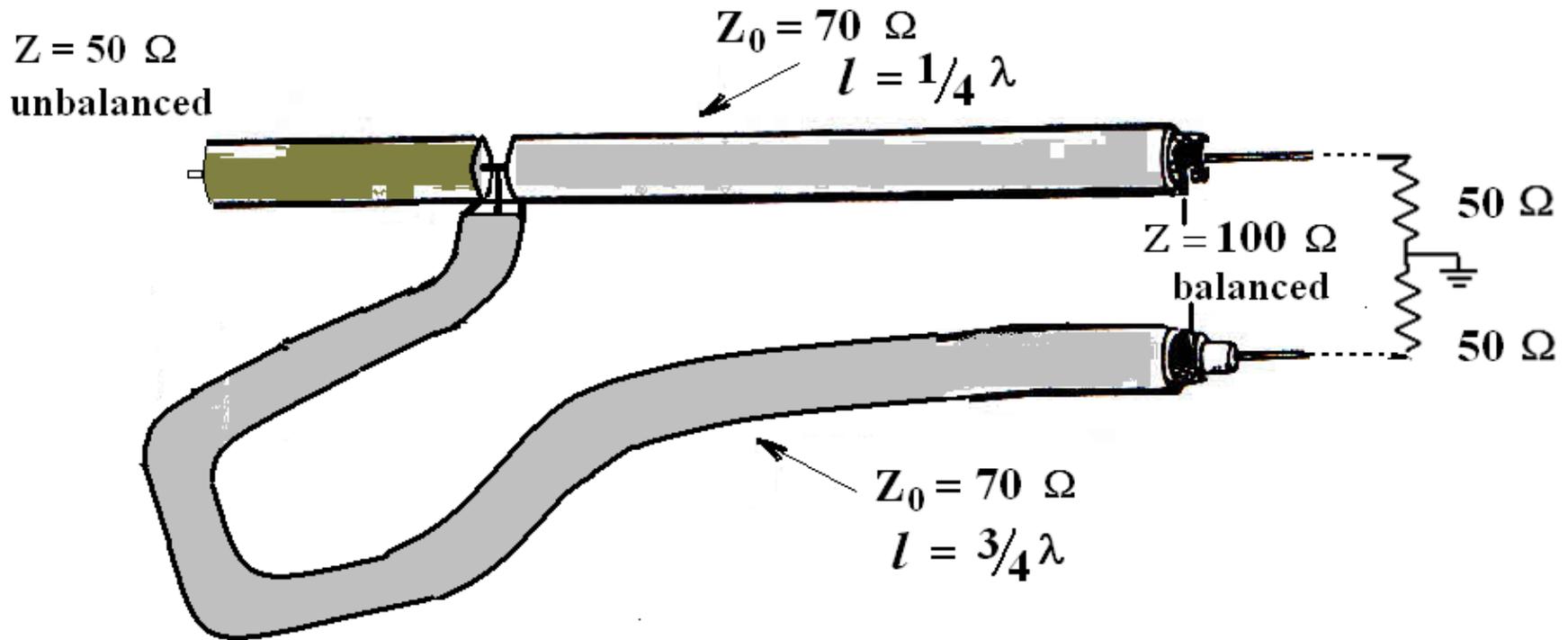


Funzionamento:

lo spezzone è lungo $\lambda/2$. La linea lunga $\lambda/2$ trasforma il carico di 100Ω in equivalenti 100Ω all'altro estremo.

Ci si ritrova, quindi, con due impedenze di 100Ω in parallelo che sono giustamente alimentate con cavo di impedenza caratteristica di 50Ω .





Funzionamento:

due spezzoni di cavo con $Z_0 = 70 \Omega$ lunghi $\lambda/4$ e $3/4 \lambda$ trasformano i rispettivi carichi di 50Ω in 100Ω all'ingresso degli spezzoni stessi, che, in parallelo, formano un'impedenza di 50Ω che può essere alimentata da un cavo di qualunque lunghezza di $Z_0 = 50 \Omega$.