

LE ONDE RADIO

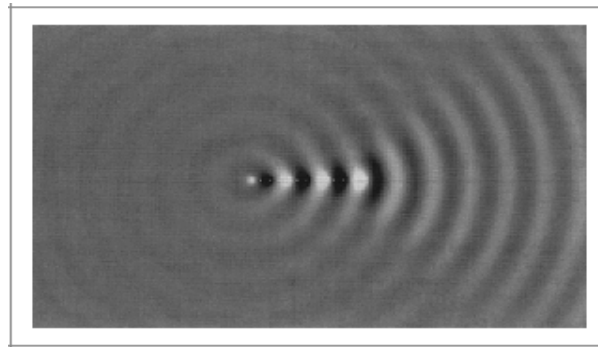
di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Ogni perturbazione fisica, prodotta in una qualsiasi regione dello spazio, è definibile **onda**.

Lo spazio è il mezzo di propagazione attraverso il quale l'onda si diffonde in modo ondulatorio, producendo un effetto conseguente anche in altra regione.

Esistono diversi tipi di onda: quelle che si propagano in un mezzo materiale, nell'aria, ma anche nel vuoto assoluto.

Una immagine per descrivere il fenomeno dell'onda è quella in figura, dove nello specchio d'acqua è stato lanciato un sasso. A partire dal punto d'impatto hanno origine movimenti d'acqua ad onde circolari concentriche che si propagano sulla superficie, allargandosi.



Onde che si propagano in uno specchio d'acqua.

Altro esempio è quello di una fune, elastica e molto lunga, tesa, in posizione orizzontale. Se ad un suo estremo viene impresso un movimento veloce in senso verticale, ne deriva un effetto di onde lineari che si propagano per la sua lunghezza.



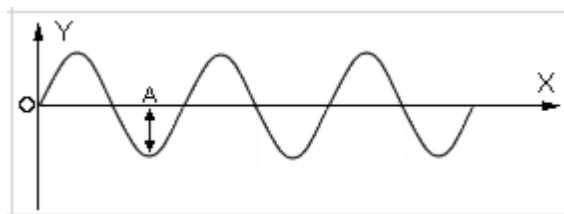
Moto oscillatorio di una fune eccitata verticalmente, lungo la quale si propagano onde lineari

Negli esempi citati, avvengono dei moti oscillatori che hanno origine nel punto di eccitazione.

Per effetto delle forze che legano le particelle che compongono i mezzi, e per la loro inerzia, l'oscillazione si trasmette nelle parti vicine che la diffondono a quelle a loro prossime e così via, fino a che la propagazione viene interessata lungo tutto il mezzo materiale sotto forma di **onda meccanica**.

L'onda è caratterizzata da alcuni parametri che sono:

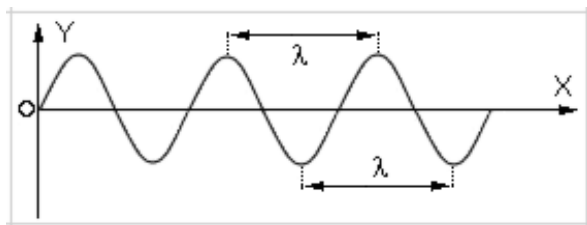
- A**, l'ampiezza, che è la massima variazione della grandezza oscillante; in altre parole è il massimo spostamento in ampiezza rispetto alla posizione di riposo;



Ampiezza dell'onda. Il tratto A è il massimo spostamento che un punto qualsiasi dell'onda subisce rispetto alla posizione di riposo. Si chiama "potenza istantanea" o "picco di potenza".

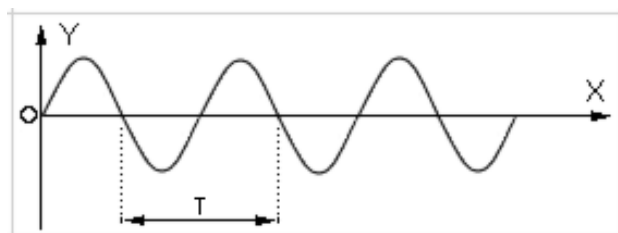
- b. λ , la lunghezza d'onda, che indica la distanza tra due punti successivi corrispondenti dell'onda, detti anche "creste", che si dicono in **concordanza di fase**.

La λ è legata alla relazione tra **C** ed **F** ($C : F = \lambda$), dove **C** è la velocità della luce ed **F** è la frequenza;



Lunghezza dell'onda. E' compresa tra un punto qualsiasi e quello successivo corrispondente

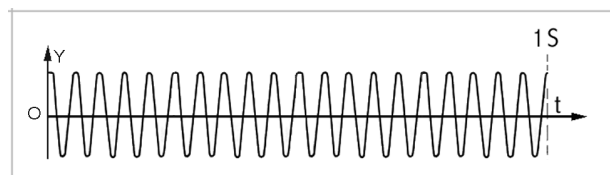
- c. **T**, il periodo, che indica il minimo intervallo di tempo impiegato per una oscillazione completa, cioè il minimo intervallo di tempo impiegato da un suo punto per riprendere le stesse caratteristiche di moto;



Il periodo "T". E' il tempo che un'onda impiega per una oscillazione completa.

- d. **F**, la frequenza, che indica il numero di oscillazioni al secondo compiute dall'onda. Rappresenta il numero di volte che, nell'unità di tempo, un suo punto riprende le stesse caratteristiche di moto.

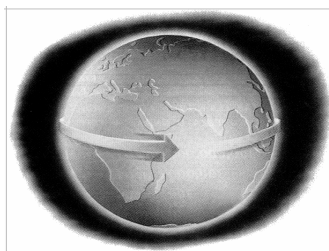
La frequenza si misura in **Hz** (Hertz) ed è l'inverso del periodo **T**.



Oscillazioni per secondo che definiscono la frequenza.

- e. **C**, la velocità di propagazione che è la velocità di spostamento dell'oscillazione lungo la direzione di propagazione.

"**C**" è il prodotto tra la frequenza e al lunghezza d'onda ($C = \lambda \times F$)



I segnali radio percorrono, in un solo secondo, ben 7.5 giri intorno al nostro pianeta, alla velocità di 299.792,458 Kms.

Nello spazio libero, considerato come vuoto assoluto, la velocità di propagazione **V** è stabilita in 299.793,458 Kms (chilometri al secondo), di norma arrotondata a 300.000 Kms.

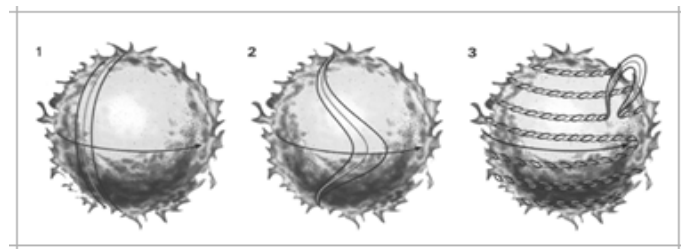
Quando l'onda percorre un mezzo diverso dallo spazio vuoto, anche se in misura trascurabile, la sua velocità viene attenuata in funzione della caratteristica di conducibilità del mezzo percorso, ed è definita dal fattore **K**.

Si può sostenere quindi, che l'onda è una perturbazione periodica, luminosa, sonora, di tensione ecc., continua o transitoria che si propaga in un mezzo, in modo tale che la variazione del suo valore medio dipende dal tempo e/o dalla posizione.

Tra i vari tipi d'onde conosciute, quelle che interessano le telecomunicazioni sono le **onde elettromagnetiche** dette **Hertziane**, nome derivato da quello dello scienziato che le scoprì, Heinrich Rudolf **Hertz**.

L'hertz è anche l'unità di misura della frequenza (**Hz**).

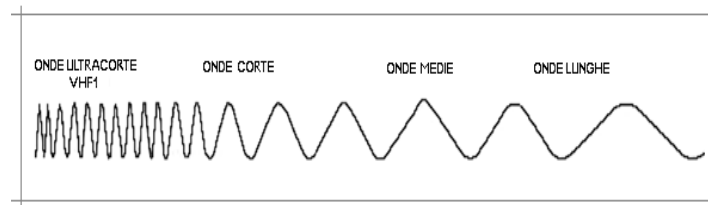
Le onde elettromagnetiche sono il prodotto di generatori naturali e/o artificiali. Il sole ad esempio, le cui radiazioni giungono sul nostro pianeta con una potenza di circa 1Kw per metro quadrato (dopo aver attraversato ben 150 milioni di chilometri nello spazio), è un generatore naturale di onde elettromagnetiche.



Formazione dei campi magnetici sul sole

Sul sole le linee del campo magnetico vengono modificate per effetto della velocità di rotazione dei gas, che è più evidente all'equatore rispetto ai poli, fino a che, avanzando ed allungandosi, si attorcigliano tanto che la pressione causa delle eruzioni.

Probabilmente è questa la causa della comparsa periodica delle macchie solari (ogni 11 anni circa), che tanto aiutano i collegamenti a lunga distanza per effetto della propagazione.



Spettro elettromagnetico

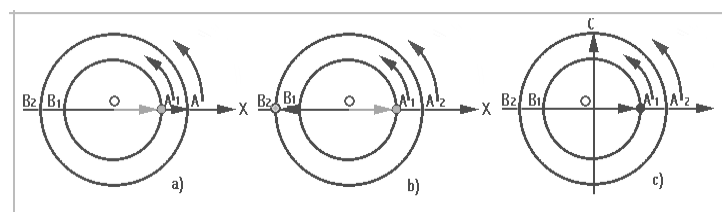
L'insieme delle varie lunghezze d'onda è definito **spettro elettromagnetico**, che è suddiviso in diverse regioni dai confini non definiti in modo preciso.

Lo spettro è compreso tra i **raggi gamma** (la lunghezza d'onda più piccola) e le **onde radio** (le lunghezze d'onda più ampie). suddivise, per convenzione, in diverse bande.

La fase

Nei moti oscillatori, concepire la **fase** è di assoluta importanza, quindi è necessario capire di cosa si tratta.

Supponiamo che due punti materiali si muovano nello stesso verso con uguale velocità angolare e costanti su due circonferenze complanari aventi lo stesso centro.



Consideriamo due diametri $A_1 B_1$ e $A_2 B_2$ appartenenti alle due circonferenze giacenti sulla stessa retta orientata OX ed immaginiamo che in un certo istante i due punti materiali si trovino nelle posizioni A_1 e A_2 (nel disegno in

a). Se assumiamo OX come retta sulla quale vengono proiettati i due moti circolari ed il punto O come punto di riferimento, gli spostamenti dei due moti armonici OA_1 e OA_2 hanno direzione, verso, velocità ed accelerazioni eguali. In questo caso quindi le caratteristiche vettoriali dei due moti armonici sono in **concordanza di fase** (in fase). Se invece un punto materiale si trova nella posizione A_1 mentre l'altro occupa la posizione B_2 (nel disegno, in b) lo spostamento OA_1 del primo moto armonico è massimo in un senso, come quello OB_2 del secondo moto armonico è massimo nel senso contrario.

La stessa cosa si può dire per le velocità ed accelerazioni. In tal caso le caratteristiche vettoriali dei due moti armonici sono opposte e si dice che esse sono in **opposizione di fase** (controfase).

Se poi un punto materiale si trova nella posizione A_1 mentre l'altro passa per la posizione C_2 appartenente alla retta di OC_2 perpendicolare ad OA_1 (nel disegno in c), lo spostamento OA_1 del primo moto armonico è massimo mentre quello del secondo è nullo. In questo caso si dice che i due moti armonici sono in **quadratura** o anche sfasati di 90° . Nei sistemi complessi di antenne, calcolare la fase è di primaria importanza, specie quando si debbano utilizzare dei cavi coassiali destinati ad unire insieme il funzionamento di due o più antenne che debbano avere lobi di irradiazione particolari, o quando si debba interporre un dispositivo in una linea che, calcolato senza tenere conto della fase, esso modificherebbe la lunghezza elettrica della linea (si allunga).

Linearità ed interferenze

Una caratteristica propria delle onde, di rilievo fondamentale, è la loro linearità, in quanto ognuna di esse possiede un proprio ciclo generazionale e viaggia indisturbata dalla presenza di eventuali altre onde con cicli diversi.

Un esempio, per comprendere questo comportamento, è quello di due sassi lanciati in uno specchio d'acqua, nello stesso punto e con intervallo di tempo brevissimo.

Le onde prodotte si allargano intorno al punto di impatto, ed ogni gruppo viaggia all'interno dell'altro senza interferirsi. Se invece, una o più onde aventi uguale frequenza si sovrappongono, vengono generati dei fenomeni detti d'interferenza.

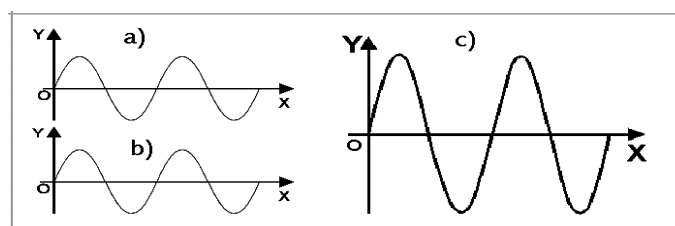
A seconda della differenza di fase di due onde sovrapposte viaggianti alla stessa frequenza, che si propagano nella stessa direzione con uguale verso, longitudinale o trasversale, avente uguale piano di polarizzazione, si verifica un indebolimento od un rafforzamento della perturbazione ondosa.

Le onde che si trovano nella zona fuori dell'interferenza (quelle del punto di origine), non subiscono alcuna alterazione e mantengono imperturbate le loro caratteristiche.



Quando si sovrappongono due onde, quella risultante è la somma delle due, in ogni istante e in ogni punto. Generalmente, l'onda che si ottiene non è più sinusoidale.

Due onde circolari, se generate contemporaneamente e con uguale frequenza da due sorgenti definite A e B sulla superficie di un liquido (in fase e di ampiezza uguale) producono, in tutti i punti superficiali dello stesso, una interferenza costruttiva, ossia un rafforzamento d'ampiezza pari alla somma delle loro singole ampiezze.

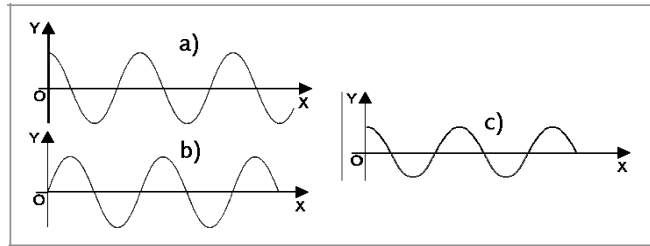


Interferenza di due onde. In a) e b) sono due onde in concordanza di fase. In c) l'onda risultante mantiene le stesse caratteristiche, tranne l'ampiezza A che risulta essere il doppio di ognuna di esse. Si tratta evidentemente di una interferenza costruttiva.

Tale condizione si verifica quando i percorsi delle due onde sono pari, o la loro differenza è pari ad una intera lunghezza d'onda. I punti in cui le onde si interferiscono costruttivamente sono definiti "ventri".

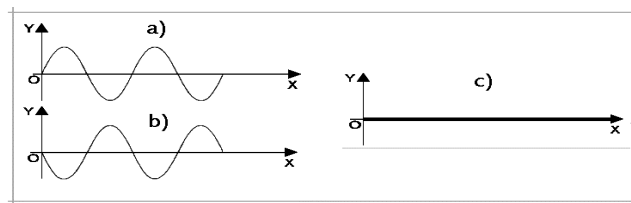
Le onde rafforzate per somma perdono la forma sinusoidale.

Se le onde non sono in fase ma in opposizione tra loro, si produce un'interferenza distruttiva e l'onda risultante ha una ampiezza nulla lì dove, naturalmente, le ampiezze delle onde componenti sono di uguale intensità.



In a) e b) due onde trasversali, aventi la stessa ampiezza A e lo stesso periodo T , ma con fase diversa tra loro, e si propagano nello stesso verso in due lunghi conduttori, disposti paralleli su uno stesso piano orizzontale. In c) la somma è minore per differenza di fase.

Tale condizione, si verifica quando i percorsi delle due onde sono diversi e pari ad un numero dispari di mezza lunghezza d'onda. I punti ove le onde si interferiscono distruttivamente sono definiti "nodi".



Interferenza distruttiva di tra due onde in opposizione di fase, con campo risultante nullo.

Battimenti ed interferenze di onde diverse

Altro caso di interferenza tra onde è quello, peraltro molto interessante, di due treni d'onda, aventi ampiezza uguale ma frequenza leggermente diversa, che si propagano contemporaneamente sullo stesso mezzo materiale.

In quel caso si verifica che l'onda risultante ha frequenza eguale alla semi somma delle frequenze delle componenti e ampiezza variabile con legge sinusoidale con frequenza eguale alla semi differenza delle frequenze delle componenti stesse.

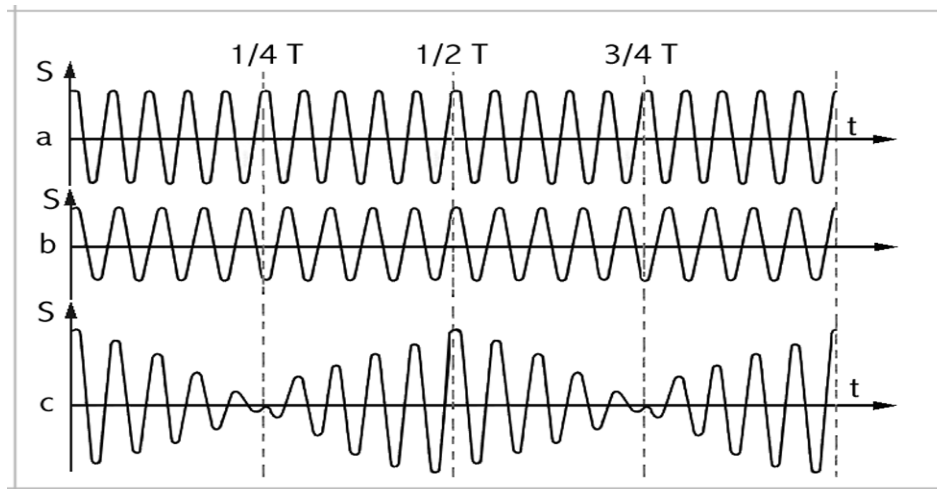
In questo tipo di interferenza, come detto, l'ampiezza varia in funzione del tempo con legge armonica e nel caso delle onde sonore, provoca delle variazioni dell'intensità del suono che si definiscono **battimenti**.

La frequenza dei battimenti è data dalla differenza delle frequenze delle onde componenti.

Se due onde radio hanno rispettivamente la frequenza di 700.000 Hz e 701.000 Hz, l'onda risultante ha una frequenza di 700.500 Hz, per cui a ogni secondo l'ampiezza assumerà 1.000 volte il valore massimo (positivo o negativo).

Tale frequenza, che è quella dei battimenti, rientra nella gamma delle frequenze acustiche ed il tipo di trasmissione è detto a modulazione di ampiezza.

I battimenti nel campo delle onde sonore possono essere prodotti eccitando simultaneamente due diapason eguali, dopo aver applicato ad un rebbio di uno dei due una piccola massa.



Due onde lineari trasversali in a e b, aventi F_1 ed F_2 . In c la risultante per battimento.

Alcuni tipi di onde

A seconda della dimensione del mezzo in cui si producono le onde si distinguono in **unidimensionali**, **bidimensionali**, **tridimensionali**.

Se, ad esempio, fissiamo un'estremità d'una fune elastica in un punto e dall'altra la facciamo oscillare in senso verticale, otteniamo un'onda unidimensionale.

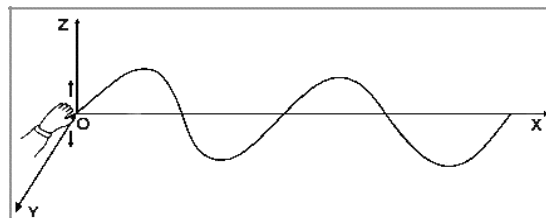
Sono dette bidimensionali, invece, quelle onde che si propagano attraverso un mezzo piano, come nell'esempio del sassolino fatto cadere nello specchio d'acqua.

Nello spazio infine, l'onda si propaga in modo tridimensionale, come avviene ad esempio per le onde sonore diffuse da un altoparlante.

Le onde piane e sferiche, ad esempio, sono del tipo a propagazione tridimensionale, dove nell'onda piana i raggi di propagazione sono paralleli e i fronti d'onda sono piani, mentre per l'onda sferica i raggi di propagazione sono semirette che escono dalla sorgente in tutte le direzioni; i fronti d'onda hanno caratteristica di superficie sferica. Inoltre, le onde si distinguono anche in trasversali e longitudinali.

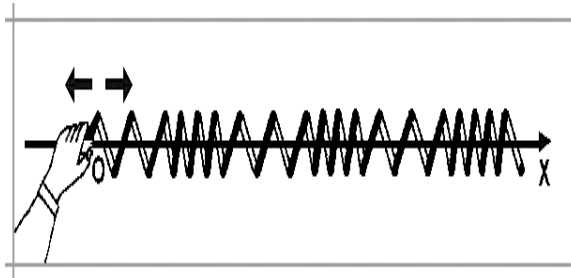
I tipi di onde descritte sono dette trasversali: "un'onda si dice trasversale se lo spostamento istantaneo di un suo qualsiasi punto risulta normale al suo raggio di propagazione.

Nell'esempio della fune, se l'estremo O viene eccitato con una forza variabile che gli imprime un moto oscillatorio semplice nella direzione dell'asse Z, perpendicolare ad X, lungo la stessa si propaga un'onda lineare detta trasversale.



Nella figura, l'onda che si propaga in una lunga fune elastica, disposta orizzontalmente direzione dell'asse X. Se l'estremo O della fune viene eccitato con una forza semplice in direzione dell'asse Z perpendicolare ad X, lungo la fune si propaga un'onda lineare trasversale. Se sostituiamo la fune con una molla e imprimiamo al suo estremo "O" un moto oscillatorio semplice lungo l'asse X (avanti-dietro), in essa si generano delle onde elastiche di compressione e rarefazione che si propagano in direzione della sua lunghezza.

Poiché tutti i punti materiali della molla vibrano lungo rette parallele al raggio di propagazione dell'onda, si definiscono quali onde longitudinali.



Una molla, disposta orizzontalmente in direzione dell'asse X. Imprimendo al suo estremo "O" un moto oscillatorio semplice lungo l'asse X, si generano delle onde elastiche di compressione e di rarefazione che si propagano in direzione della sua lunghezza.

Se il mezzo materiale è tridimensionale, come una grande massa d'acqua o d'aria, e la sorgente di oscillazione è piccola, le onde si propagano in tutte le direzioni e vengono dette longitudinali sferiche.

I tipi di onde alle quali i radioamatori sono particolarmente interessati, sono tra quelle definite "trasversali", categoria alla quale appartengono le onde elettromagnetiche.

I loro comportamenti in situazioni diverse, sono alla base d'ogni considerazione nello sviluppo di calcoli di antenne, soprattutto quando per esse si debbano concepire circuiti di accoppiamento, dove è necessario conoscere regole ben precise.

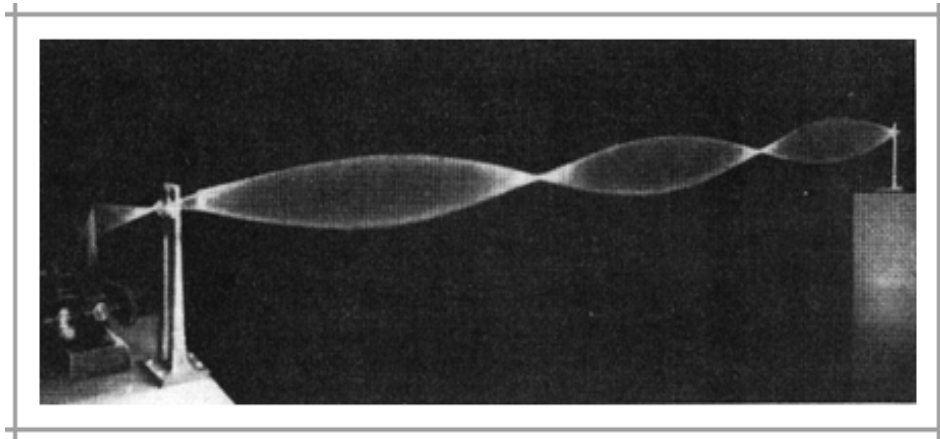
E' vero che oggi vengono commercializzati sistemi radianti "chiavi in mano", ma è ancora più vero che è importante almeno capire cosa si compra, a quale scopo si utilizza e ancor più interessante è comprendere il funzionamento di ciò che si è voluto acquistare.

Man mano, in questo testo, entreremo nei dettagli più interessanti, non proprio nel modo più approfondito, ma sufficiente per far nostra la materia, e magari potremo discutere con gli amici più edotti.

Ma torniamo al nostro discorso sui vari tipi di onde, e immaginiamo una corda elastica, tesa e fissa ad un estremo. Se con un vibratore imprimiamo all'altro estremo un moto armonico in direzione perpendicolare alla sua lunghezza, si producono una serie di onde dette linearitrasversali, aventi origine dall'estremo eccitato, le quali si propagano percorrendo tutta la sua lunghezza e, arrivate all'estremo fisso, si riflettono ribaltandosi, generando così un secondo gruppo di onde viaggianti (in senso inverso e sfasate di π radianti) che, sovrapponendosi al primo, provoca un moto generale parecchio confuso.

Regolando uno dei parametri di questa condizione, che sono la frequenza del moto vibratorio, la lunghezza della corda e la tensione della stessa, si può facilmente produrre il caratteristico fenomeno che ben conosciamo come formazione di onde stazionarie.

Mettendo in pratica questo esperimento, l'effetto visivo, per la persistenza delle immagini sulla retina dell'occhio, sarebbe quello di un moto d'insieme delle varie sinusoidi a forma di "fusi".



Effetto ottico di una corda eccitata ad un estremo. Ha origine, come si vede, un treno di onde lineari trasversali, che si propagano lungo di essa e arrivando all'altro estremo fisso si rifletto ribaltandosi. Si formano allora due treni di onde viaggianti nei due sensi sfasati di π radianti che, sovrapponendosi, danno luogo, in generale, ad un moto risultante molto confuso.

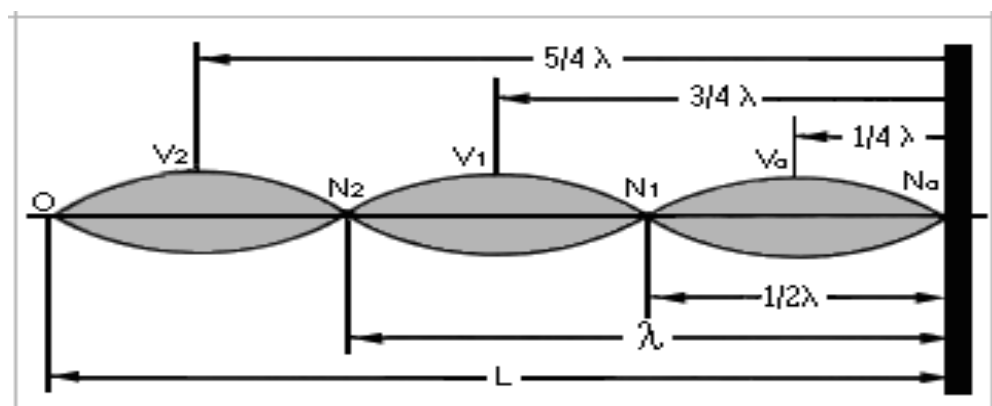
L'ampiezza delle onde stazionarie è massima, ovvero uguale al doppio della ampiezza di ciascuna componente nei punti della corda corrispondenti ad un quarto d'onda e multipli dispari (ventri, in figura nei punti V_0, V_1, V_2) nei quali, l'onda diretta proveniente dall'estremo O e l'onda riflessa proveniente dall'altro estremo, arrivano in concordanza di fase.

L'ampiezza è minima invece, nei punti corrispondenti alla mezza lunghezza d'onda e suoi multipli poiché le due onde s'incontrano in opposizione di fase tra loro (nodi, in figura nei punti N_0, N_1, N_2).

Quindi, possiamo dire che per generare onde stazionarie in una corda con gli estremi fissi, essa dovrà essere lunga pari a un numero intero di mezza lunghezze d'onda.

Se l'estremo O della corda è invece lasciato libero, in essa si ha un ventre e, per produrre onde stazionarie, la condizione per ottenerle è che la lunghezza della corda sia uguale ad un numero pari di un quarto d'onda.

Queste nozioni, sommarie e per ora senza accenno a formule, sono molto importanti per poter comprendere il comportamento delle onde stazionarie in generale, ed in particolare delle onde stazionarie con le quali abbiamo fin troppo familiarizzato coltivando il nostro hobby: quelle che sono generate da un'antenna non adattata e persistenti nelle linee coassiali che tutti noi utilizziamo per il collegamento tra il ricetrasmettitore ed il sistema radiante.



Ampiezza delle onde stazionarie nell'esempio di una corda.

L'onda diretta proveniente dall'estremo "O" e quella riflessa dall'altro estremo fisso "No" arrivano in concordanza di fase.

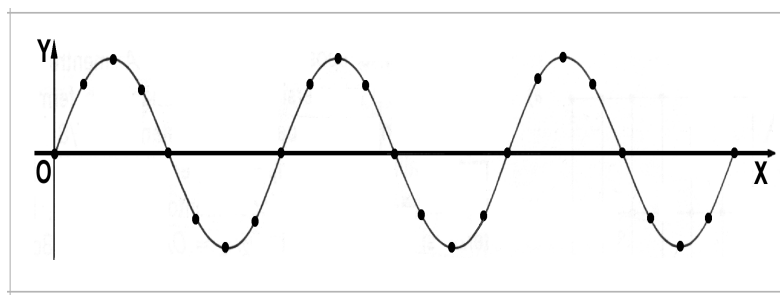
Onde radio (elettromagnetiche)

Non le vediamo, né le avvertiamo, ma l'effetto delle onde radio, che sono un prodotto dovuto ad oscillazioni a radiofrequenza, è quello più a diretto e costante contatto col nostro corpo.

Invisibili sì, ma riconoscibili, misurabili e quantificabili in potenza, attraverso strumentazione di misura o apparati riceventi, che sono meglio conosciuti col nome di ricevitori radio audio e video di tipo analogico e digitale.

Sono onde generate, come già visto, da una fonte naturale o artificiale ovvero, per quanto ci riguarda, da un generatore avente l'oscillatore funzionante ad una data frequenza e irradiate nello spazio attraverso un circuito risonante che è definito "aereo" ma più diffusamente viene indicato col nome di "antenna".

Le onde elettromagnetiche sono, in sintesi, anch'esse delle perturbazioni, connesse a cariche elettriche oscillanti che generano un campo elettrico ed uno magnetico, variabile nello spazio e nel tempo associati tra loro, e si propagano in etere sotto forma di onde (attraverso un elemento risonante rispetto alla stessa onda che si definisce antenna), in una successione di sfere concentriche di forze elettriche che, allargandosi sempre più durante il loro percorso a velocità costante, creano un campo elettrico, costituito da linee di forza la cui direzione indica quella della forza elettrica in ogni singola parte del suo campo.

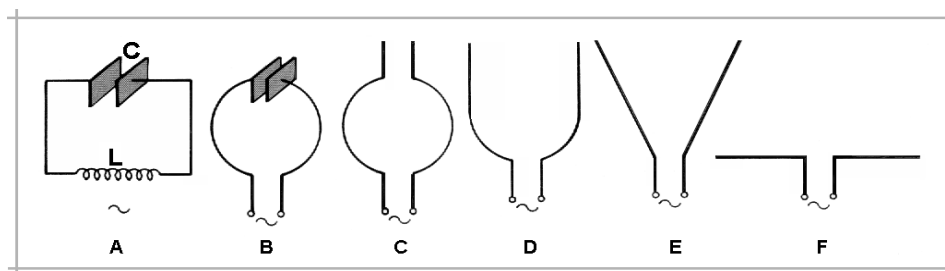


Treno di onde emesse nel vuoto in un secondo da una sorgente luminosa.
E' lungo 299.792,458 Km e contiene 600.000 miliardi di onde.

Ma vediamo l'antenna un po' più da vicino con l'ausilio della figura che segue.

Un circuito oscillante, formato come sapete, da un induttore "L" ed un condensatore "C" (a) posti in parallelo, è definito chiuso, oppure a costanti concentrate, in quanto i campi elettrico e magnetico, il primo esistente tra le armature del condensatore e il secondo all'interno dell'induttanza, hanno una estensione limitata, quindi non irradiano nello spazio.

Se però l'induttanza viene modificata ad anello (b), e poi deformiamo in modo da renderlo un conduttore rettilineo (c... f), succede che lo spazio relativo ai campi elettrico e magnetico si estende intorno a tutto il conduttore.

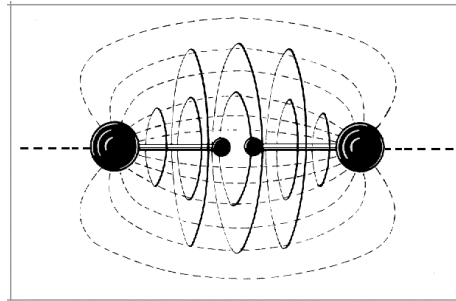


EVOLUZIONE DEL DIPOLO - DA CIRCUITO CHIUSO A RADIATORE

Pure le linee di forza mutano la propria configurazione, divenendo come quelle prodotte da un dipolo elettrico, per cui il sistema viene definito "dipolo oscillante".

Ora, siccome capacità e l'induttanza non sono più elementi ben definiti del sistema, lo si può definire circuito oscillante aperto o a costanti distribuite.

Così come nell'esempio della fune, che fissata ai suoi estremi ed eccitata in modo corretto ad uno di essi diviene sede di oscillazioni elastiche sotto forma di onde meccaniche, così un conduttore rettilineo, opportunamente alimentato da un trasmettitore a radiofrequenza, irradia nello spazio energia di onde definite elettromagnetiche.



Nel dipolo, le linee di forza assumono l'aspetto come in figura e viene detto dipolo oscillante.

Può anche definirsi circuito oscillante aperto a costanti distribuite in quanto capacità ed induttanze non costituiscono più elementi ben definiti del sistema. Questo tipo di oscillatore aperto costituisce un'antenna.

Questo tipo di conduttore aperto è un'**antenna**. Ma come si generano le onde elettromagnetiche?

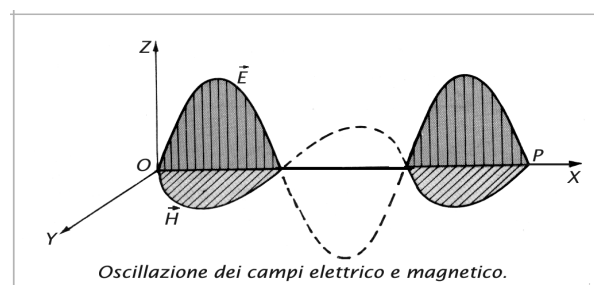
Immaginiamo un mezzo omogeneo, isotropo ed illimitato, in cui ad un certo momento, nel punto "O" agiscano un campo elettrico "E" nel verso dell'asse OZ ed un campo magnetico "H" nel verso dell'asse OY e che i due campi oscillino in fase con legge sinusoidale verso il punto X.

Supponiamo ora che i valori dei due campi siano zero nel punto d'origine dell'asse OZ-OY.

Ora, immaginate che l'intensità del campo elettrico E aumenti avanzando e crescendo nel verso OZ. Nel momento in cui quel campo comincia a crescere viene generato un secondo campo nel verso dell'asse OY, in fase con quello elettrico, ed è il campo magnetico.

Il campo magnetico **H**, generato con l'origine nello stesso punto in fase col campo **E** elettrico, aumenta di livello man mano, fino a raggiungere il suo massimo valore nel momento in cui il campo elettrico comincia a diminuire di intensità.

Analogamente, quando il campo magnetico comincia a decrescere nella sua intensità, il campo elettrico ricresce, sempre in fase con quello magnetico, e raggiunge la sua massima intensità quando quella del campo magnetico comincia di nuovo a decrescere.

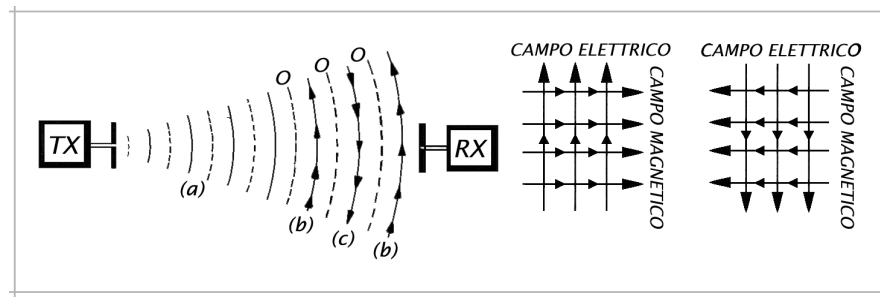


Finché la perturbazione resta attiva, i campi EM continueranno ad oscillare lungo assi paralleli a Z e Y, perpendicolari ed in fase tra loro ma non con i precedenti: si propagheranno con velocità costante attraverso lo spazio, sotto forma di "onda elettromagnetica", alla velocità di 299.792,458 Km/s, come stabilito dalla Conferenza Generale dei Pesì e delle Misure (1983), tenuto conto della costante dielettrica e la permeabilità magnetica del vuoto che ha un coefficiente trascurabile.

L'onda elettromagnetica è di tipo "trasversale", in quanto le oscillazioni dei due campi sono perpendicolari all'asse di propagazione.

Le vibrazioni del campo elettrico si generano poi sempre sullo stesso piano, per cui si deduce che la propagazione dell'onda è polarizzata verticalmente od orizzontalmente.

Poiché l'irradiazione campo elettromagnetico risultante in un punto dello spazio varia nel tempo in modo tale che il suo vettore rappresentativo descriva un'ellisse nel piano YZ, si può dire che generalmente l'onda elettromagnetica è "polarizzata ellittica", ovvero che la fase e l'ampiezza del vettore, variando in modo regolare e continuo, fanno in modo che esso, all'antenna di ricezione, tracci una ellisse, il che significa che il fronte d'onda in arrivo all'antenna ricevente, pur essendo lineare e continuo, è di polarità variabile.



Campi di forza elettrico e magnetico, irradiati da un'antenna in modo di trasmissione.

Il ciclo completo di un'onda, rappresentato dalla distanza tra due successivi fronti d'onda separati da un intervallo di tempo pari al periodo dell'onda stessa, è definito lambda, (λ), e la sua unità di misura è il metro. Lambda è l'undicesima lettera dell'alfabeto greco e serve per significare la "lunghezza d'onda".

Intensità delle onde

Per il principio di conservazione, tutta l'energia fornita alla sorgente d'onda verrà trasferita nel mezzo da un fronte d'onda ad un altro senza alcuna perdita considerevole.

Conseguentemente, nelle onde circolari e sferiche, mano a mano che l'onda si propaga, l'energia si distribuisce su ampiezze maggiori.

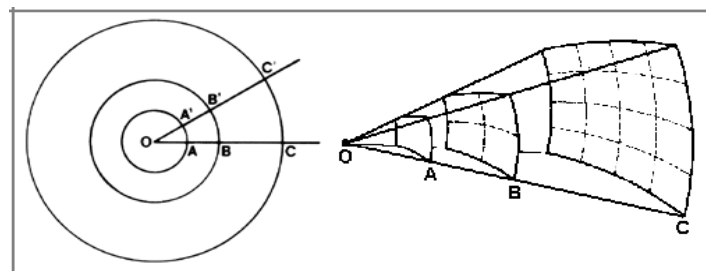
Per le onde circolari, l'intensità è definita come il rapporto tra la potenza W trasmessa sul fronte d'onda circolare di

raggio r e la lunghezza del fronte stesso : $I = \frac{W}{2 \pi r}$.

Dalla formula, si deduce che l'intensità di un'onda circolare in un punto del mezzo dove essa si propaga è inversamente proporzionale alla distanza di tale punto dalla sorgente.

Nel caso di un'onda sferica la sua intensità è data da : $I = \frac{W}{2 \pi r^2}$, dalla quale formula si deduce che l'intensità di

un'onda sferica in un punto del mezzo dove essa si propaga è inversamente proporzionale al quadrato della distanza di tale punto dalla sorgente.



Intensità di onde circolari (a sinistra della figura) e sferiche (a destra).

PROPAGAZIONE delle onde elettromagnetiche

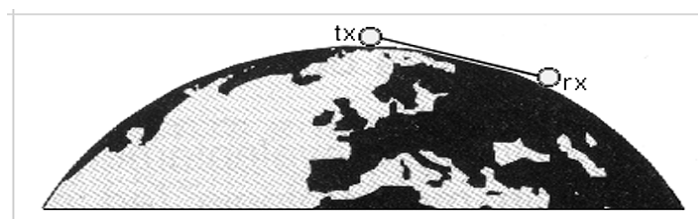
di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Le onde radio (elettromagnetiche) che si irradiano da una stazione trasmittente verso una ricevente, si propagano in due modi: per **onda di superficie** (o di terra), e **attraverso lo spazio**.

Onde di superficie

Questo tipo d'onde si propagano seguendo la curvatura terrestre, "carezzando" la superficie e riguarda soprattutto le onde lunghe (VLF) e le onde medie (MF).

Le onde di superficie sfruttano la proprietà di conducibilità elettrica della superficie terrestre. Percorrono migliaia di chilometri a prescindere dalla conformità del suolo, senza subire attenuazioni apprezzabili che riescano ad attenuare in parte trascurabile la loro intensità. Poiché la conducibilità del terreno non è infinita, a frequenze leggermente più alte (da circa 2 MHz in su) l'intensità di campo comincia ad essere attenuata proporzionalmente alla distanza per assorbimento del suolo.



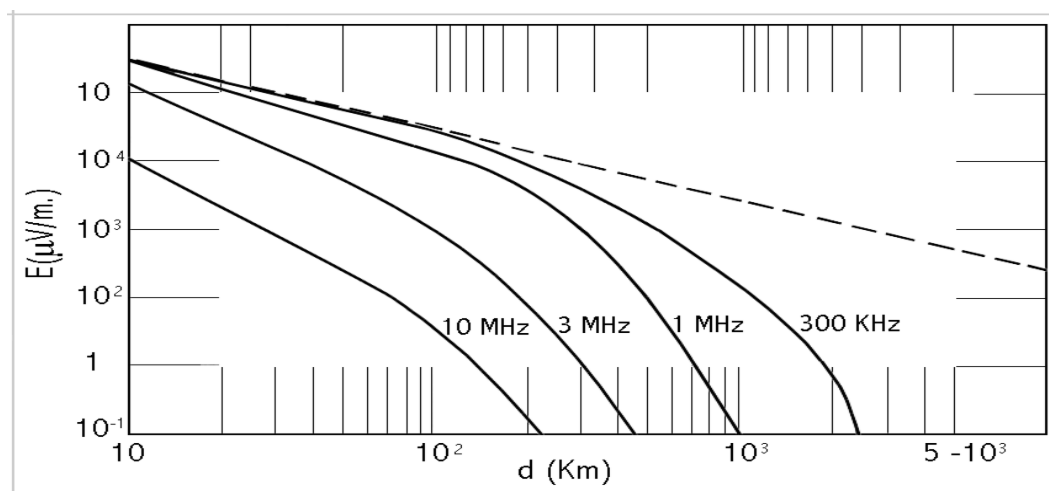
Onda di superficie. A frequenze tra 3 e 30 KHz l'attenuazione fino a migliaia di km. è bassissima, quasi insignificante.

Su queste bande operano quasi esclusivamente stazioni radio broadcast, con irradiazione di potenza di decine di migliaia di watt (radiodiffusione pubblica).

Una propagazione di questo tipo è più favorevole se le antenne sono situate in prossimità del mare perché la conducibilità dell'acqua salata è ottima.

Non a caso, infatti, Guglielmo Marconi sfruttò questa utile proprietà per superare la curvatura terrestre, al fine di trasmettere segnali radio attraverso l'Oceano Atlantico (Poldhu - Terranova, 1901).

Per collegamenti di distanze superiori ai 100 chilometri, sfruttando questo tipo di propagazione, la frequenza non dovrebbe superare quella della banda HF degli 80 metri.



Onde superficiali: campo elettrico a distanza "d" dal trasmettitore.

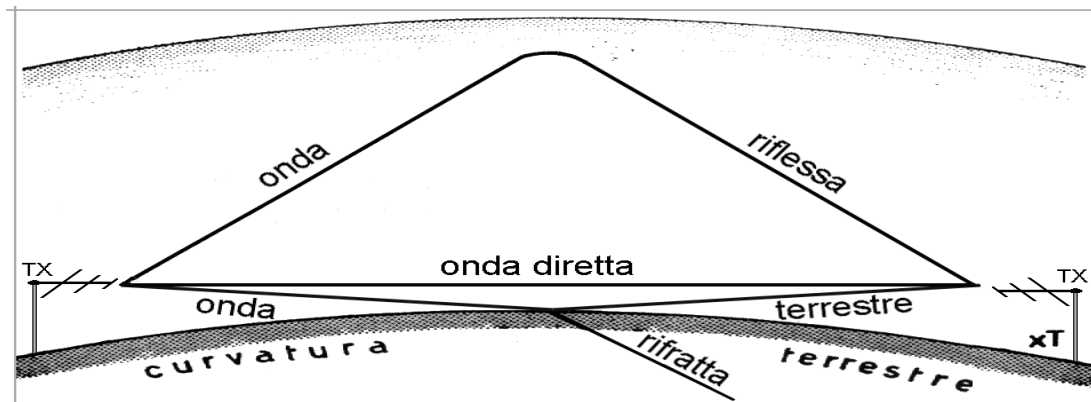
Rappresentazione dell'andamento del campo elettrico "E" di un'onda superficiale con polarizzazione verticale, in funzione della distanza "d" fra trasmettitori e ricevitore. Le curve si riferiscono ad un suolo con caratteristiche medie di permittività e conducibilità.

La linea tratteggiata indica l'andamento del campo che si avrebbe se "E" seguisse la legge di proporzionalità inversa con la distanza.

Onde spaziali

Si propagano attraverso lo spazio libero e si dividono in **onde dirette** ed **onde riflesse**.

Le onde riflesse si suddividono a loro volta in riflesse terrestri e riflesse dalla ionosfera.

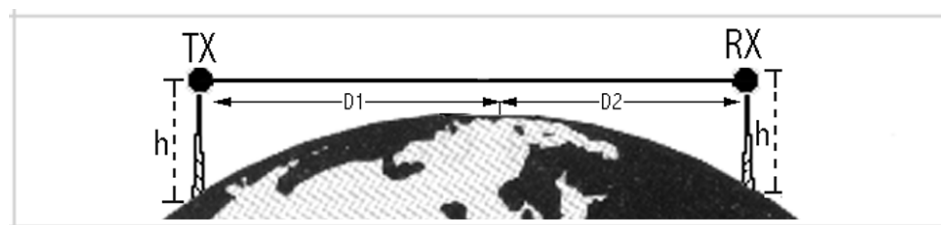


Vari tipi di propagazione.

Per onda diretta

Questo tipo di propagazione si verifica quando nella regione non ionizzata dell'atmosfera il segnale ricevuto è quello trasmesso da un generatore la cui antenna è otticamente visibile. La ionizzazione è un processo di varia natura che si verifica quando un atomo perde o acquista uno o più elettroni: perdendo la sua neutralità elettrica, crea uno ione, cioè un atomo con una carica elettrica definita.

Si definisce ionizzazione positiva quando l'atomo perde un elettrone. Viceversa, si dice che la ionizzazione è negativa quando l'atomo acquisisce un elettrone.



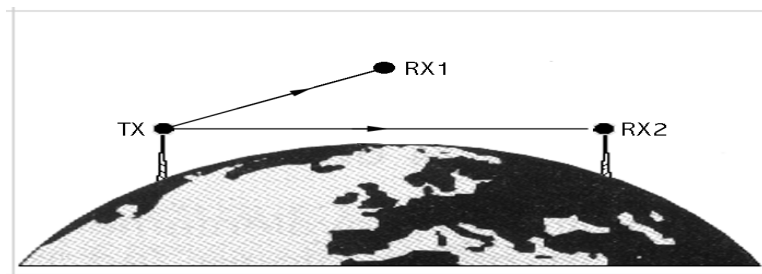
Propagazione per onda diretta.

La propagazione si comporta similmente a quella nello spazio libero, ma in questo caso le componenti dell'atmosfera ne modificano le caratteristiche.

Quella per onda diretta è il principale modo di propagazione per frequenze al di sopra della banda HF (frequenze maggiori di 30 MHz). In bande radioamatoriali, le frequenze utilizzate per questo tipo di propagazione sono quelle a partire dai 50 MHz in su (6 metri).

L'altezza delle antenne è importante: da essa, oltre che dalla potenza irradiata, dipende la portata del segnale.

Quanto più in alto viene posizionata, tanto più l'orizzonte da essa visibile è più lontano, e di conseguenza la distanza di copertura della tratta aumenta. Per collegamenti a grandi distanze vengono impiegati dei ripetitori.



Le onde dirette non seguono una linea veramente retta, poiché sono attratte verso il suolo dal campo magnetico terrestre.

Un'antenna collocata ad un'altezza di 300 metri dal livello del mare ha un orizzonte ottico di circa 60 Km., ma per effetto dell'attrazione del campo magnetico terrestre, queste onde radio riescono a raggiungere distanze più lunghe.

Per calcolare, con buona precisione, la distanza possibile del collegamento tra due stazioni - che operino per onda diretta (VHF-UHF) - vi è una formula semplice:

$$D = 4,124 \sqrt{H}, \text{ dove:}$$

D è la distanza in Km.; h è l'altezza dell'aereo dal suolo in metri.

Il numero fisso è riportato da qualche parte in 4,1 o 4,13 e D-h intesi da alcuni rispettivamente riferiti a miglia e piedi, mentre altri ritengono che siano riferiti a chilometri e metri.

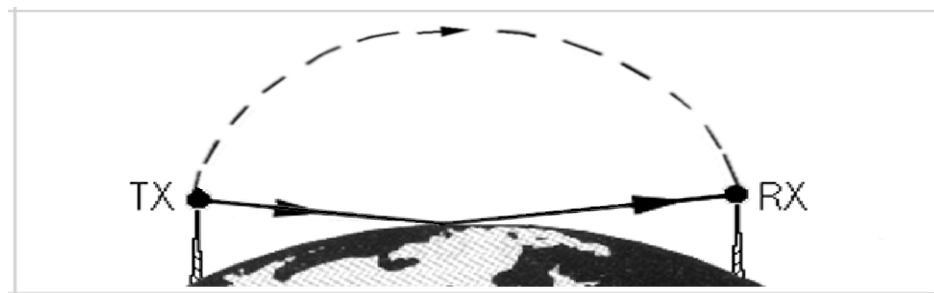
Il numero fisso è in realtà 4,124 per D in chilometri e H in metri e 1.415 per D in miglia e H in piedi (1 miglio = 1.609 m. - 1 piede = 30,48 cm.)

il riferimento base della posizione in altezza dell'antenna dal suolo è da considerarsi al livello del mare, quando si vuole calcolare la sua portata ottica.

Per onda riflessa terrestre

Si verifica quando l'onda radio che si propaga verso il ricevitore, viene riflessa dal terreno o da altri ostacoli.

Se l'antenna ricevente è fuori dall'angolo visibile di quella trasmittente, la propagazione riflessa può rappresentare un mezzo di comunicazione, e la sua efficacia dipende dalle caratteristiche della superficie riflettente.



Onda riflessa terrestre.

Le riflessioni dei fasci d'onda possono avvenire su angoli d'incidenza diversi, e può accadere che questi siano di grado sufficientemente basso da produrre un'inversione di fase tale da cancellare del tutto il segnale diretto che sarebbe dovuto arrivare al ricevitore. Il più basso angolo di riflessione è di 180 gradi.

Molto raramente capita che l'onda sia completamente neutralizzata da una sua riflessione, poiché questa, viaggiando lungo percorsi certamente maggiori dell'onda diretta, la differenza tra i due raggi non lo consentirebbe.

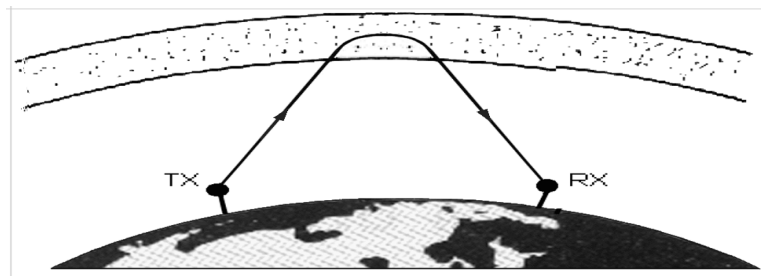
Gli effetti negativi della riflessione variano con la frequenza.

A basse frequenze, il rimbalzo delle onde sul suolo provoca una perdita d'intensità del segnale a scapito del ricevitore, la cui antenna lo avverte per riflessione, e per questo motivo l'inversione di fase non è mai completa, per cui non avviene la cancellazione totale del segnale.

Alle frequenze VHF e UHF, grazie all'uso più diffuso di antenne multielementi, che per la loro caratteristica di direttività limitano molto la larghezza del lobo orizzontale, (ma anche quello verticale), la grande quantità di radiofrequenza emessa viaggia per onda diretta, e solo una piccola parte di essa viene quindi riflessa dal terreno.

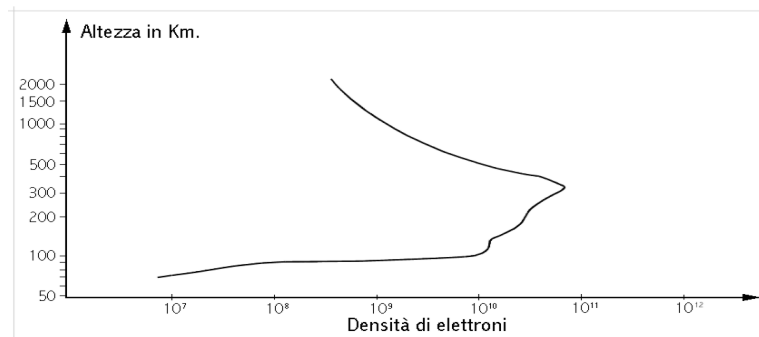
Per onda riflessa dalla ionosfera

Questo tipo di propagazione permette comunicazioni a grande distanza nella banda HF e avviene quando la tratta tra il trasmettitore ed il ricevitore passa per la ionosfera, dalla quale è riflessa l'onda incidente.



Propagazione per riflessione sulla ionosfera.

La ionosfera è quella parte dell'atmosfera dove sono presenti ioni ed elettroni, tanti da condizionare il comportamento delle onde elettromagnetiche in generale.



Densità di elettroni nella ionosfera.

La ionosfera è divisa in tre regioni: D, E, F.

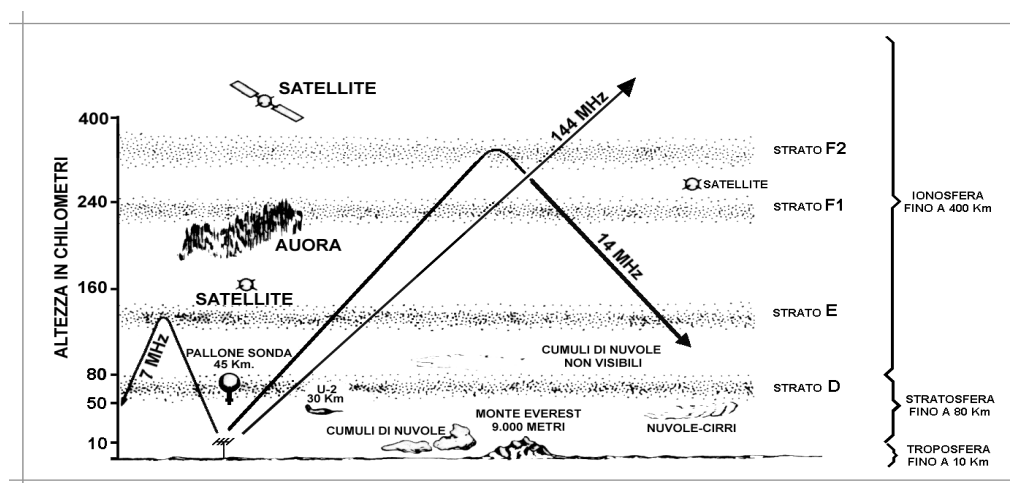
La regione "D", la più vicina alla superficie terrestre, dista circa 50 Km dal suolo, e si estende in altezza fino a circa 90 Km. Consente la riflessione quasi totale di onde a frequenze comprese tra 3 e 300 KHz, soprattutto di giorno.

La regione "E" è distante dal suolo 90 Km, ed è spessa circa 50 chilometri. Di giorno riflette le onde comprese tra 3 e 30 MHz, e di notte quelle tra i 30 e i 3.000 KHz.

All'interno di questa regione si forma uno strato detto "E sporadico".

La regione "F" comincia subito dopo quella "E", a 160 Km dal suolo, e si diffonde per uno spessore di circa 250 chilometri. Questa regione comprende due strati, "F1" e "F2", che si manifestano divisi solo durante il giorno.

Il primo si estende fino a circa 240 Km, il secondo fino a 410 Km circa.



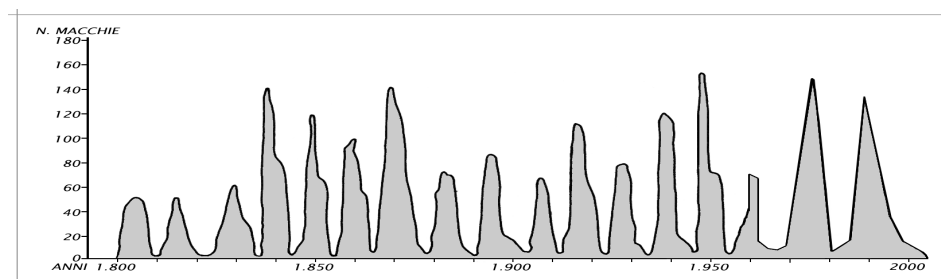
Comportamento delle varie bande nello spazio.

La ionizzazione più intensa della ionosfera corrisponde al periodo di maggior presenza di macchie sul nostro sole. Esse sono prodotte dalla sua periodica maggiore attività, provocata da un fortissimo campo magnetico che si sviluppa al suo interno a quote profonde.

Se con un telescopio astronomico adatto allo scopo osservassimo la superficie del sole in quei periodi, potremmo notare delle lingue di fuoco originate da eruzioni di masse gassose elettrizzate, le quali producono il fortissimo campo magnetico.

Il ciclo di maggiore attività e quindi del maggior numero di macchie solari, si manifesta ogni 11,2 anni circa.

Nel 2008 saranno al minimo di presenze, non oltre la mezza dozzina, mentre nel marzo del 2019 raggiungeranno il numero di 175 circa.



Cicli delle macchie solari avvenuti dal 1800 fino ai nostri giorni e previsioni fino all'anno 2000.

Durante i miei primi passi verso il mondo radiantistico, colleghi veterani raccontavano che vi fu un picco eccezionale di macchie solari, certamente oltre le duecento, nel 1959.

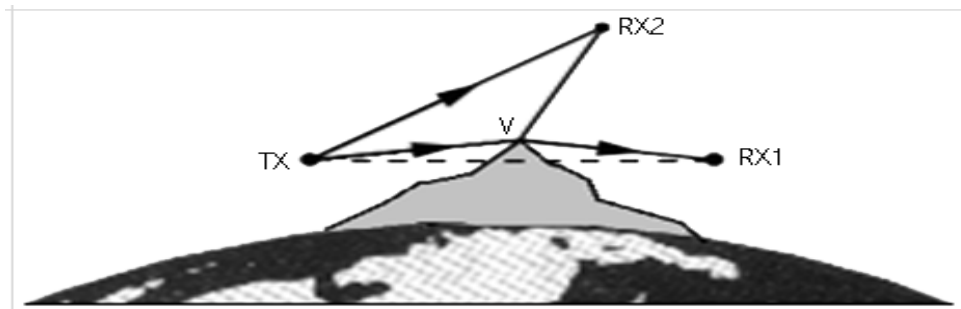
Propagazione da F2

La propagazione dallo strato F2 si verifica particolarmente su frequenze anche oltre i 50 MHz, quando l'attività solare è più intensa ma, generalmente, le normali aperture di questo strato riguardano le bande fino a circa 30 MHz. Quando a 28 MHz si verificano aperture di F2 che permettono collegamenti a distanze di circa duemila chilometri, le M.U.F. salgono e la banda dei 50 MHz si apre intorno alla stessa direzione su distanze maggiori.

Diffrazione

Quando un'onda, lungo il percorso batte contro un ostacolo di dimensioni più grandi della sua lunghezza, ne viene reirradiata dai bordi sotto forma di onde elementari, emesse dal punto di incidenza dell'onda diretta.

Un esempio: quando sul cammino l'onda incontra un grosso ostacolo - poniamo il caso di un palazzo relativamente vicino al punto di emissione o di una collina che otticamente ne occlude il passaggio - l'onda si piega sui bordi dello stesso ostacolo con un angolo pari e opposto a quello del punto d'impatto.



Nel caso di ricezione nel campo visivo del trasmettitore (RX2), la propagazione avviene come in spazio libero, ma influenzata dall'onda diffratta dal bordo "V". I due raggi interferiscono con aumento o attenuazione del segnale. Pertanto, nel caso ideale di bordo uniforme e di influenza trascurabile del terreno, l'esaltazione o l'attenuazione sono al massimo di 1dB. La propagazione per diffrazione consente al segnale di arrivare pure ad RX1, che si trova in posizione coperta dalle onde dirette.

A frequenze elevate, quando il trasmettitore non vede il ricevitore perché vicendevolmente coperti da un ostacolo posto tra loro, la diffrazione che ne consegue risulta determinante per il collegamento.

Il livello di attenuazione che ne deriva rispetto al campo visivo diretto dipende, in particolare, dalla distanza in lambda che intercorre tra loro e dall'angolo d'incidenza sotto il quale i due punti vedono il vertice dell'ostacolo, rispetto alla linea diretta che li congiunge.

L'effetto diffrattivo si verifica anche sull'orizzonte visivo dell'antenna, ed è per questo motivo che i segnali diretti, detti anche a portata ottica, giungono un poco oltre.

Scattering

Lo scattering è la diffusione in varie direzioni delle onde elettromagnetiche, provocato da molecole o da particelle, o da irregolarità dell'atmosfera.

Il comportamento è simile alla diffrazione che nella zona della troposfera o della ionosfera rende possibili comunicazioni fra antenne nascoste dalla linea dell'orizzonte se la frequenza è superiore a 30 MHz, con collegamenti possibili fino a circa 800 chilometri a frequenze quindi VHF e UHF.

A parità di portata con la propagazione nello spazio libero l'intensità di campo elettrico utile è molto inferiore: viene attenuata di almeno 30 dB e fino a circa 50 dB.

Anche le meteore o meglio, le loro scie di molecole ionizzate, influiscono sulle frequenze VHF.

La scia agisce come uno specchio che riflette alcune onde radio VHF, permettendo di ricevere stazioni provenienti da molto lontano.

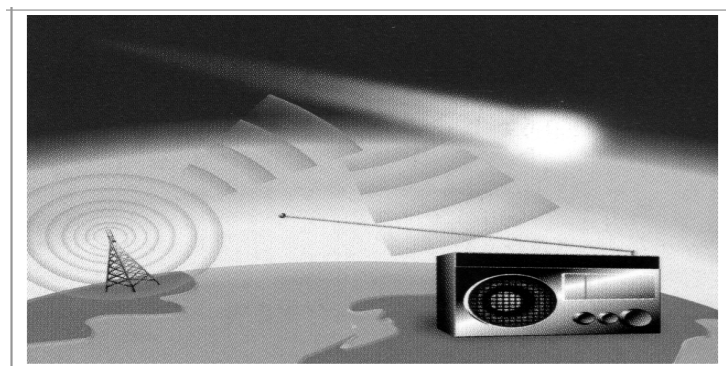
Potete fare un esperimento molto semplicemente utilizzando un radiorecettore, un elenco di frequenze di stazioni trasmettenti, un atlante e una bussola.

Con l'atlante individuate una città distante da voi circa 1.500 chilometri, con l'elenco cercate una frequenza di trasmissione da quel luogo, sintonizzate la stazione con il ricevitore e tenetelo alto da terra 5 o 6 metri (magari stando su un terrazzo).

Inclinando l'antenna telescopica incorporata con un angolo di 5-10°, nella direzione della trasmissione (se non siete sicuri della direzione di provenienza del segnale potrete usare la bussola), l'unico segnale sarà quello del rumore di fondo, e quando improvvisamente udirete il segnale, significherà che un istante prima una meteora ha attraversato l'atmosfera.

Il periodo migliore per tentare questo esperimento coincide con quei momenti durante i quali si manifestano vere e proprie piogge di meteoriti.

Delle riviste specializzate pubblicano le date e le coordinate di questi eventi.



Onde radio riflesse da meteoriti e frammenti.

Conduzione troposferica

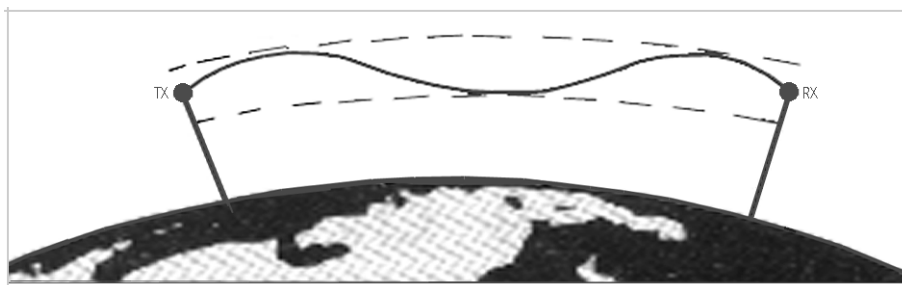
Avviene quando in uno strato della troposfera si formano canali di propagazione.

Chi vive sulle coste o in prossimità del mare ne subisce gli effetti quando, soprattutto in estate, le trasmissioni televisive locali sono molto disturbate da segnali che provengono da zone lontane, addirittura da altri Stati dai quali ci divide il mare

che agevola ulteriormente questo fenomeno, e chi scrive ne subisce talmente gli effetti che ha dovuto risolvere il problema installando un impianto satellitare fin dal 1983. Si formano dei canali portanti, e praticamente è inutile ogni altra economica soluzione.

Le caratteristiche di questo tipo di propagazione dipendono dalla frequenza, dall'indice di rifrazione, dalla temperatura, dalla pressione atmosferica, dalla percentuale di umidità nell'aria, dallo spessore del canale stesso.

In ogni caso, la frequenza deve essere superiore al valore critico.



Propagazione per strato di conduzione troposferico.

Al ricevitore possono giungere nello stesso tempo segnali che hanno percorso cammini diversi che danno luogo ad interferenze per sfasamenti creati dalle lunghezze diverse dei percorsi per cui, al ricevitore, il campo risultante potrebbe giungere addirittura nullo, cancellato. In genere però, il segnale proveniente secondo un certo percorso, è quello che giunge più forte. Questa possibilità è definita effetto "fading", che in codice Q è conosciuto come QSB.

E sporadico

Ai limiti inferiori dello strato E, in particolari condizioni atmosferiche si crea uno strato casuale sporadico, imprevisto in quel momento.

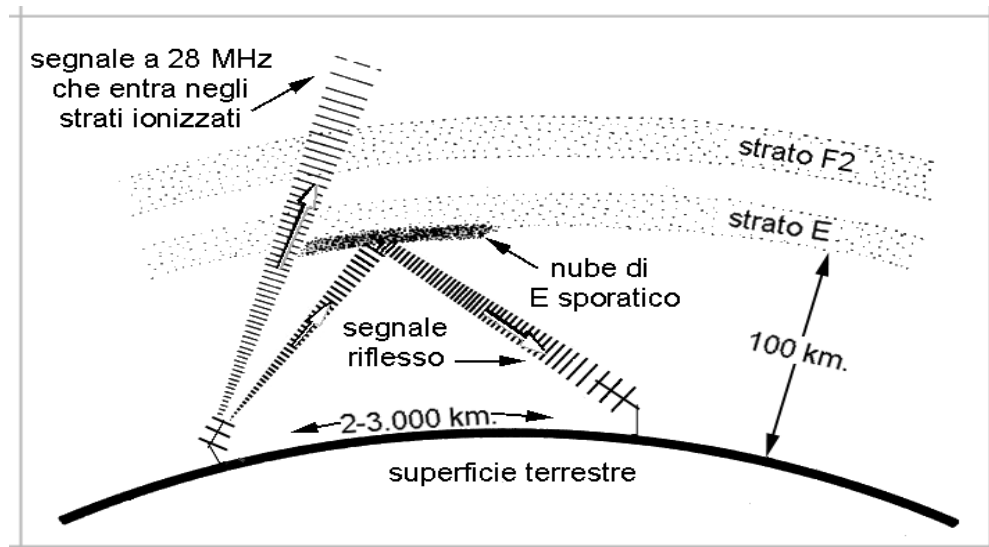
E' il prodotto di un'alta intensità elettronica, a volte molto superiore a quella della stessa regione di appartenenza, e viene definito, per questa sua imprevedibile proprietà, col nome di "E sporadico".

Le onde che vengono riflesse da questo strato sono di frequenza fino a circa 150 MHz.

La distanza che con questo tipo di apertura è possibile coprire si aggira attorno ai 2.500 chilometri con un unico salto, grazie alla elevata quota ove si manifesta "E" sporadico.

L'effetto, nel tempo, generalmente dura relativamente poco, ma non sono rari i casi in cui la permanenza è stata di giornate intere (e a volte consecutive).

Nel 1959, quando ci fu un numero rilevante di macchie solari e i radioamatori erano pochi, quindi il traffico era molto più intellegibile, si riusciva a collegare stazioni lontanissime con potenze molto limitate, quasi irrisorie.



Quando, durante la notte, lo strato D scompare (dal semisfero terrestre non illuminato dal sole), tutte le frequenze ad onde corte e cortissime, che riescono a raggiungere lo strato riflettente F, vengono di nuovo riflesse verso la superficie terrestre, raggiungendo quindi distanze notevoli. Le onde medie vengono riflesse dal primo strato E, e raramente da quello F.

ALTRE CARATTERISTICHE delle onde radio

Attenuazione

Il segnale a radiofrequenza che parte dalla sorgente e viene diffuso in aria dall'antenna è espresso, debole o forte che sia, in potenza espressa in unità di **Watt (W)**.

Durante il percorso che lo divide dall'antenna ricevente, questo segnale, che viaggia costantemente alla velocità della luce, che ricordiamo è di 299.793 Km al secondo (si arrotonda a 300.000) viene in parte attenuato da diversi fattori.

Le perdite di propagazione sono dovute principalmente da:

- la separazione (distanza) che intercorre tra il punto di origine e di arrivo delle onde;
- gli effetti del terreno e a quelle generali del tragitto.

Per la distanza:

La prima attenuazione di un'onda comincia a verificarsi nel momento in cui essa lascia la antenna, visto che l'atmosfera non è uno spazio vuoto.

Si può affermare che i segnali radio per propagarsi attraverso lo spazio, pagano un prezzo costante nel tempo.

Gli elettroni, infatti, posti in oscillazione dall'onda, nello scontro con le molecole dei gas circostanti cedono parte della radiofrequenza che si trasforma in energia termica.

Le perdite sono basse, in quanto la densità di gas nella ionosfera è piccola e si verificano in misura maggiore negli strati bassi, in particolare nello strato D, dove la pressione è massima.

Le perdite sono inoltre tanto maggiori quanto più bassa è la frequenza infatti, al crescere della frequenza, le oscillazioni degli elettroni hanno minore ampiezza e quindi l'energia persa per gli urti è di entità minore.

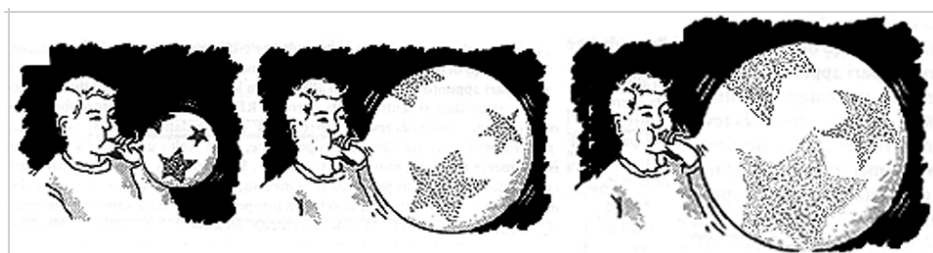
Il massimo assorbimento nelle bande radioamatoriali avviene sulla banda dei 160 metri, (1.830-1.850 KHz).

In generale, il massimo livello di assorbimento avviene intorno ai 400 KHz, punto detto "girofrequenza".

Gli elettroni della ionosfera, in presenza di campo magnetico e sotto l'influenza dell'onda elettromagnetica, descrivono delle traiettorie ellittiche di dimensioni tanto minori quanto più alta è la frequenza che, diminuendo quest'ultima, aumentano le dimensioni e, intorno ai 400 KHz, avviene un fenomeno di risonanza: le traiettorie da ellittiche divengono a spirale, aumentando considerevolmente d'ampiezza con conseguenti forti perdite d'energia.

La pioggia è addirittura ostacolo distruttivo delle onde in quanto, oltre che attenuarle perché le assorbe, le riflette in direzione diffusa, quindi anche diversa da quella prevista del campo.

Inoltre, durante il percorso l'onda trasmessa da un'antenna si "gonfia" come una camera d'aria, per cui, in ogni punto d'origine nel quale il campo misurato risultava essere ad esempio di intensità pari a 100 dBm (per metro quadro), a distanza X dal punto di emissione, esso risulterà certamente minore perché distribuito in uno spazio più ampio.



Il fronte d'onda si dilata proprio come il palloncino in figura.

Per gli effetti del terreno:

Nell'incidenza sul terreno l'onda può essere riflessa specularmente o in modo diffuso.

Il primo caso avviene quando l'onda radio incontra una superficie che, per la sua conformazione fatta di poche irregolarità e avente l'ampiezza breve rispetto alla lunghezza d'onda, può essere considerata "liscia".

L'onda non subisce sostanziali deformazioni.

Breve citazione: la legge di Snell recita:

"Le direzioni di propagazione delle onde incidenti e riflesse formano gli stessi angoli con la superficie di incidenza".

L'onda che batte sul suolo con una inclinazione, ad esempio, di 30°, viene da esso riflesso in avanti con un angolo uguale.

Questa in sostanza è la teoria che riguarda parte degli effetti dell'altezza dell'aereo, ovvero alla distanza che la separa dal suolo sottostante che decide l'angolo di riflessione, e che è relativa alla lunghezza d'onda sulla quale essa risuona.

Di questo importante "parametro" ci occuperemo più avanti, nel capitolo "Effetto Terra".

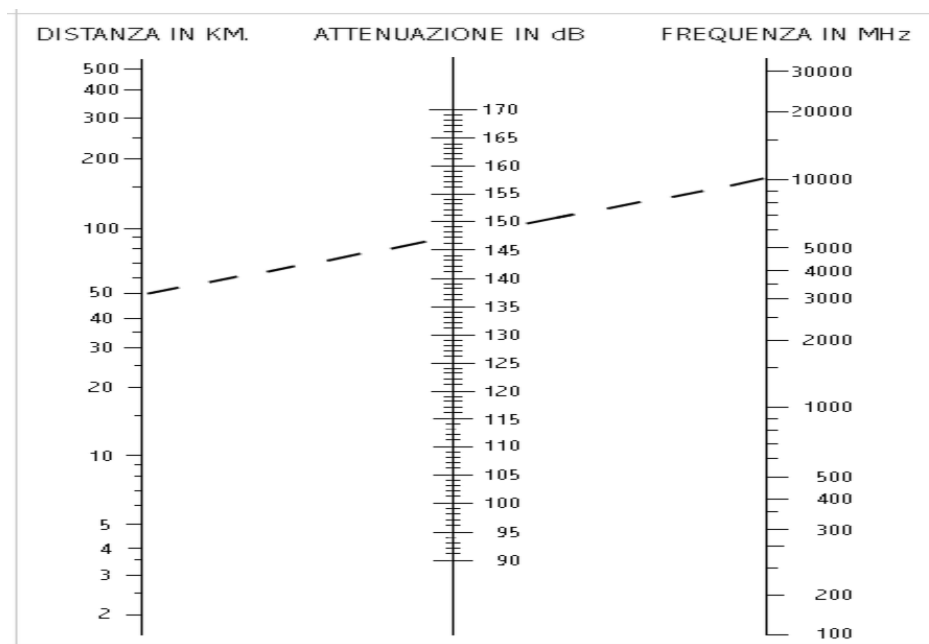
La riflessione diffusa si verifica quando l'altezza della rugosità del terreno dove l'onda va ad incidere, è di dimensione paragonabile alla lunghezza d'onda stessa.

Per conoscere, con buona precisione, l'attenuazione dovuta al percorso nello spazio libero, si ricorre alla formula:

$$\text{Att.} = 37 + 20 \text{ LOG } F + 20 \text{ LOG } D \text{ (in dB).}$$

Esiste tuttavia un abaco, con il quale sarà molto più semplice determinare l'attenuazione in dB dovuta alla distanza tra la stazione trasmittente e ricevente, naturalmente considerando quale attenuazione solo l'atmosfera.

Altre cause di attenuazione sono dovute alla conformazione planimetrica generale delle zone che l'onda deve attraversare, gli edifici che trova sul percorso, linee elettriche, ecc.



Abaco utile per determinare il livello di attenuazione dell'intensità di campo lungo un percorso libero valido per una antenna ad emissione isotropica. Per altri tipi di antenne, per conoscere l'attenuazione, occorre conoscere le caratteristiche di G e D e rapportarle a quelle isotropiche.

M.U.F. - Massima Frequenza Usabile

Quando si vogliono conoscere le condizioni di trasmissione favorevoli per un collegamento a lunga distanza, da effettuare in un desiderato momento, è utile calcolare la Massima Frequenza Usabile, detta M.U.F.

Conoscerla serve a sfruttare nel miglior modo possibile i vari strati atmosferici di riflessione dell'onda, stabilendo quale di essi è possibile utilizzare in un determinato momento, e quindi scegliere la relativa frequenza (o banda) opportuna per la trasmissione. Formula :

$$\text{Frequenza da utilizzare} = FC \sqrt{\frac{D^2}{4h^2} + 1} \text{ dove :}$$

FC è la frequenza critica*; D è la distanza tra l'antenna trasmittente e quella ricevente;

h è la quota alla quale si verifica la riflessione della ionosfera.

*Quando un'antenna ha un angolo di riflessione variabile dal più basso al più alto, il punto, a partire dal quale l'onda non viene più riflessa dalla ionosfera, correlato alla frequenza in uso, determina la FC. Oltre, il segnale si perde nello spazio.

Naturalmente l'antenna deve essere posta ad una certa altezza dal suolo per ottenere l'angolo più basso possibile, in modo che il segnale possa, con un solo "salto", giungere a destinazione e presentarsi al ricevitore con intensità rilevata sufficientemente leggibile.

E' anche conveniente utilizzare frequenze non troppo basse poiché la superficie terrestre tratterrebbe parte della potenza irradiata, costringendoci così ad un aumento della potenza trasmessa per compensare quella persa. L'obiettivo è quello di ottenere una certa intensità di campo, sufficiente per una buona ricezione.

La frequenza più bassa è anch'essa quindi da ritenere critica, ed è definita L.U.F.

Generalmente, per collegamenti a lunga distanza effettuati durante le ore solari, si utilizzano frequenze intorno ai 14 MHz (banda dei 40 metri), mentre durante le ore notturne la frequenza preferita è quella dei 10 MHz (banda dei 30 metri).

Il segnale già utilizzato continuerà poi comunque a rimbalzare sulla superficie terrestre, in modo ciclico e a distanze susseguenti anche variabili di lunghezza, fino ad estinguersi per esaurimento d'energia leggibile prima, per esaurimento totale poi.

Apposite pubblicazioni prevedono l'andamento delle MUF con anticipo di circa tre mesi, e sono a cura di riviste specializzate.

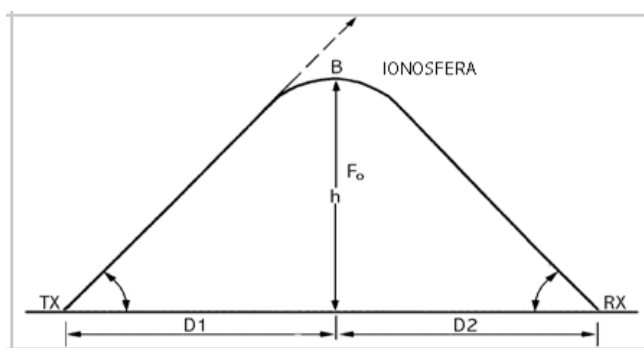


Grafico esemplificativo per il calcolo della Massima Frequenza Usabile.

Polarizzazione

Vi sarà certamente capitato, durante un collegamento in cui abbiate utilizzato due tipi di antenne polarizzate diversamente (una in orizzontale e l'altra in verticale), di notare, da controlli del segnale ricevuti dal corrispondente, una certa differenza a favore di quella polarizzata diversamente.

Capita perché il segnale irradiato dall'antenna, ad esempio, in polarizzazione orizzontale, arriva a destinazione in polarizzazione verticale e l'antenna ricevente lo rileva con intensità notevolmente minore. Avviene in pratica una inversione di polarizzazione.

Questa variazione è dovuta al fenomeno della **rifrazione** nella ionosfera, che varia la polarizzazione del lobo per cui il segnale arriva con fase diversa al ricevitore.

Significa, quindi, che non sempre si rende indispensabile adeguarsi all'uso di uno dei due sistemi di polarità.

Anzi, non sappiamo affatto come si comporta l'onda una volta lasciata l'antenna, perciò siamo affidati completamente alla dea Fortuna! Anche la fortuna però è bene aiutarla, per cui è sempre conveniente utilizzare antenne aventi la stessa polarità del corrispondente.

Il radioamatore che si rispetti possiede due antenne, una omnidirezionale per monitorare i segnali provenienti da ogni direzione, l'altra, direzionale per selezionare la stazione. Una variante può essere un'antenna "a polarizzazione mista" oppure

"elicoidale". Gli elementi radianti di quella a polarizzazione mista sono disposti a croce e lo scopo è quello intuibile dal nome che le distingue: irradiare contemporaneamente nelle due polarità ma anche circolare.

Il senso di rotazione può essere destroso o sinistroso, una scelta selezionata da un relè a basso R.O.S., dal quale dipende la potenza applicabile.

In quelle elicoidale, il campo elettrico ruota (propagandosi lungo l'asse dell'elica).

La polarizzazione del campo irradiato è pressoché circolare. Il senso di rotazione è definito dalla direzione di avvolgimento delle spire che compongono l'antenna. E' pratica e maneggevole per frequenze superiori ai 400 MHz.

Una curiosità da evidenziare è quel fenomeno che definisco ricetrasmisione di "coda", cioè quando per ascoltare una certa stazione è necessario girare l'antenna nel senso opposto alla direzione di provenienza del segnale, e la stessa cosa bisogna fare per farsi ascoltare: trasmettere nella direzione opposta.

Si tratta semplicemente di propagazione lunga, dovuta a venti solari ed altri fenomeni naturali comprendenti gli effetti della propagazione.

Una stazione lontana solo duecento chilometri diventa un dx a lunga distanza.

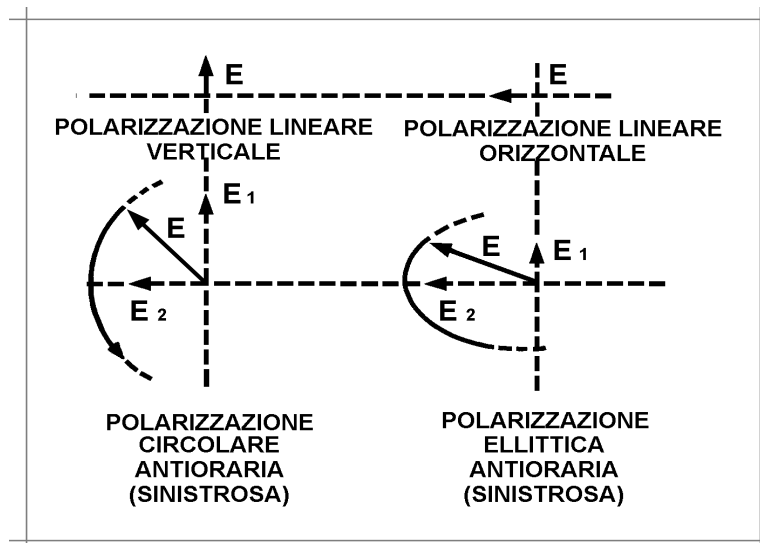


Diagramma dei diversi sensi di rotazione del campo elettrico relativo allo spazio.

Il piano frontale dell'onda è parallelo alla pagina.

Per maggior chiarezza si può dire che l'onda proviene dall'esterno della pagina, ed è come se vista dall'antenna di ricezione.

Variazioni della ionosfera

Come sappiamo, la ionizzazione della regione dell'atmosfera, detta appunto "ionosfera", dipende dal sole che irradia i suoi raggi sempre nella porzione da esso visibile, che è determinata dalla rotazione della terra intorno al suo asse e intorno all'astro.

L'intensità della ionizzazione varia quindi dipendentemente dalla quantità delle radiazioni solari, ma soprattutto dai raggi ultravioletti che la colpiscono. Quelle tra giorno e notte, sono le più frequenti.

Non appena viene esposta verso il sole, la parte di ionosfera relativa alla porzione terrestre irradiata viene ionizzata fortemente ed in modo crescente fino a mezzogiorno, e verso il tramonto il livello di radiazioni diminuisce fino ad un minimo per poi riprendere il mattino successivo.

La solita eccezione che conferma la regola riguarda lo strato F2 che, pare sia stato dimostrato, non dipende solo dalla posizione del sole: il livello massimo di ionizzazione è massimo solo nel pomeriggio.

Le variazioni della ionizzazione sono dovute pure alle stagioni, ovvero alla posizione delle regioni terrestri rispetto al sole. Lo strato E dipende forse totalmente dall'elevazione del sole, e lo conferma il fatto che è molto più intenso durante l'estate.

La ionizzazione, durante i periodi freddi e nelle ore diurne, è molto intensa, e questo comporta che le frequenze critiche siano molto alte. Durante la notte la ionosfera perde le sue caratteristiche elettriche e le frequenze critiche sono più basse.

In estate le temperature sono più alte, e lo strato F2 viene riscaldato: espandendosi diminuisce la densità di ionizzazione a valori più bassi.

Per la differenza di ore di luce tra estate ed inverno, le frequenze critiche notturne sono molto più alte.

Per quanto riguarda le variazioni regionali, quella più stabile è l'equatoriale: il sole è praticamente sempre sulla sua verticale.

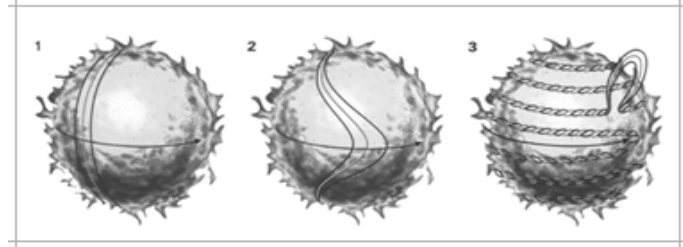
Le frequenze critiche degli strati E ed F1 sono più alte in queste regioni e crescono in proporzione da nord a sud, poiché sono legate direttamente all'altezza del sole.

Le variazioni di ionizzazione della ionosfera sono anche legate alla intensità di macchie solari. Il numero di macchie solari varia ogni anno e dipende dall'intensità dell'attività del sole, che segue un ciclo regolare di undici anni, una fase chiamata "massimo solare".

L'ultimo massimo è avvenuto nel 2002, perciò i prossimi ricorrono nel 2013, ed ancora nel 2024.

Le macchie solari sono causate dal fatto che le linee del campo magnetico vengono modificate dalla maggior velocità di rotazione dei gas all'equatore rispetto ai poli (1), che dopo un certo tempo, causa il loro allungamento e l'avanzamento attraverso la faccia del sole (2).

Le linee del campo magnetico si attorcigliano sempre di più, fino a quando la pressione magnetica ne causa l'eruzione (3). Alla base dell'eruzione si formano le macchie solari.



Formazione dei campi magnetici sul sole e conseguente formazione delle macchie solari.

Effetto Doppler

E' un fenomeno scoperto dal fisico austriaco C. Doppler.

Si tratta del cambiamento nella frequenza di un'onda, rilevato quando la sorgente e l'osservatore sono in moto l'uno rispetto l'altro. Nella fisica classica l'effetto Doppler è solo la componente della velocità di avvicinamento o di allontanamento lungo la linea che unisce l'osservatore e la sorgente.

La frequenza aumenta quando c'è avvicinamento, in quanto si osservano più onde nell'unità di tempo, mentre diminuisce nel caso di allontanamento in quanto si osservano meno onde: per questo, ad esempio, il suono di una sirena o il fischio di un treno sono più acuti quando i mezzi si avvicinano all'osservatore.

Nel caso di onde luminose, l'effetto Doppler provoca variazioni di colore: all'aumento di frequenza associato all'avvicinamento corrisponde uno spostamento verso l'estremità violetta dello spettro.

Le onde generate da una sorgente sonora in movimento acquistano, rispetto ad un ricevitore fermo, una frequenza maggiore o minore di quella di emissione, secondo che la sorgente si avvicini o che si allontani da esso.

Questo effetto si verifica non soltanto per le onde sonore, ma anche per quelle elettromagnetiche e tutti gli altri tipi di onde.

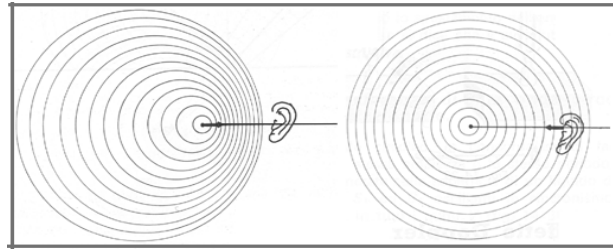
Se sia la sorgente che il ricevitore si muovono nella stessa direzione, rispettivamente con velocità V_s e V_R si ha:

$$f_R = \frac{V - V_R}{V - V_S} f_S \quad \text{dove:}$$

f_R è la frequenza del suono percepito dal ricevitore ;

f_S è la frequenza del suono emesso dalla sorgente ;

V è la velocità di propagazione delle onde sonore (da non confondere con V maiuscola che è simbolo di Volt).



Se una sorgente sonora puntiforme in movimento emette onde in continuità, i fronti delle onde stesse si addensano nel verso di avanzamento della sorgente, mentre si rarefanno in quello opposto (a sinistra nella figura). Di conseguenza, se la sorgente si avvicina ad un osservatore.

Il ricevitore capta più onde di quante ne riceverebbe se la sorgente fosse ferma; evidentemente di meno se la medesima si allontanasse. La stessa cosa si verifica quando l'osservatore si muove e la sorgente è ferma (a destra in figura) e più in generale, quando sia l'uno che l'altra sono in movimento rispetto al mezzo in cui si propagano le onde.

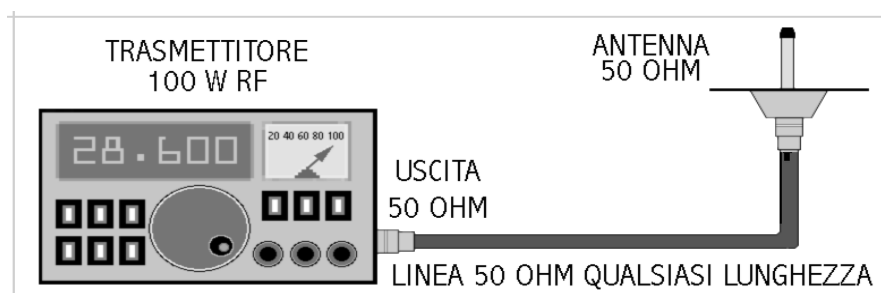
LINEE DI TRASMISSIONE

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Per trasferire un segnale a radiofrequenza dal generatore verso l'antenna è necessario utilizzare un circuito elettrico che abbia la stessa impedenza caratteristica, costante, dei due elementi da connettere.

Solo in questo modo si è certi di trasferire in antenna la massima energia.

Tale circuito, è la **linea di trasmissione** e si realizza con tanti elementi di valori e posizioni tali da ottenere l'impedenza richiesta, che si definisce **Z₀**.



La linea, connessa tra il TX e il carico è d'impedenza uguale ai due elementi.
La stazione intera è accordata.

Le linee di trasmissione per radiofrequenza sono di due tipi: **bifilari** e **coassiali**.



Nella figura, In alto è la linea bifilare, in basso quella coassiale.

Le linee bifilari, composte da due conduttori paralleli disposti ad una certa distanza tra loro, le "piattine", sono inutilizzate da molti anni e quindi difficile da reperire.

Esse sono state sostituite dalle linee coassiali, molto più affidabili.

A queste dedicheremo quasi esclusivamente il nostro interesse.

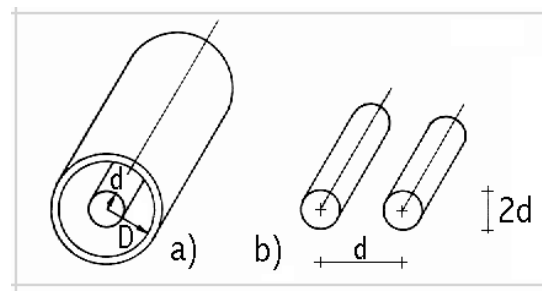
L'impedenza d'uscita di un trasmettitore è generalmente di 50 ohm (Ω).

Anche le antenne presentano in genere la stessa caratteristica in ingresso (punto di connessione).

Il cavo coassiale (necessario ad unire il generatore all'antenna) è composto da un conduttore e da uno schermo, isolati tra loro da una struttura, il dielettrico, un materiale a strati che può essere di varia natura e consistenza.

In alcune applicazioni il dielettrico è l'aria (linea in aria).

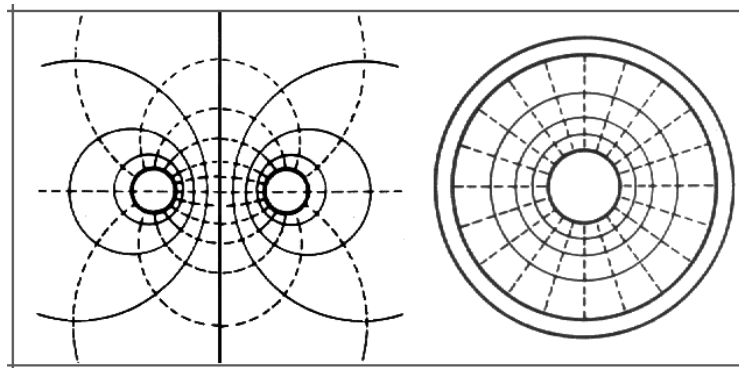
Una linea si dice "coassiale" quando la sua struttura è fatta da conduttore centrale ed uno schermo concentrico intorno ad esso.



In a) la linea coassiale in b) la bifilare.

La forma circolare è la più efficiente poiché, essendo la distanza tra i componenti uguale e costante in ogni punto, il flusso della corrente ad essa applicata è agevolato.

Nel momento in cui si applica un segnale a radiofrequenza lungo una linea coassiale, la corrente che viaggia sulla superficie del conduttore centrale è controbilanciata da un'altra uguale e contraria che percorre la superficie interna dello schermo.



A sinistra sono i campi nella linea bifilare, a destra in quella coassiale.

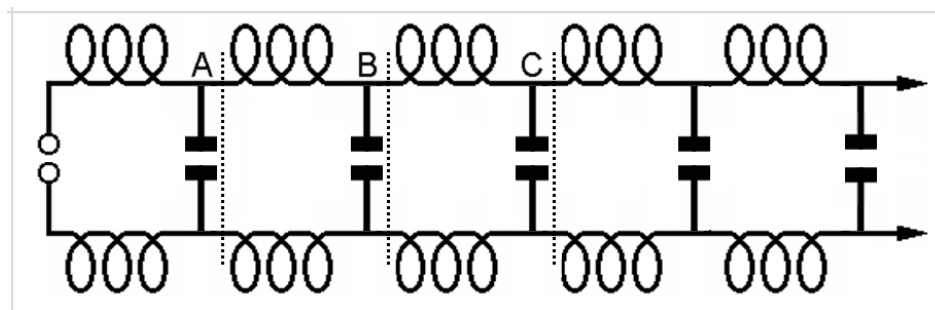
I tratti continui evidenziano il campo elettrico, quelli tratteggiati il campo magnetico.

CARATTERISTICHE delle linee

Impedenza

1. Nelle linee di trasmissione, la resistenza **R**, l'induttanza **L**, la capacità **C** e la conduttanza specifica **G** sono distribuite in modo omogeneo, uniforme. Esse sono definite "costanti distribuite".

In un punto qualsiasi della linea, l'impedenza caratteristica è uguale ad ogni altro punto che la compone.



Linea di trasmissione, circuito equivalente.

I valori di induttanza e capacità dipendono dal tipo di linea.

2. L'impedenza **Z₀**, è, per effetto delle componenti, il rapporto fra la tensione **E** e la corrente **I** incidenti.

$$Z_0 = \frac{E}{I}$$

In pratica, tale definizione rimane valida solo nel caso dell'adattamento perfetto del carico alla linea, ovvero in assoluta assenza di onde stazionarie.

3. In una linea ideale, teoricamente senza perdite, dove la parte immaginaria di Z_0 è trascurabile, l'impedenza caratteristica è data dalla formula

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{dove:}$$

L è l'induttanza che aumenta o diminuisce, a seconda del rapporto col diametro del conduttore (a diametri più grandi l'induttanza cala);

C è la capacità variante con la distanza tra i conduttori. A distanze più brevi la capacità aumenta).

L'impedenza caratteristica Z_0 non dipende dalla frequenza, ma solo dalle caratteristiche geometriche e dal tipo di materiale isolante impiegato.

4. Nel cavo coassiale, l'impedenza caratteristica è data dal rapporto tra il diametro del conduttore centrale e il diametro interno dello schermo, oltre che dal tipo di dielettrico impiegato.

La formula per la costruzione del cavo coassiale è:

$$Z_0 = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \log \frac{D}{d} \quad \text{dove:}$$

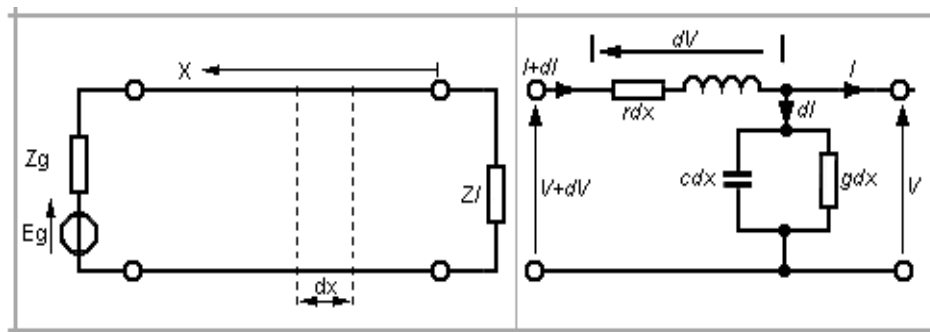
μ_r è la permeabilità magnetica relativa del materiale posto fra i due conduttori;

ϵ_r è la costante dielettrica relativa del materiale posto fra i conduttori;

D è il diametro interno del conduttore esterno;

d è il diametro esterno del conduttore interno.

Il materiale posto ad isolamento tra i conduttori è definito "dielettrico".



Circuito equivalente di una linea di trasmissione. Nella figura, a sinistra il collegamento tra generatore e carico. A destra i parametri di un tratto infinitesimale dx di linea.

Per realizzare linee coassiali in aria, cioè in assenza di materiale isolante tra il conduttore e la garza (dielettrico), la formula è simile, con la differenza che le caratteristiche μ_r ed ϵ_r non vengono considerate, quindi:

$$138 \log \frac{D}{d} \text{ dove:}$$

D (maiuscola) è il diametro interno del conduttore esterno (schermo).

d (minuscola) è il diametro esterno del conduttore interno (centrale).

La tavola che segue aiuta a determinare il rapporto tra due diametri per varie impedenze.

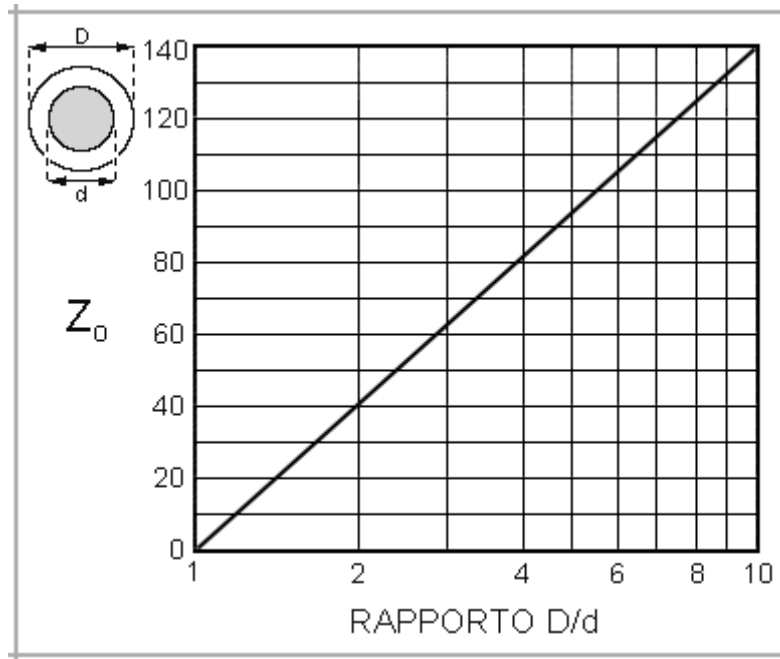


Tavola per il calcolo veloce del rapporto D/d nei cavi coassiali.

L'uso del grafico è molto semplice: in verticale sono riportati i valori d'impedenza ed in basso i vari rapporti tra il diametro esterno del conduttore centrale ed il diametro interno dello schermo.

Tracciando una linea orizzontale partendo da un certo valore d'impedenza, un punto si interseca alla linea obliqua. A quello corrisponde il rapporto d/D, che si legge nei valori in basso (2,4 circa per 50 ohm).

Su frequenze di valore molto alto, dove la linea di trasmissione deve essere di ottima qualità per una veloce propagazione e minima dispersione, si impiegano cavi a conduttore centrale unipolare con schermo uniforme.

Meglio quindi evitare l'uso di cavi dove lo schermo è fatto con una miriade di fili (garza).

Velocità di propagazione

Per effetto del dielettrico, la radiofrequenza lungo la linea viaggia più lentamente che in aria, per cui, quando si vuole conoscere la lunghezza reale di una linea relativa ad una certa frequenza, bisognerà accorciarla di tanto quanto prevede il **fattore K** (fattore di velocità o propagazione). Quella sarà la **lunghezza elettrica**.

Tale valore è indicato dal costruttore (per i cavi coassiali del tipo RG213, RG8, RG11 è di 0,66).

Pertanto, la dimensione di un cavo, relativo ad una lunghezza d'onda o porzione di essa, senza accorciarlo a seconda del fattore K, è una **lunghezza fisica**.

La formula per calcolare la lunghezza elettrica di cavo coassiale è:

$$\lambda = \frac{C}{F} * K \text{ dove:}$$

λ è la lunghezza d'onda (lambda)

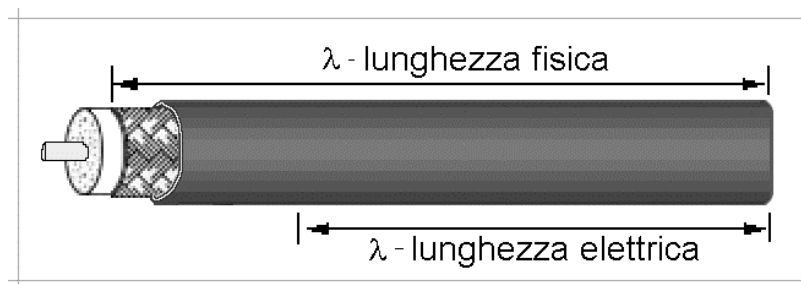
C è la velocità della luce pari a 299.793 Km/s

F è la frequenza di lavoro in MHz

K è il fattore di velocità (o propagazione, fuga), costante del cavo

Per il calcolo delle linee in aria (dove non c'è dielettrico) non si tiene conto del fattore K. Il quel caso la lunghezza elettrica sarà pari a quella fisica.

Una piccolissima riduzione andrebbe ugualmente praticata, poiché anche l'aria attenua la velocità delle onde elettromagnetiche, ma si tratta di una percentuale trascurabile.



La lunghezza elettrica di una linea è minore rispetto a quella fisica.

Attenuazioni e perdite in una linea

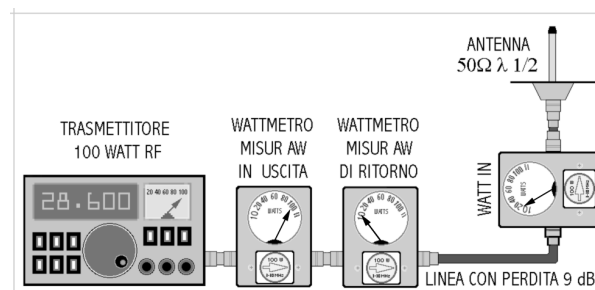
L'intensità di radiofrequenza che si applica all'ingresso di una linea giunge al carico attenuata.

Tra i motivi la lunghezza della linea. La cifra di attenuazione è indicata dal costruttore ed è espressa generalmente in dB per ogni 100 metri.

A frequenze più alte è conveniente impiegare cavi con minor perdita poiché la quantità di attenuazione è legata proporzionalmente alla frequenza d'impiego che, più è alta tanto più cresce verso il carico.

Ad esempio, se impieghiamo un cavo coassiale lungo 30 metri, che a 30 MHz perde 3 dB ed a 150 MHz perde 9 dB, il segnale RF che arriva all'antenna, sulla frequenza più bassa sarà dimezzato e su quella più alta sarà ridotto ad un ottavo. Infatti, facendo riferimento ad una potenza di 100 watt con perdita di linea pari a 9 dB, la RF misurata all'ingresso dell'antenna risulterà essere solo di 12,5W.

Anche la radiofrequenza di ritorno (nel carico disadattato) subisce attenuazione per cui, nel punto d'ingresso al TX, su un wattmetro leggeremmo 0.781 watt riflessi, meno di quanto la RF di ritorno fosse stata misurata all'ingresso dell'antenna.

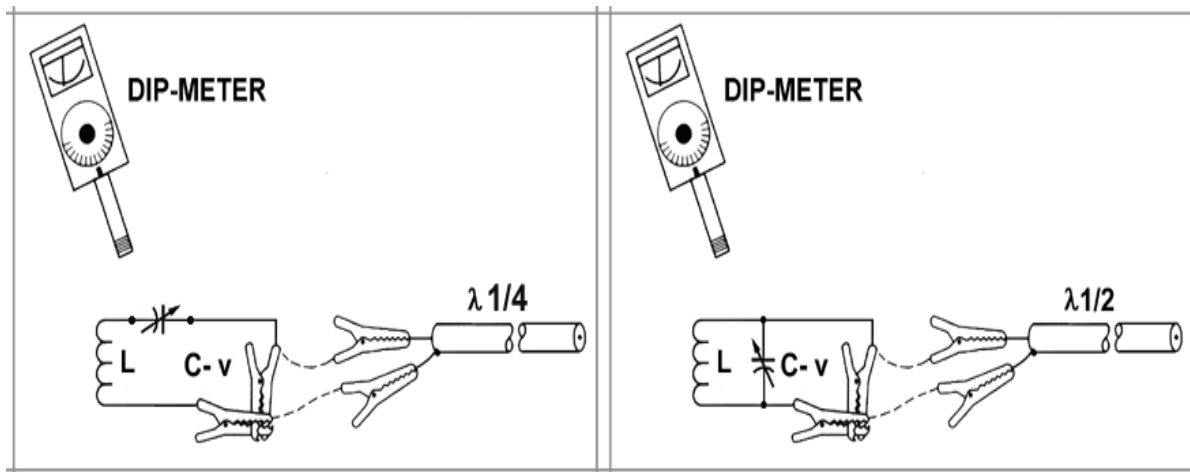


Nella figura il trasmettitore irradia 100 W . in antnna solo 12,5W

Anche la presenza di onde stazionarie lungo la linea, dovute al carico non adattato (cioè che presenta all'ingresso una impedenza diversa da quella della linea di trasmissione e del generatore), è causa di perdita.

Altra piccola parte di RF che non arriva al carico (antenna), è quella che "devia" dal cavo nel punto di ingresso. Torna verso il trasmettitore, percorrendo le pareti interne dello schermo. Per evitare questo fenomeno si possono utilizzare dei dispositivi, i "balun".

Inoltre, è da considerare anche la perdita dovuta alla fuga di radiofrequenza attraverso la maglia (schermo) non propriamente chiusa. Questa caratteristica meccanica torna però utile perché è sfruttata per effettuare delle misure di campo lungo la parte esterna della linea coassiale..



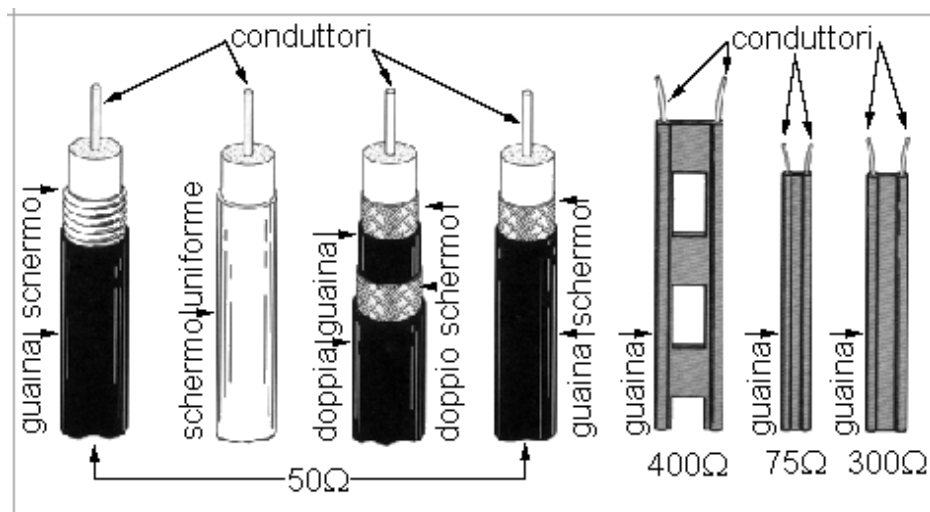
In figura a sinistra il metodo per misurare la lunghezza di un quarto d'onda di linea ed a destra per $\lambda/2$. Il circuito LC è sistemato in posizione diversa: in serie per determinare il quarto d'onda ed in parallelo per la mezza lunghezza d'onda.

Il "grid-dip meter" è uno strumento di misura contenente un oscillatore campione non quarzato pur se sufficientemente stabile. Supporta esternamente le bobine di placca che sono intercambiabili a seconda della frequenza di lavoro, e funziona da sonda quando si accoppia ad un circuito risonante.

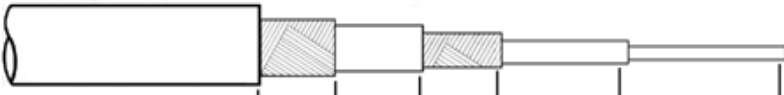
Scorrendo la sonda lungo il cavo, ad un certo punto si avverte uno scarto improvviso del V-meter, quello è il punto di risonanza.

Nelle linee bifilari una perdita è dovuta ad una piccola parte di energia che si disperde intorno ad essa.

E' un campo crescente con la corrente che, data la velocità del ritmo di alternanza E/H , non riesce a neutralizzarsi e rimane pressoché costante.



Alcuni tipi di linee bifilari e coassiali.



Tipo					Dielettrico		Impedenza
RG 8A/U	0.405	0.340			0.285		50
RG 9A/U	0.420	0.360			0.280		51
RG 58A/U	0.195	0.150		0.384	0.116		50
RG59A/U	0.242	0.191			0.146		75
RG62A/U	0.242	0.191			0.146		93
RG 174/U	0.100				0.060		50
RG 196/U	0.080	0.054			0.034		50
RG 214	0.425	0.360			0.285		50
RG 223/U	0.216	0.146			0.113		50

dimensioni meccaniche (in pollici - 1" = 2,54 cm.)

Tabella delle dimensioni dei cavi coassiali comunemente utilizzati.

Onde stazionarie nelle linee

L'onda risultante dal rapporto tra quella incidente e quella riflessa è definita "onda stazionaria", in quanto i valori massimi (**ventri**) ed i minimi (**nodi**) rispettivamente di corrente e tensione, non sono in movimento, ma restano fermi lungo la linea.

I ventri si trovano nei punti in cui la tensione è minima. I nodi si trovano nei punti dove la tensione è massima.

Praticamente si trova un nodo di tensione là dove vi è un ventre di corrente e viceversa.

La distanza tra due ventri e tra due nodi è pari a 1/2 lunghezza d'onda.

La distanza tra i punti massimi (ventri) e minimi (nodi) di tensione e di corrente è di 1/4 della lunghezza d'onda e vanno considerate a partire dal carico.

Il Rapporto di Onda Stazionaria (R.O.S.), può essere calcolato con:

ZI : Zo se il carico (Z I) presenta una impedenza maggiore della linea;

Zo : ZI se il carico presenta una impedenza minore della linea (Zo).

ZI è l'impedenza del carico e Zo quella della linea.

Esempi: Avendo un carico di 30 ohm ed una linea di 50 ohm, il R.O.S. sarà di 1,66 : 1

Si ha un carico di 83 ohm ed una linea di 50 ohm, R.O.S. = 1,66 : 1

Per poter calcolare il R.O.S. quando si conosce la potenza in ingresso all'antenna e di ritorno verso il trasmettitore, la formula da utilizzare è la seguente:

$$R.O.S. = \frac{1 + \sqrt{\frac{W_{rif}}{W_{dir}}}}{1 - \sqrt{\frac{W_{rif}}{W_{dir}}}}$$

dove: W_{rif} è la potenza rf di ritorno verso il tx (riflessa) misurata all'uscita del carico;
 W_{dir} è la potenza di ingresso misurata all'ingresso del carico (antenna).
 L'uscita e l'ingresso del carico (antenna) sono lo stesso punto.

Esempio:
$$\frac{1 + \sqrt{\frac{30}{100}}}{1 - \sqrt{\frac{30}{100}}} = \frac{1 + \sqrt{0.3}}{1 - \sqrt{0.3}} = \frac{1 + 0.5477}{1 - 0.5477} = \frac{1.5477}{0.4523} = 3,42 : 1$$

Se i valori della potenza diretta e riflessa vengono misurati al trasmettitore, per conoscere la quantità di RF effettiva che giunge al carico o che ritorna, bisognerà considerare la perdita dovuta alla lunghezza della linea..

Solo nel caso in cui la linea è d'impedenza uguale al carico il coefficiente di riflessione ed il rapporto di onda stazionaria è pari ad 1 ovvero, l'impedenza in ogni punto della linea ed in particolare al suo ingresso (Z_i) è uguale all'impedenza caratteristica Z_0 , quindi lungo di essa non si presenta onda riflessa.

Se il carico è di impedenza diversa della linea, la potenza trasmessa non viene totalmente irradiata, poiché il rapporto tensione /corrente in vigore non è quello corretto.

La radiofrequenza non irradiata dall'antenna rimane nella linea, viaggiando continuamente tra essa ed il generatore. Questa è la potenza riflessa, e la quantità, ovvero il rapporto con quella effettivamente irradiata dipende dal grado di disadattamento dell'antenna.

Se ne deduce che la potenza riflessa è totale quando l'antenna ha impedenza zero (corto circuito), oppure quando all'estremità della linea non è presente un carico.

In caso di carico disadattato, ma di linea lunga all'infinito, all'ingresso di essa non si formano onde stazionarie o meglio, nel tempo non vi sarebbe ritorno riscontrabile, e comunque le onde stazionarie subirebbero perdite di entità non misurabili.

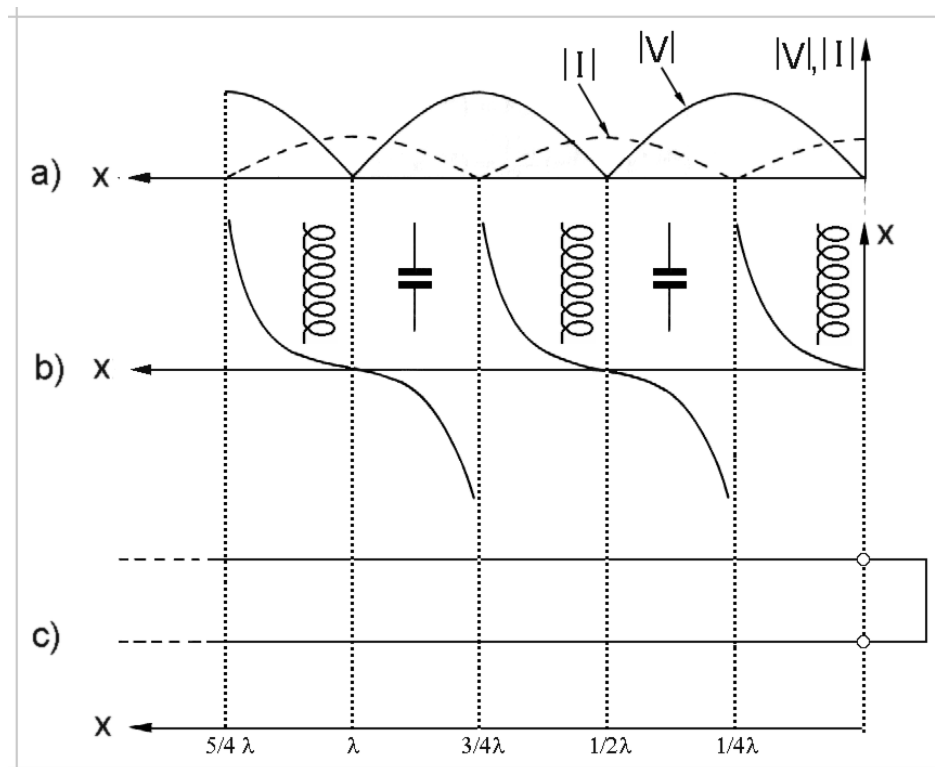
E' da osservare che quando volessimo valutare la corrente e la tensione lungo una linea terminante con carico disadattato, utilizzando un apposito strumento di misura, riscontreremmo valori diversi in ogni punto testato, poiché esse variano, tra minimi e massimi, entro una distanza pari a $\lambda/4$. Non è così invece per l'impedenza ed il R.O.S..

Solo ad una distanza dal carico pari a $\lambda/2$ e suoi multipli, è possibile riscontrare il valore di impedenza del carico poiché in quei punti la linea è puramente resistiva ed il R.O.S. letto sullo strumento di misura è uguale in qualsiasi punto della linea, tenuto conto dell'attenuazione del cavo considerata in quel punto.

Notoriamente molti utenti dell'etere "in erba", tagliuzzano la linea di trasmissione con la convinzione, cosè facendo, di riuscire ad adattare l'antenna, poiché mano a mano che accorciano il cavo vedono calare il valore di R.O.S.

Linea ideale in cortocircuito

I diagrammi di tensione e corrente, in caso di linea ideale in cortocircuito, ovvero dove X è zero, sono riportati nella figura che segue:



Onde stazionarie su una linea ideale in cortocircuito. In a) onde stazionarie di tensione e di corrente. In b) diagramma dell'impedenza. In c) linea in cortocircuito.

In particolare, si noti che sul carico vi è un nodo di tensione ed un ventre di corrente. Questo avviene perché in presenza di cortocircuito, la potenza torna verso il generatore.

L'impedenza, in un punto qualsiasi della linea ideale con $Z_L = 0$, vale: $Z = jZ_0 \tan \beta x$.

Risulta che l'impedenza in un punto della linea ideale in cortocircuito è puramente reattiva. A seconda del segno di $\tan \beta x$, il comportamento è induttivo o capacitivo.

In figura, l'andamento della reattanza lungo la linea è rappresentato in b).

Z è induttiva per $0 < x < \lambda/4$

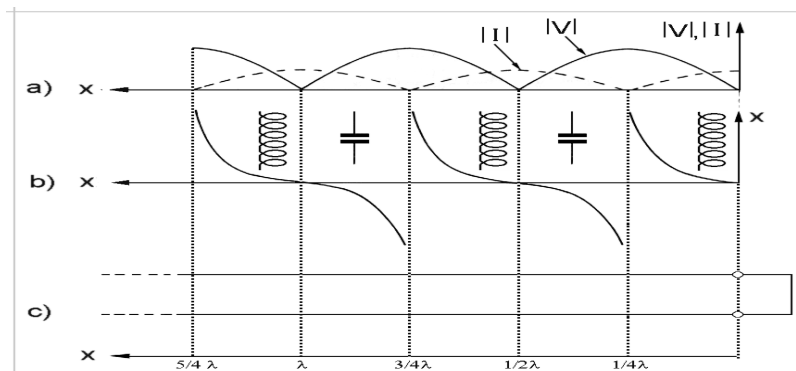
Z è infinita per $x = \lambda/4$

Z è capacitiva per $\lambda/4 < x < \lambda/2$

Z è nulla per $x = \lambda/2$

Linea ideale aperta

I diagrammi di tensione e di corrente in una linea ideale aperta, ovvero dove x è zero, sono riportati nella seguente figura:



Come per la linea ideale in cortocircuito, anche in questo caso $X = 0$ al terminale chiuso, ma in esso si ha invece un nodo di corrente ed un ventre di tensione.

L'impedenza in un punto qualsiasi della linea ideale, con $Z_L = \infty$ vale: $Z = jZ_o \cot \beta x$.

L'impedenza è puramente reattiva. A seconda del segno di $\cot \beta x$, il comportamento sarà induttivo o capacitivo. In figura, l'andamento della reattanza lungo la linea è rappresentato in b).

Z è capacitiva per $0 < x < \lambda/4$

Z è nulla per $x = \lambda/2$

Z è induttiva per $\lambda/4 < x < \lambda/2$

Z è infinita per $x = \lambda/2$

Linee bifilari

Come detto precedentemente, non sono più di uso, e quindi mi limito a riportare solo la formula per la realizzazione, in caso serva per impiego specifico:

$Z_o = 276 \log \frac{b}{a}$ dove : "b" è la distanza fra i centri dei conduttori;

"a" è il raggio della sezione dei conduttori impiegati, nella stessa unità di misura usata

per stabilire la distanza "b".

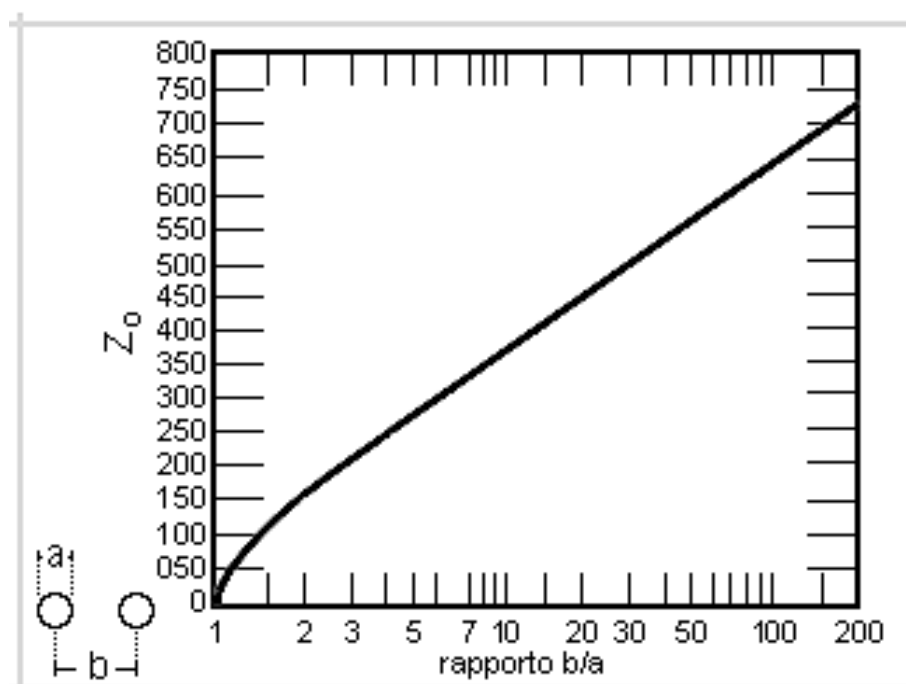


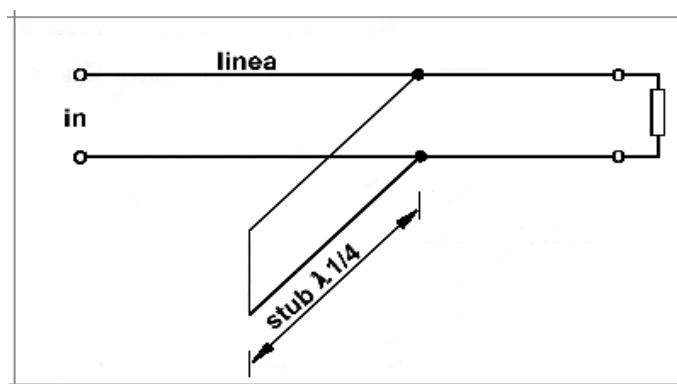
Tabella per la determinazione veloce del rapporto b/a . B è la distanza tra conduttori in millimetri da centro a centro, A è il diametro dei conduttori in millimetri.

Se dovete decidere di realizzare una linea del genere, sappiate che è molto critica, anche alla vicinanza di supporti, muri compresi. In quel caso l'impedenza varia e le correnti che scorrono lungo i due conduttori cambiano di fase. Eventualmente impiegate distanziatori rigidi con proprietà magnetica assente, impermeabilità 1, e tenetela distante da ogni ostacolo.

Linee risonanti

Le linee di trasmissione possono anche essere impiegate come circuiti risonanti, oppure come reattanze con basse perdite di inserzione, poste in parallelo o in serie.

Ad esempio, se essa è lunga $1/4$ d'onda o multipli dispari, ed è chiusa al suo estremo non connesso (in corto), o se è lunga un multiplo pari di $1/2$ lunghezza d'onda, aperta al suo estremo non connesso, presenta all'ingresso una elevata impedenza, impiegabile quindi quale circuito risonante in parallelo.



Esempio di linea $\lambda/4$ impiegata come risonante parallelo.

Quando all'ingresso presenta una impedenza bassa si comporta invece come circuito risonante in serie.

Praticamente le condizioni devono essere inverse alle precedenti: la linea $1/2$ lunghezza d'onda o multiplo pari è chiusa all'estremo non connesso, oppure aperta al suo estremo ma di lunghezza $1/4$ d'onda o multiplo dispari.

Le linee aperte o in corto possono essere utilizzate anche per l'impiego come capacità, induttanze a basse perdite in alta frequenza. A perdite minori corrispondono, naturalmente, lunghezze brevi.

Le variazioni di impedenza con l'impiego delle linee quali sostitutive dei componenti ordinari (condensatori ed induttanze), sono molto più rapide, quindi bisogna prestare molta attenzione nell'operare tagli necessari per ricavare spezzoni di cavo da utilizzare come adattamenti d'impedenza, trappole od altro.

I costruttori di cavi coassiali rendono note le caratteristiche di valore capacitivo per metro, che nel caso dei più comuni come RG213, RG11 si aggirano intorno ai 95 pF per metro.

Per questo specifico utilizzo dei cavi, è bene procurarsi non solo un buon ROSmetro, ma anche uno strumento più completo che comprenda un generatore, un ponte di impedenza, un frequenzimetro.

In commercio vi sono buoni analizzatori con varie funzioni, compatti e affidabili.

Corrente e tensione nella linea

Se un'antenna, al suo ingresso presenta un'impedenza diversa da quella richiesta dalla linea, non si verifica la condizione di perfetto accordo per cui, la radiofrequenza ad essa immessa viene, in parte proporzionale al disadattamento in atto, rifiutata e respinta verso il generatore (onde stazionarie sulla linea).

La conseguenza è che molto probabilmente lo stadio finale del trasmettitore subisce dei danni, se il livello di potenza ritornata supera una certa entità.

Naturalmente si ha una attenuazione della potenza inviata all'antenna ed un riscaldamento del cavo quando la quantità di radiofrequenza inviata è al limite delle caratteristiche che lo distinguono.

Corrente e tensione nella linea diminuiscono e aumentano rispettivamente in rapporto tra la potenza e il disadattamento.

Per calcolare le intensità di corrente e tensione in una linea le formule sono:

- per la tensione massima: $V_{\max} = \sqrt{P \cdot Z_0 \cdot R.O.S.}$

- per la tensione minima: $V_{\min} = \frac{V_{\max}}{R.O.S.}$ (solo in presenza di R.O.S. > 1 : 1)

- per il picco di tensione : $V_p = V_{\max} \cdot \sqrt{2}$

dove V è la tensione in volt

P è la potenza in watt

Z_0 è l'impedenza dell'antenna.

R.O.S. è il rapporto onde stazionarie

- per la corrente massima: $I_{\max} = \frac{E_{\max}}{Z_0}$

dove I è l'intensità di corrente in Ampère;

P è la potenza applicata in watt;

Z_0 è l'impedenza della linea.

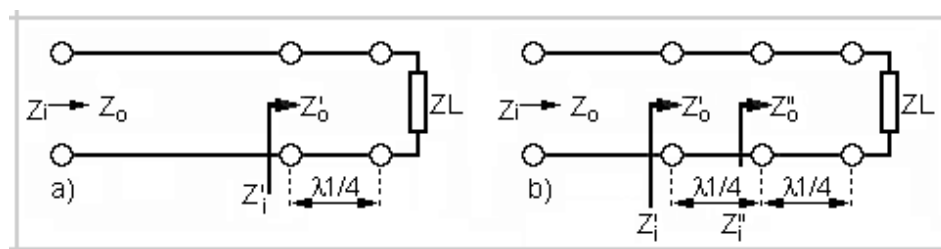
- per la corrente minima: $I_{\min} = \frac{I_{\max}}{R.O.S.}$ (solo in presenza di R.O.S. > 1 : 1)

Per conoscere il valore di R.O.S. : quando $Z_L > Z_0 \rightarrow R.O.S. = Z_L : Z_0$
 quando $Z_L < Z_0 \rightarrow R.O.S. = Z_0 : Z_L$

Linea come trasformatore d'impedenza

E' possibile adattare l'impedenza del carico inserendo tra esso ed la linea coassiale, un trasformatore realizzato con uno spezzone di cavo coassiale.

Per fare un esempio, supponiamo che un'antenna abbia al suo ingresso una impedenza di 100 Ω che si debba adattare ai 50 Ω della linea.



Esempio di impiego della linea come adattamento di impedenza mediante linea lunga un quarto d'onda. A sinistra nella figura ad un solo stadio, a destra a due stadi.

Esiste una formula che permette di calcolare l'impedenza di un trasformatore per l'accordo:

$$Z_t = \sqrt{Z_L \cdot Z_0} \quad \text{dove: } Z_t \text{ è l'impedenza del trasformatore}$$

Z_L è l'impedenza dell'antenna

Z_0 è l'impedenza della linea

Per cui: $Z_t = \sqrt{100 \cdot 50} = 70,7 \, \Omega$ (impedenza trasformatore).

Il trasformatore potrà essere realizzato con una lunghezza elettrica di $1/4$ di λ che abbia impedenza di $71 \, \Omega$ - valore arrotondato -, e che sia idoneo a sopportare la potenza utilizzata.

A esempio, nel caso che l'adattatore avesse dovuto avere un valore di circa $28 \, \Omega$ (carico di circa $16 \, \Omega$), avremmo potuto risolvere in due modi:

- realizzare una linea dedicata, del tipo in aria, avente la lunghezza fisica uguale a quella elettrica (perché assenza di dielettrico), adattamento perfetto;
- utilizzare un cavo che di $75 \, \Omega$ oppure $50 \, \Omega$ ed impiegarne due spezzoni di lunghezza uguale pari ognuno a $\lambda/4$ in parallelo tra loro e inserirli in serie tra carico e linea. Adattamento non perfetto ma soddisfacente. Per queste necessità, in commercio vi trovano i cavi RG11 oppure RRG59, la cui impedenza è di $75 \, \Omega$, oppure RG213 o RG58, d'impedenza $50 \, \Omega$.

Vediamo ora i valori di tensione e corrente nelle linee con terminazione adattata e disadattata utilizzando le formule riportate in precedenza.

Consideriamo che all'antenna si invii una potenza di 100 watt RF, avremo:

$$V_{\max} = \sqrt{P_i \cdot Z_o \cdot R.O.S.}$$

Il R.O.S., nel caso di carico adattato, risulta essere di valore pari a 1 ($Z_L : Z_o = 1$)

$$V_{\max} = \sqrt{100 \cdot 50 \cdot R.O.S.} = 70,71$$

$$V_p = V_{\max} \cdot \sqrt{2} = 70,71 \cdot \sqrt{2} = 100$$

$$I_{\max} = \frac{E_{\max}}{Z_o} = \frac{70,71}{50} = 1,41$$

Se il carico non fosse stato adattato, avremmo riscontrato un R.O.S. totale pari a 2 : 1.

Infatti, $Z_L : Z_o = 100 : 50 = 2$, ed in questo caso, l'intensità di corrente lungo la linea sarebbe stata fluttuante, di valore variabile e, a seconda del punto di lettura tra il carico e il generatore, avremmo riscontrato valori diversi.

Ad un quarto d'onda dal carico, ad esempio, avremmo riscontrato l'intensità massima di corrente (ventre) ed un valore minimo della tensione (nodo).

Ma vediamo quali sarebbero stati i valori di tensione e corrente nel caso che il carico non fosse stato adattato.

$$V_{\max} = \sqrt{100 \cdot 50 \cdot 2} = 100 \quad V_{\min} = \frac{50}{2} = 25 \, V \quad V_p = 50 \cdot \sqrt{2} = 70,71$$

$$I_{\max} = \frac{50}{50} = 1 \, A \quad I_{\min} = \frac{1}{2} = 0,5 \, A$$

La percentuale di radiofrequenza persa per attenuazione dovuta al carico disadattato sarebbe stata quasi dell'11%, la potenza effettivamente irradiata di 89 watt e la perdita di 11 watt, infatti:

$$\text{per il R.O.S. : } R.O.S. = \frac{Z_L}{Z_o} = \frac{100}{50} = 2 : 1$$

- per il coefficiente di riflessione, ovvero il rapporto tra le tensioni e le correnti di ritorno e quelle che raggiungono l'antenna:

$$\rho = \frac{R.O.S.-1}{R.O.S.+1} = \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3} = 0,333$$

quindi, una tensione e corrente riflessa del 33,3% ($0,333 \times 100$) di quella incidente.

- per la percentuale di potenza di ritorno, uguale al quadrato del coefficiente di riflessione: $(0,333)^2 = 11 \text{ (\%)}$
- per la potenza RF di ritorno R.O.S.): $Prif = 0,333^2 \cdot Pdir (100) = 11 \text{ (potenza riflessa)}$
- per la potenza RF effettivamente irradiata è: $Peff = Pdir - Prif = 100 - 11 = 89 \text{ watt}$ (potenza effettiva)

In alternativa, e quando non è possibile reperire un cavo coassiale adatto col quale si possa, in qualche conformazione, ottenere il valore della giusta impedenza richiesta, è necessario realizzare un trasformatore in altro modo. In altro articolo sono riportati vari sistemi di trasformatori d'impedenza.

Linee bilanciate e sbilanciate

Quando una linea è costituita di conduttori che presentano la stessa impedenza verso terra, cioè quanto sono simmetrici rispetto a terra, si dicono **bilanciate**. Se non sono simmetrici verso terra, la linea è detta **sbilanciata**.

La linea bilanciata è fatta con due conduttori ed una garza intorno, che offre una schermatura contro i campi elettrici esterni in quanto crea una 'gabbia di Faraday'.

I due conduttori conducono lo stesso segnale ma invertito di fase e questo permette, in ricezione, di cancellare il rumore generato dai campi magnetici vicini alla linea.

Infatti, rimettendo in fase i segnali e dunque ponendo in opposizione di fase il rumore, quest'ultimo viene eliminato, consentendo di estrapolare il solo segnale originario.

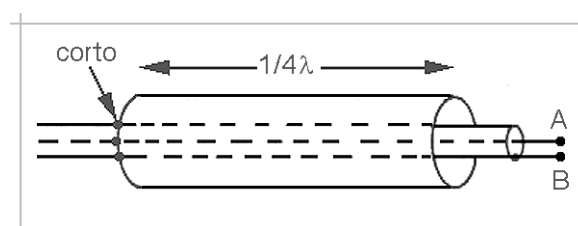
Nel secondo caso si tratta di un cavo di trasmissione fatto con due conduttori, uno dei quali porta la tensione di massa. La massa avvolge il primo conduttore per schermarlo dai campi elettrici.

Quando dobbiamo connettere un cavo coassiale ad una antenna aperta al centro, come il dipolo che ha l'ingresso bilanciato, dobbiamo interporre, tra essa ed il cavo, un dispositivo che bilanci il cavo.

Questo trasformatore è detto **balun** e si possono realizzare con spezzoni di cavo, ma anche con ferrite.

Il più semplice è quello detto a **bazooka**, e viene sistemato in parallelo al cavo coassiale, all'ultimo quarto d'onda di linea verso l'antenna. La terminazione ad $\frac{1}{4}$ d'onda dall'ingresso dell'antenna è cortocircuitata sulla garza del cavo coassiale. Si ha, in effetti, una linea lunga $\frac{1}{4}$ d'onda in cortocircuito all'estremo lontano dall'antenna., che presenterà un'impedenza infinita all'estremità vicino all'antenna.

Nella figura, i punti A e B possono perciò assumere tensioni simmetriche rispetto a terra.



Linea bilanciata tipo bazooka. Il tubo è aperto verso il carico ed in corto alla terminazione, come nella figura.

Linee artificiali

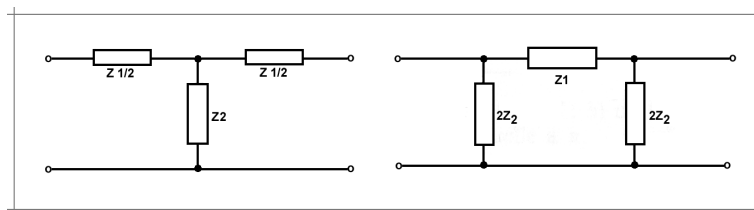
Le linee artificiali sono costituite da uno o più quadripoli disposti in cascata.

Ogni quadripolo è formato da resistenze, induttanze e capacità di valore tale che la sua funzione, se fatto con un numero sufficiente di celle, può essere paragonata ad una vera e propria linea di trasmissione.

I quadripoli sono composti in maniera simmetrica, a π o anche a T.

I parametri caratteristici di una linea reale possono essere messi in relazione ai parametri della cella che costituisce o fa parte della linea artificiale.

Una linea lunga L con costante di propagazione Y ed impedenza caratteristica Z_o equivale ad una linea artificiale a T o a π , se questa ha la stessa impedenza caratteristica e costante di trasduzione uguale a yL.



A sinistra della figura una linea artificiale costituita da cella a T.

A destra è una linea artificiale costituita invece da cella a π .

In una cella a T come nella figura a sinistra, si ha :

$$Z_o = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad \cosh yL = 1 + \frac{Z_1}{2 Z_2}$$

da cui si ricava: $Z_2 = \frac{Z_o}{\sinh yL}$

$$Z_1 = 2 \frac{Z_o}{\sinh yL} (\cosh yL - 1) = 2 \frac{Z_o}{2 \sinh \frac{yL}{2} \cosh \frac{yL}{2}} 2 \sinh^2 \frac{yL}{2} = 2 Z_o \tanh \frac{yL}{2}$$

Per quanto riguarda la cella a π in figura a destra, si ha :

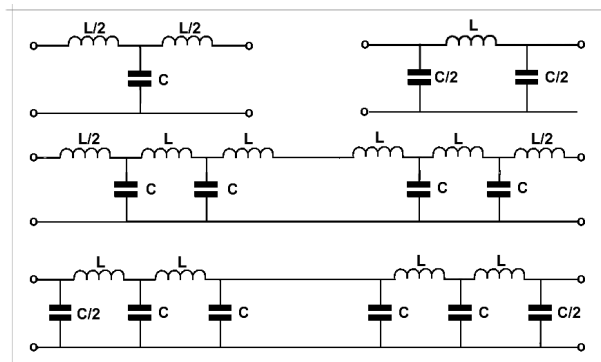
$$Z_o = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}} \quad \cos yL = 1 + \frac{Z_1}{2 Z_2} \quad \text{da cui si ricava :}$$

$$Z_2 = \frac{Z_o}{2 \tanh \frac{yL}{2}} \quad Z_1 = Z_o \sinh yL$$

Le linee artificiali sono impiegate, in particolare, nei filtri, nell'adattamento d'impedenza e in equalizzatori di fase.

Linee di ritardo

Sono linee caratterizzate dalla proprietà di trasmettere il segnale con un ritardo che varia da alcuni decimi di secondo fino ad alcuni millisecondi.



Linee di ritardo a parametri concentrati. In alto a sinistra cella a T ; a destra cella a π ; al centro linea di ritardo composta di celle a T. In basso linea di ritardo composta di celle a π .

Le linee coassiali non sono adatte a questo impiego in quanto la lunghezza degli spezzoni di linea è eccessiva, visto che il rapporto tra la velocità di propagazione del cavo non è molto inferiore a quella della propagazione delle onde elettromagnetiche nel vuoto, a meno che non si adoperino linee lunghissime per aumentare il ritardo ma non è conveniente. Inoltre, l'impedenza dei cavi coassiali e delle linee bifilari è bassa.

L'impiego di linee coassiali è limitato solo nei casi in cui occorrono ritardi estremamente brevi.

Le linee di ritardo a parametri concentrati sono costituite da un circuito che comprende un certo numero di elementi a parametri concentrati di valore opportuno ad ottenere il ritardo desiderato e l'impedenza richiesta.

Consistono di uno o più quadripoli in cascata. Maggiore è il numero delle celle, tanto più il comportamento si avvicina a quello di una linea di ritardo a costanti distribuite.

Nella figura sopra sono rappresentate una cella a T ed una a π . Le linee di ritardo ottenute da più celle in cascata a T e a π .

Le linee artificiali a costanti distribuite hanno la proprietà di ritardare maggiormente il segnale, in quanto i valori induttivi L e capacitivi C sono molto più alti che nel cavo coassiale. Sono dette "cavi a selenoide" per le loro conformazioni.

Una consiste di un conduttore avvolto ad elica, separato da un materiale isolante, su un supporto metallico di forma cilindrica, che costituisce il secondo conduttore.

Un'altra conformazione è quella che somiglia al normale cavo coassiale, con la differenza che il conduttore centrale è avvolto a spirale su un supporto non metallico.

Data la costituzione, i valori dell'induttanza (l) per unità di lunghezza e della capacità (c) per unità di lunghezza, sono notevolmente più alti che nel cavo coassiale.

La velocità di propagazione è data da: $v = 1/\sqrt{lc}$

dove l e c sono rispettivamente induttanza e capacità della linea per unità di lunghezza.

Di conseguenza, il forte aumento di induttanza e capacità causa una notevole diminuzione della velocità di propagazione e quindi un aumento del tempo di ritardo.

Rispetto alle linee a costanti concentrate hanno il vantaggio di una maggiore compattezza.

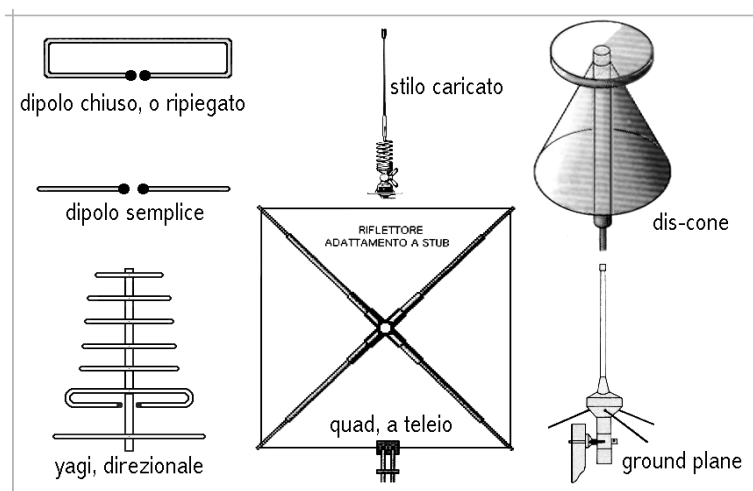
LE ANTENNE

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

L'antenna è un dispositivo in grado di ricevere un segnale elettrico ed a convertirlo in onda elettromagnetica per irradiarlo nello spazio circostante e viceversa.

Questa sommaria definizione è sufficiente per essere inserita in un dizionario, ma non basta a chi ha interesse o curiosità a saperne di più.

Dalla definizione fatta si capisce che l'antenna può essere considerata come un trasformatore di energia, posto da trasformatore tra il generatore e lo spazio vuoto.



Vari tipi di antenne, utilizzate anche nelle stazioni radioamatoriali.

Due apparecchi telefonici per poter essere in grado di comunicare tra loro, devono essere collegati tramite una linea di trasmissione.

Un trasmettitore che deve inviare il segnale a molti chilometri di distanza, è collegato anch'esso ad una linea di trasmissione che però, ad un certo punto, termina ad un dispositivo ad esso collegato: l'antenna.

Essa simula la continuità della linea fino al ricevitore, che utilizza a sua volta un dispositivo simile, ricevente, per convertire il segnale da elettrico ad elettromagnetico.

Si può quindi pensare all'antenna come una linea infinita, con caratteristiche di risonanza ed impedenza in stretta comunione con il generatore ed il cavo che la connette ad esso.

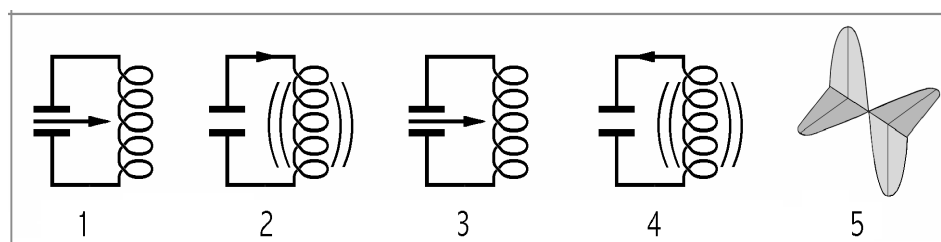
Caratteristiche dell'antenna

Le dimensioni dipendono dalla F_q (frequenza, lunghezza d'onda) sulla quale deve assolvere il suo compito.

Il rapporto di volume è inversamente proporzionato alla frequenza, espressa in MHz, cioè: su una frequenza bassa l'antenna sarà grande e viceversa. I parametri caratteristici dell'antenna sono:

- la **fase**, che è la relazione angolare esistente tra la corrente e la tensione applicate;
- l'**impedenza**, che è il rapporto tra la tensione applicata e la corrente risultante;
- la **resistenza di radiazione** che è strettamente correlata con l'impedenza;
- la **Reattanza**, che è legata alla frequenza ed alla resistenza di radiazione;
- il **guadagno**, che è il rapporto tra la potenza irradiata o ricevuta con riferimento al dipolo isotropico, ed è relativo alla direttività;
- la **direttività**, che è l'intensità di segnale emesso o ricevuto in funzione dell'angolo di irradiazione trasmesso, ed è relativa al guadagno;

- la **larghezza di banda**, che è l'intervallo di frequenza che un'antenna è in grado di ricevere o su cui è capace di irradiare mantenendo impedenza resistiva;
- il **Q**, che è relativo alla reattanza e alla larghezza di banda.



Principio di funzionamento di un'antenna.

- 1) L'energia è immagazzinata sotto forma di campo elettrico nel condensatore.
- 2) Il condensatore si scarica; la corrente che fluisce nell'induttanza genera campo magnetico.
- 3) La magnetizzazione dell'induttanza ricostruisce il campo elettrico nel condensatore.
- 4) Il ciclo si ripete e l'energia elettrica viene nuovamente convertita in energia magnetica.
- 5) La conversione di energia elettrica E in energia magnetica H in modo oscillante, genera campi elettrici e magnetici concatenati, disposti a 90° l'uno rispetto l'altro, che si allontanano dall'antenna propagandosi nello spazio circostante.

Corrente e tensione

Il circuito risonante più corto, sintonizzato ad una certa frequenza, è un conduttore lungo mezz'onda ($\lambda/2$) elettrico, cioè accorciato rispetto all'effettiva lunghezza d'onda calcolata (quella fisica), cioè in funzione del diametro del conduttore del materiale impiegato.

Applicando una carica elettrica ad un suo estremo, la corrente lo percorre per tutta la sua lunghezza fino all'altro estremo dove inverte il flusso e torna al punto di partenza, effettuando così un ciclo completo.

Il segnale a radiofrequenza (RF), continuo e immesso in un'antenna $\lambda/2$, varia in tensione con forma di onda sinusoidale, in quanto le cariche sono fornite in zone differenti del ciclo.

Nel momento di eccitazione del filo, e quindi all'inizio del ciclo, le cariche di segno opposto si trovano agli estremi del conduttore dove, per differenza di potenziale tra essi, l'intensità è massima (si sommano).

La corrente risultante nei due stessi punti di massima tensione, è d'intensità prossima allo zero (minima) poiché, in quel punto vi sono in gioco due correnti che viaggiano in senso opposto tra loro. Infatti, quando la prima carica raggiunge l'estremo del filo inverte la direzione, la seconda, con la stessa intensità, parte nella stessa direzione, quindi opposta alla prima che sta tornando all'origine, provocando l'annullamento di entrambe quasi totalmente.

Il ciclo si ripete fino a che al filo viene immesso il segnale RF.

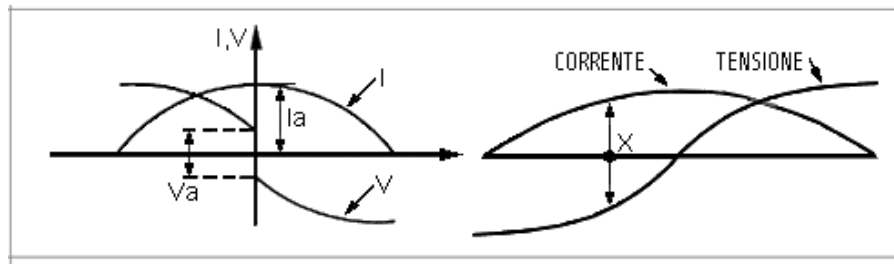
Praticamente durante il percorso, per la variazione d'intensità, la corrente disegna un arco, con inizio e fine alle due estremità di esso, con picco che è individuabile nel punto centrale (ad $1/4$ d'onda).

La tensione, per la stessa ragione, disegna una S con inizio sempre alle due estremità ma all'altezza della massima intensità di corrente, con il punto di minima individuabile nello stesso punto dove la corrente è massima.

Quindi, le forme ad arco e ad S della corrente e della tensione sono dovute alla differenza di intensità variabile lungo il percorso, per motivi di opposizione di fase.

Per quanto sopra, si deduce che tensione e corrente invertono le rispettive polarità ad ogni mezzo ciclo, con intervallo tra essi pari ad un quarto d'onda.

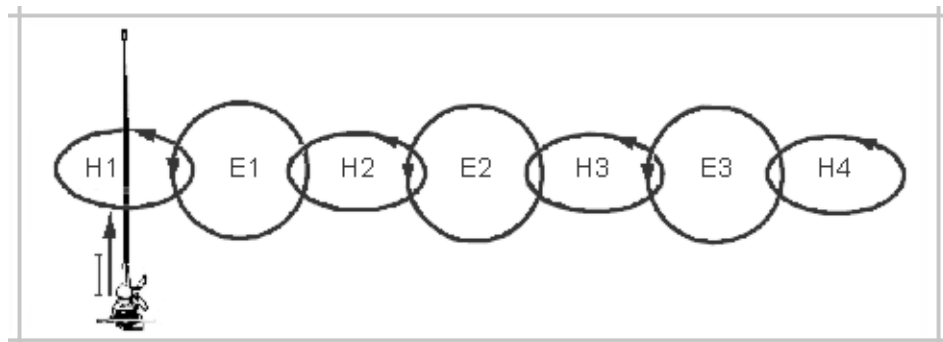
L'ampiezza della corrente misurabile in ogni punto del filo è detta **onda stazionaria di corrente**, ed il valore varia con legge sinusoidale, a seconda della frequenza.



Il punto di massima intensità di corrente lungo un filo è definito *ventre*, quello corrispondente all'intensità minima di tensione si chiama *nodo*.

Irradiazione dell'antenna

Il campo irradiato nelle prossimità dell'antenna, entro una distanza di qualche lunghezza d'onda, è detto di induzione, ma a noi interessa sapere del campo di radiazione, quello a grande distanza dall'antenna, che è caratterizzato da un campo elettrico **E** ed uno magnetico **H**, perpendicolari fra loro e alla direzione di propagazione.



In figura, la corrente **I** percorre l'antenna, producendo il campo elettromagnetico. **E** è quello elettrico, **H** quello magnetico, alternati e perpendicolari tra loro. Quando si stabilisce la polarità di radiazione, ovvero la posizione orizzontale o verticale dell'antenna, si fa sempre riferimento al campo **E**.

Le due intensità di campo **E** ed **H** sono relative all'impedenza caratteristica del vuoto, che è data dalla relazione fra la permeabilità magnetica e dalla costante dielettrica dello stesso. L'impedenza caratteristica del vuoto ha un valore di $377 \, \Omega$, infatti:

$$E / H = Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120 \pi \approx 377 \, \Omega.$$

Dove: **Z₀** è l'impedenza caratteristica del vuoto

μ₀ è la permeabilità magnetica del vuoto

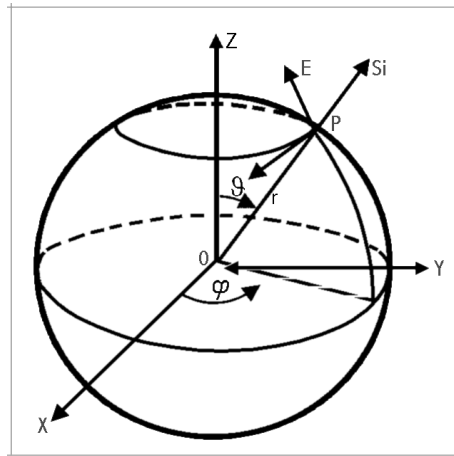
ε₀ è la costante dielettrica del vuoto

Superfici d'onda e fronti d'onda sono le superfici costituiti da punti dello spazio nei quali i campi elettrico e magnetico hanno la stessa fase, dipendentemente dalla distanza dall'antenna.

A distanza considerevole dal punto di radiazione dell'antenna, la superficie sferica si può approssimare al piano tangente in cui giacciono i campi **E** ed **H**. Si può ritenere allora che la propagazione avvenga per onde piane.

Il piano di polarizzazione dell'onda è quello individuato dalla direzione di propagazione e dal campo elettrico **E**.

Alle onde elettromagnetiche è associato un flusso di energia nella direzione di propagazione.



Campo elettromagnetico, vettore di Poynting e superficie d'onda.

La potenza che in un determinato istante attraversa l'unità di superficie normale alla direzione di propagazione è detta **densità di potenza** ed è rappresentata dal vettore di Poynting "S" ($S_i = E \wedge H$ (W / m^2)) che è un vettore avente direzione normale al piano E, H con verso quello della propagazione dell'onda.

Il modulo è uguale al prodotto dei valori istantanei del campo elettrico e magnetico.

Se la corrente nell'antenna varia con la legge sinusoidale nel tempo, i due campi elettromagnetici variano anche essi con la stessa legge, e allora si può affermare che :

$$S = \frac{1}{2} EH \quad (W / m^2)$$

dove: **S** è il valore medio (in un periodo) della potenza che attraversa l'unità di superficie normale nella direzione di propagazione.

E, H sono le ampiezze dei campi **EM** che si suppone varianti con legge sinusoidale.

Il campo prodotto dall'emissione a radiofrequenza si misura in potenza **P**.

La potenza emessa da un'antenna isotropica (irradiazione a 360°) può essere messa in relazione con la densità (di potenza) **S** e con il campo elettrico **E**.

Infatti, ad una distanza **r** dall'antenna, la potenza si distribuisce su di una superficie sferica di raggio **r**, e si ottiene che $S = P / 4 \pi r^2$.

Il flusso di energia nella direzione di propagazione può essere indicato anche dalla potenza irradiata per angolo solido **P'** e si ha:

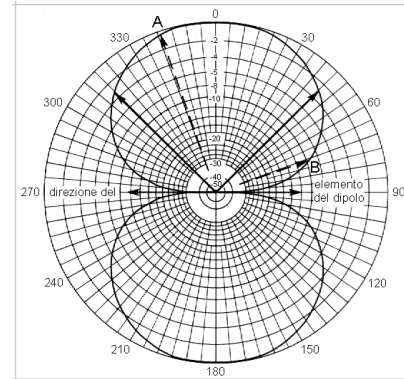
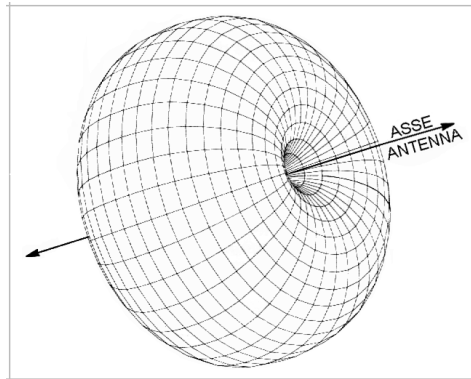
$$P' = \frac{S 4 \pi r^2}{4 \pi} = S r^2$$

La misura **S** è quella che abitualmente usiamo, e la lettura avviene sullo strumento collocato all'interno dei ricevitori (il famoso "S come Santiago").

Ogni punto "S" equivale a 6 dB fino a S9 mentre, oltre questo valore, la misura è letta direttamente in dB nella parte solitamente evidenziata con colore diverso dalla prima parte della scala dello strumento di misura.

Radiatore isotropico e dipolo elementare

Il dipolo elementare irradia con intensità pressoché uniforme in tutte le direzioni e produce un lobo che può essere considerato **isotropico**. Esso, con caratteristica di guadagno zero e direttività intorno a 360 gradi, viene considerato quale riferimento per le caratteristiche di guadagno e direttività di tutti gli altri tipi di antenne.



È costituito da un conduttore filiforme di lunghezza d'onda elettrica minore rispetto a quella d'onda fisica ed è percorso da una corrente costante in ampiezza lungo tutta la sua superficie in una direzione definita.

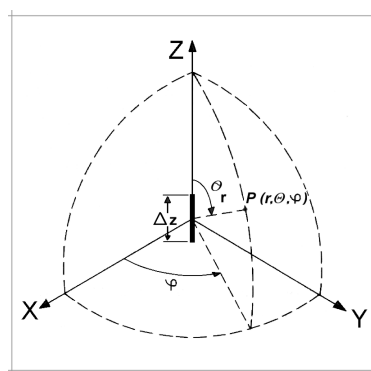
Questa caratteristica è motivo della irradiazione non uniforme in tutte le direzioni.

Esso può essere considerato come trasformatore di energia a radiofrequenza che riceve dal generatore ed irradia nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche. Allo stesso tempo esso è un adattatore d'impedenza tra il generatore ed il vuoto intorno a sé.

Il dipolo è da considerare, come le linee di trasmissione, un circuito a costanti distribuite, pertanto, l'andamento generale della corrente è simile a quello già descritto per le linee di trasmissione e dipende, in particolare, dal carico e dalla lunghezza della linea che ne determina anche l'impedenza.

L'irradiazione del dipolo elettrico elementare è più intensa nelle direzioni che sono ad angolo retto con la linea del filo conduttore, mentre si ha una diminuzione verso le direzioni di misura che si allineano al conduttore, fino a che in coincidenza, cala rapidamente verso lo zero.

L'intensità di campo intorno al dipolo elementare varia quindi a seconda della punto in cui viene misurata rispetto allo stesso.



Campo prodotto da un dipolo elettrico elementare.

Diagrammi di radiazione

Un'antenna che irradia omogeneamente in tutte le direzioni è detta radiatore isotropico.

L'intensità di campo delle antenne reali, invece, varia con la direzione ed il comportamento è rappresentato mediante i "solidi di radiazione" ed i "diagrammi di radiazione".

Se in ogni direzione dello spazio si riporta, partendo dal punto di origine del sistema di coordinate associato all'antenna presa in considerazione, un segmento proporzionale al modulo $|\mathbf{E}|$ del campo elettrico irradiato o alla direttività $\mathbf{D}$, si ottiene una figura conosciuta col nome di "solido di irradiazione".

I diagrammi di radiazione sono le curve che si ottengono selezionando il solido di radiazione con piani opportuni. Per difficoltà di rappresentazione tridimensionale, così come in realtà si espande nello spazio, i diagrammi vengono raffigurati su due sezioni piane perpendicolari fra loro, quella verticale e quella orizzontale.

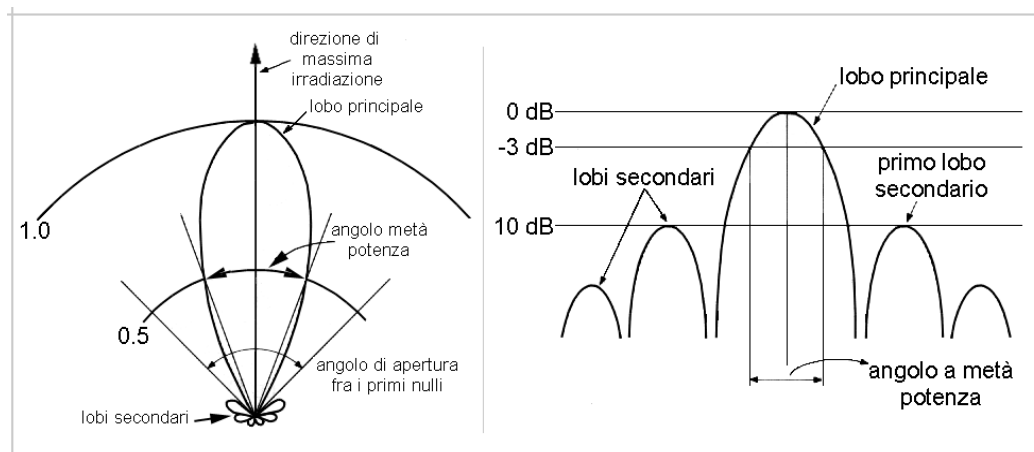
In relazione alla posizione dell'antenna, vengono indicati come diagrammi di radiazione dell'una o dell'altra polarità e contengono riferimenti ai minimi e massimi di guadagno e direttività.

In particolare viene raffigurato quello che indica la direzione di massima radiazione, ed è definito **lobo principale**, mentre altri sono chiamati **lobi secondari**.

I parametri principali riportati nei diagrammi di irradiazione sono:

1. angolo di apertura d'irradiazione totale espresso a metà potenza, che corrisponde all'angolo tra le due direzioni in cui il diagramma d'irradiazione si riduce di 3 dB rispetto al suo massimo valore;
2. angolo di apertura del lobo principale compreso tra i primi nulli del diagramma;
3. rapporto tra la massima ampiezza del diagramma del lobo principale e secondario

I diagrammi di radiazione normalizzati in campo ed in potenza coincidono nel caso in cui siano espressi in decibel, per cui l'angolo di apertura a metà potenza corrisponde a quello tra le due direzioni in cui il diagramma di radiazione si riduce di 3 dB rispetto al suo valore massimo.



A sinistra : Diagramma di radiazione in potenza del tipo polare normalizzato.

A destra : Diagramma di radiazione in potenza, normalizzato cartesiano in dB.

Guadagno e direttività

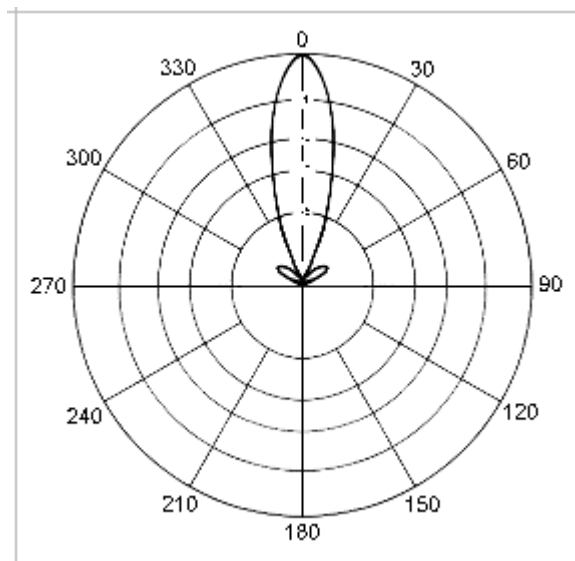
Il guadagno è rappresentato con $\mathbf{G}$.

In un'antenna il $\mathbf{G}$ nella direzione di irradiazione massima è dato dal rapporto tra la potenza irradiata da una antenna isotropica P_i (intorno a 360°) e la potenza P_a con la quale si deve alimentare l'antenna reale, quella esistente, efficace ad ottenere un campo eguale in uno stesso punto ad una certa distanza.

Il guadagno $\mathbf{G}$ è espresso in **dB** (decibel) $\mathbf{G}(\text{dB}) = 10 \log \mathbf{G}$.

In via generale il $\mathbf{G}$ dipende dal rapporto tra esso e la direttività ($\mathbf{D}$).

La direttività $\mathbf{D}$ di un'antenna è rappresentata dal rapporto tra la potenza irradiata da una antenna isotropica e la potenza P_r che deve irradiare l'antenna reale per ottenere lo stesso valore del campo elettromagnetico nello stesso punto a grande distanza.



viene distribuita su un angolo minore di 360° (dipolo isotropico).
 Lobo di irradiazione di una antenna con guadagno in una direzione.
 Si dice che guadagna poiché la potenza inserita ad essa

Anche D è espresso in decibel : $D \text{ (dB)} = 10 \log D$.

Se l'antenna non ha perdite $G = D$ mentre, in caso contrario, $G < D$.

Quindi il guadagno indica la direttività dell'antenna, cioè la capacità di essa ad irradiare l'energia concentrandola in una direzione desiderata.

Ad esempio, $G=2$ ($G=3\text{dB}$) significa che per avere lo stesso campo nella direzione di massima irradiazione dell'antenna reale, il radiatore isotropico deve impiegare potenza doppia; oppure che a parità di potenza irradiata, la densità di potenza nella direzione di massima irradiazione dell'antenna è il doppio della densità di potenza nella stessa direzione del radiatore isotropico, - o che il campo è $\sqrt{2}$ volte più grande.

Nella pratica del radioamatore, le antenne che hanno un guadagno G nella direzione d'irradiazione sono dette "direttive" o "direzionali" e sono composte da uno o più elementi oltre al dipolo, posizionati prima o dopo di esso ad una certa distanza.

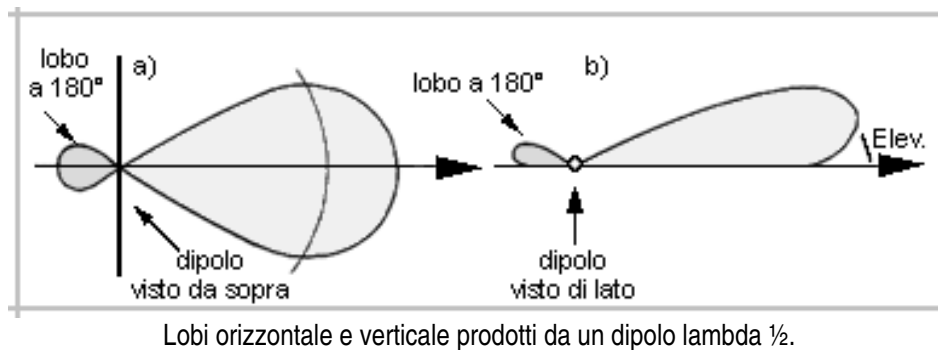
L'elemento posizionato dietro al dipolo è definito **riflettore** ed è più lungo; quello che è posto davanti al dipolo si definisce **direttore**, ed è più corto.

Angolo d'irradiazione verticale

La direttività verticale è determinante per effettuare buoni collegamenti su frequenze dai 14 MHz (20 metri) in su. L'angolo d'elevazione dipende da varie componenti, non ultima l'altezza dell'antenna dal suolo, che determina il numero di riflessioni sullo strato ionosferico che il segnale effettua per giungere ad un ricevitore situato ad una certa distanza. Ad ogni riflessione il segnale viene attenuato. Se ne deduce quindi, che l'angolo d'irradiazione verticale più basso permette al segnale di giungere a destinazione con meno salti, quindi nel minor tragitto e col risultato di minore attenuazione di radiofrequenza.

Se l'angolo d'irradiazione verticale non è sufficiente, si verifica l'effetto fading selettivo per le interferenze tra onde che hanno percorso cammini diversi.

Gli angoli che permettono buoni collegamenti a lunga distanza su 14 MHz sono compresi tra 3° e 15°, mentre per collegamenti a breve distanza sono compresi tra 15° e 30°. Su 21MHz gli angoli buoni sono tra 3° e 13° e sui 28 MHz quelli tra 3° e 10°.



Reciprocità in ricezione

L'area efficace **A_{eff}** (area efficace) di una antenna ricevente è il rapporto tra la potenza **P_d** (potenza disponibile) trasferita al carico, ovvero all'uscita dell'antenna in condizione di adattamento e quando sia orientata nella stessa direzione dell'onda per la massima ricezione, e la densità di potenza **S** dell'onda incidente: $A_{eff} = P_d / S$

L'area efficace **A_{eff}** e guadagno **G** sono legati dalla relazione

$$G = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2}$$

La formula che consente di determinare la potenza disponibile **P_d** all'uscita di un'antenna ricevente, di guadagno **G_r**, posta nello spazio libero, a distanza **r** da un'antenna trasmittente di guadagno **G_t** (che irradia una potenza **P_i**), stabilendo che le due antenne devono essere orientate nelle direzioni, rispettivamente di massima ricezione e di massima radiazione, è la seguente: $P_d = A_{eff}(\theta, \phi)S$.

Si può dimostrare che la funzione **f**(θ, ϕ) è la stessa che si ha in trasmissione (in particolare quindi la direzione di massima radiazione è pure quella di massima sensibilità).

Inoltre si trova che il rapporto tra guadagno e area efficace di un'antenna è una costante universale, valida per ogni antenna: $G/A = 4\pi/\lambda^2$.

Queste proprietà sono di fondamentale importanza e consentono di qualificare un'antenna senza riguardo al modo con cui viene usata.

Per un'antenna ricevente, nel caso siano individuabili tensioni e correnti alla sezione d'uscita, come nel caso del cavo coassiale, la tensione a vuoto è funzione dell'orientamento dell'antenna rispetto all'onda, ed è proporzionale alla forza elettrica dell'onda stessa.

Predisponendo l'antenna nella miglior condizione di ricezione (quando funzione di (θ, ϕ) è uguale ad 1, polarizzata caratteristica), si può scrivere la predetta proporzionalità con :

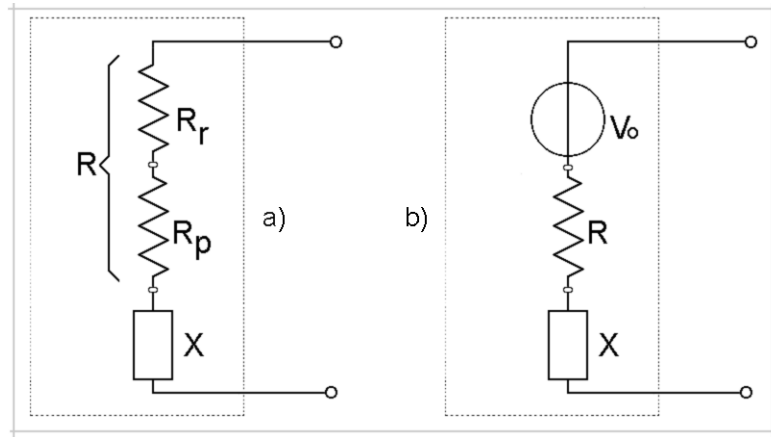
$$|V_o| = 1|E|$$

dove $|V_o|$ è la tensione a vuoto ed $|E|$ è la forza elettrica dell'onda incidente (2-1).

Il parametro 1, che ha le dimensioni di una lunghezza, è detto **lunghezza efficace** dell'antenna.

Va infine osservato che, l'impedenza d'uscita dell'antenna considerata in trasmissione, è la stessa di quella in ricezione. Tale impedenza deve quindi identificarsi con quella del circuito riportato nella figura sotto in a), ove l'antenna ha il ruolo di un bipolo passivo.

Pertanto, il circuito equivalente diviene quello in figura, lato b).



In a) il circuito equivalente tipo serie di un'antenna trasmittente.

In b) il circuito equivalente tipo serie di un'antenna ricevente.

La potenza disponibile dal generatore in figura a), cioè estraibile con un carico adattato e risonante con la reattanza X vale : $P_d = |V_o|^2 / 4R$.

Confrontando la formula appena riportata con quella per il calcolo della P_d , per la funzione di $(\theta, \phi) = 1$, si ottiene (tenendo conto della formula del calcolo di S e del modulo di V_o), la seguente espressione :

$$A = I^2 \frac{\eta}{4R}$$

che è fondamentale e mette in evidenza un vincolo tra i parametri fondamentali di un'antenna ricevente A, 1 ed R valido per qualunque antenna.

Resistenza di radiazione

Si definisce come resistenza di radiazione (**R_r**), il rapporto tra la potenza irradiata (P_i) ed il quadrato del valore efficace della corrente **I** nel punto dell'antenna in cui essa è d'intensità massima (ventre di corrente):

$$R_r = P_i / I^2 .$$

Si può pensare l'antenna come costituita di due resistenze ($R_d - R_r$), che tengono conto, rispettivamente, della potenza dissipata (d) e della potenza irradiata (r).

La potenza dissipata in calore, parte reale, nelle antenne radioamatoriali in genere, è insignificante se la confrontiamo a quella effettivamente irradiata, poiché il rapporto tra la resistenza di radiazione R_r e la resistenza R del materiale col quale sono fatte generalmente le antenne, sia che si tratti di un filo sottile che di un filo di un certo diametro, rimane alto, perché il valore ohmico dei conduttori di tale diametro è di circa 0.7-1,5 ohm.

La resistenza irradiata R_r è parte simulata, praticamente inesistente, il che permette l'irradiazione della radiofrequenza che altrimenti sarebbe anch'essa persa in calore.

Quando il diametro del tubo impiegato comincia ad essere consistente la R_r varia, e per conoscerne il valore potrete riferirvi al paragrafo riguardante la reattanza.

La variazione della R_r è comunque più veloce quando il radiatore è più lungo di $\lambda/2$. In ogni caso è bene che la R_r non sia mai inferiore a 20 ohm, poiché al di sotto di questa cifra l'adattamento dell'antenna diventa critico.

La resistenza di radiazione R_r è spesso causa della variazione dell'impedenza caratteristica **Z_{in}** (impedenza d'ingresso) dell'antenna, che è uguale al rapporto tensione/corrente applicato all'ingresso.

Uno dei motivi che provocano la variazione della R_r è la posizione del cavo di trasmissione, la cui calza può accoppiarsi induttivamente all'antenna.

In pratica, il materiale conduttivo e non solo, che si trova nelle vicinanze dell'antenna è considerato motivo di variazione d'impedenza. Anche il suolo sottostante partecipa alla variazione della R_r e quindi al rendimento.

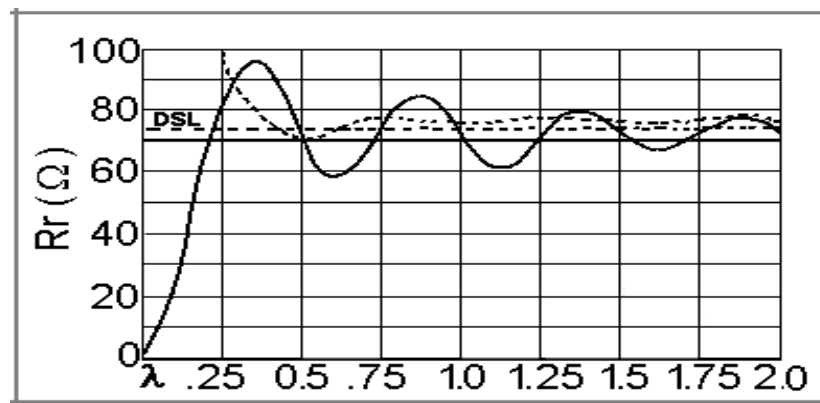


Tavola per determinare la R_r in un'antenna posta ad una certa altezza dal suolo.

La linea tratteggiata indicata con DSL si riferisce al dipolo nello spazio libero.

La curva a tratti è relativa ad antenne verticali, quella continua ad antenne orizzontali.

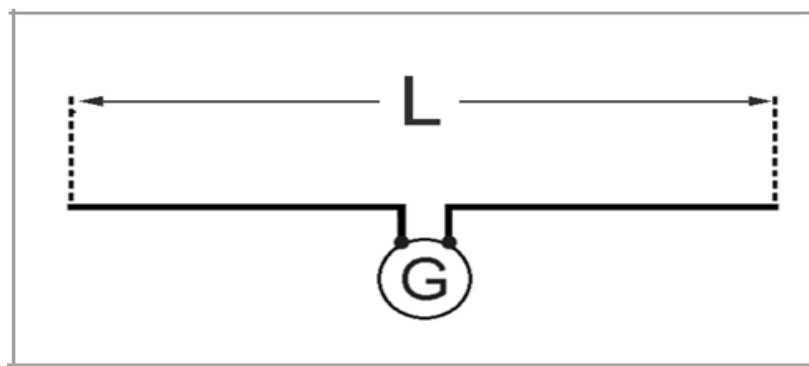
Quando l'antenna è posizionata in modo da essere considerata libera da interventi mutanti estranei, ovvero in spazio libero, la R_r è di circa 73Ω quando si utilizza un filo di diametro infinitamente sottile.

Con l'impiego di conduttori cilindrici generalmente essa è di valore intorno a 63Ω .

Impedenza d'ingresso e risonanza dell'antenna

L'impedenza d'ingresso Z_{in} in un radiatore, varia a seconda del punto in cui viene alimentato, poiché essa dipende dal rapporto tra corrente e tensione presenti nel conduttore che variano d'intensità in ogni suo punto durante l'intero ciclo dell'impulso a radiofrequenza ($Z_{in} = V / I$).

I radioamatori utilizzano vari tipi di antenne, ma sono quelle con ingresso RF al centro del radiatore le più diffuse.

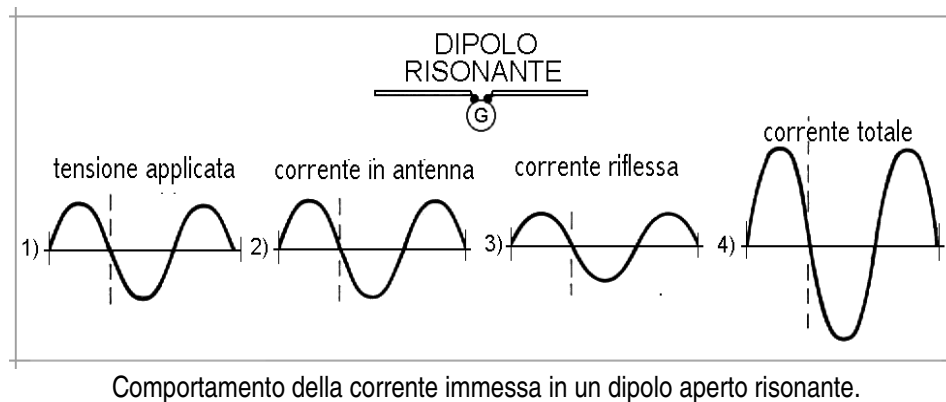


Dipolo alimentato al centro. L'impedenza di un'antenna di questo tipo, fatta con filo sottile è di circa 73 ohm che cala col crescere del diametro. Generalmente si utilizzano conduttori di diametro entro 25-30 mm. per un'impedenza di circa 52 ohm.

Il miglior rendimento di un'antenna si ottiene quando al suo ingresso l'impedenza è puramente resistiva.

Questo avviene solo quando in quel punto la tensione e la corrente sono esattamente in fase tra loro.

Esaminiamo la figura che segue, nella quale ci si riferisce ad uno solo dei due rami che compongono l'intera struttura, in quanto nell'altro il comportamento è uguale e quindi i valori si sommano.



In 1) è la tensione applicata, ed in 2) si evidenzia la corrente in fase, da essa prodotta.

Siccome la corrente percorre 180° elettrici totali ($\lambda/2$) lungo un percorso di 90° elettrici ($\lambda/4$), il radiatore si può considerare risonante.

Infatti, tale percorso, che sembra comportare uno sfasamento di 180° della componente riflessa della corrente rispetto alla corrente uscente, in effetti, siccome all'estremità del dipolo la corrente s'inverte provocando uno sfasamento di 180° , lo sfasamento totale è di 360° , e la riflessa arriva in fase con la corrente uscente nel punto di alimentazione.

In 3) la componente uscente si somma con la componente della corrente riflessa e la corrente sommata, risultante, è in 4).

In questa situazione essendo in fase, il dipolo è risonante si può considerare (visto dal generatore) puramente resistivo.

E' molto importante che un sistema aereo per essere efficace, in rapporto alla potenza oltre che della stessa impedenza Z_g del trasmettitore e Z_o della linea, sia soprattutto risonante alla frequenza su cui è fatta funzionare.

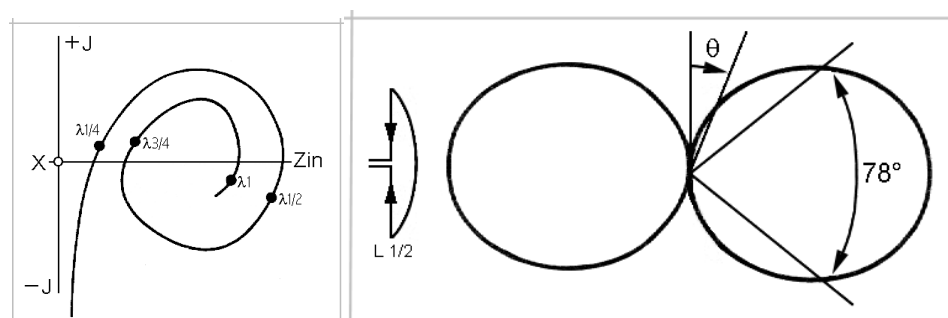
Se questi parametri non sussistono così come descritti, l'antenna subisce modificazioni che ne penalizzano la resa. Purtroppo, nella migliore delle situazioni, non si ottiene mai una pura resistenza nel punto di alimentazione, e questo vale per qualsiasi antenna.

La Z_{in} è composta dalla $R_r + R_d$, cioè dalla resistenza di radiazione e dalla resistenza di perdita in calore.

A queste due componenti se ne aggiunge sempre una terza, la **reattanza Jx** , che può essere di negativa ($-Jx$) o positivo ($+Jx$), seguiti da una cifra $n(x)$ ed indicano rispettivamente il valore di reattanza capacitiva (**Xc**) e induttiva (**Xl**) della R_r , e allora Z_{in} sarà definita come:

$$Z_{in} = R_r + R_d + Jx$$

dove: Z_{in} è l'impedenza d'ingresso coniugata del radiatore, R_r è la resistenza di radiazione, R_d è la resistenza di perdita in calore e Jx è la componente reattiva, che viene sempre indicata con la Z_{in} anche se la cifra di valore n è pari a zero, quindi per definizione l'impedenza d'ingresso di un'antenna è $Z_{in} \pm Jn$.



Nella figura a sinistra la variazione dell'impedenza Z_{in} a variare della lunghezza d'onda.

Sotto il lobo d'irradiazione di un dipolo aperto lungo $\lambda/2$. θ è l'angolo a metà potenza.

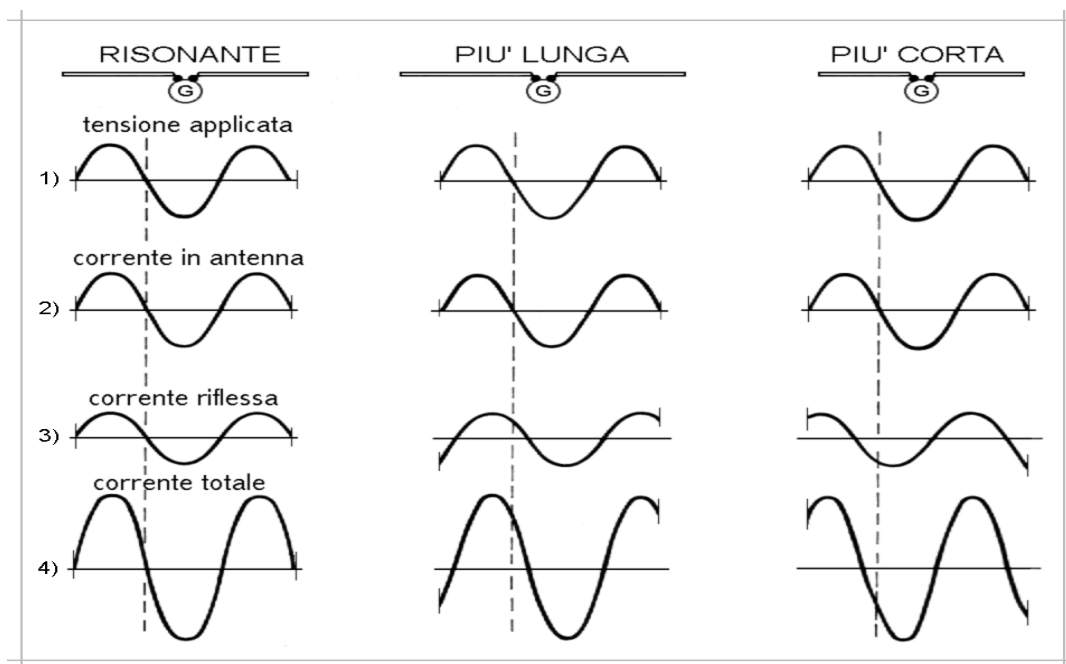
Reattanza

Uno dei motivi che rendono un radiatore reattivo è la lunghezza diversa rispetto alla frequenza di risonanza.

Se è più lungo la sua impedenza d'ingresso presenta una componente induttiva ($Z_{in} + j n$) in quanto la fase della corrente applicata risulta in ritardo sulla tensione, quindi non in fase con la componente d'uscita.

Quando è più corto, la sua impedenza d'ingresso risulta capacitiva ($Z_{in} - j n$) poiché, in questo caso, la fase della corrente è in anticipo rispetto alla tensione applicata.

Nella tabella che segue sono figurati i tre casi: dipolo risonante, dipolo più corto e più lungo, per l'andamento della corrente in ognuno di esso.



Andamento della corrente nei casi di dipolo risonante, più lungo e più corto.

Si deduce che, anche quando varia la frequenza sulla quale il dipolo è fatto risuonare, l'impedenza assume una componente X_c o X_l , a seconda che essa sia rispettivamente più bassa o più alta.

E' necessario quindi che l'antenna sia risonante, perché sia possibile l'irradiazione della massima energia proveniente dal trasmettitore.

Si può compensare la componente reattiva X , e in generale il valore dell'impedenza, mediante dispositivi di adattamento che sono ampiamente trattati in altro articolo dedicato.

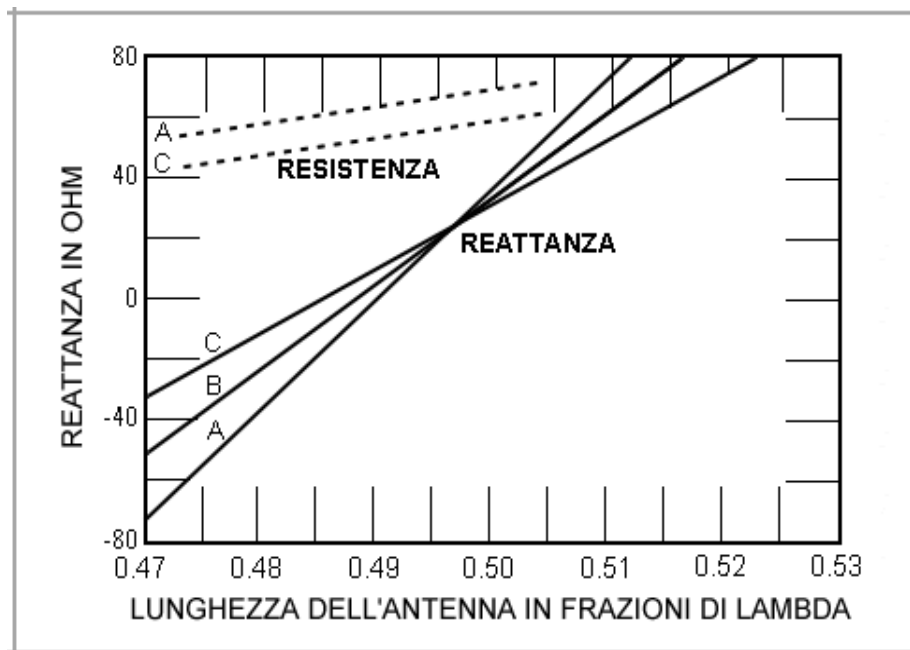
L'entità di aumento della reattanza è relativa al rapporto tra essa ed il diametro del conduttore.

A conduttori di diametro grande la reattanza presenta una curva più piatta, ovvero la variazione è più lenta nel mutare la lunghezza del dipolo. A conduttori di piccolo diametro, essa varia repentinamente.

Con radiatori filiformi, al minimo variare della frequenza alla Z_{in} dell'antenna si somma una importante entità di X_c oppure X_l , a seconda che la trasmissione venga effettuata più in alto o più in basso rispetto alla frequenza di risonanza. L'utilizzo di un tubo cilindrico è quindi quasi sempre conveniente, a beneficio anche della banda passante, poiché con l'utilizzo di tubi di diametro grosso l'efficienza dell'antenna si estende su un intervallo più largo (banda passante più ampia) mantenendo l'antenna entro parametri accettabili.

Con una larghezza di banda maggiore, cioè con diametri grossi rispetto al filo più sottile, il Q diminuisce e viceversa, così come aumenta il valore reattivo.

Il " Q " indica il valore di selettività dell'antenna. A valori di alto Q la banda passante del dipolo diviene più stretta.

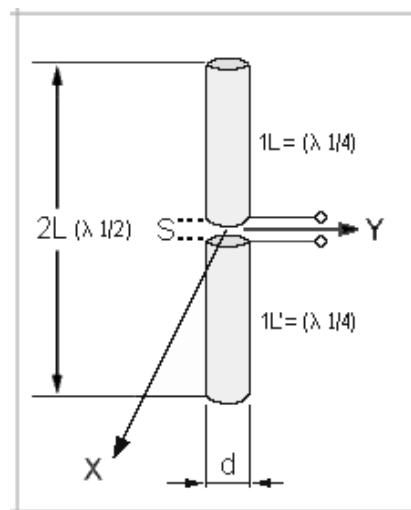


Variazione della reattanza e della resistenza in un dipolo più lungo o più corto di $\lambda/2$. La curva A è riferita a rapporto λ/d pari a 25.000 la curva B a λ/d pari a 2.500, la C pari a 1.250. Da preferire rapporti bassi per una banda passante più ampia.

Dipolo cilindrico

Il dipolo semplice è anche definito **antenna cilindrica** quando il diametro del radiatore è sufficientemente grosso. E' largamente impiegato, soprattutto a partire dalle bande VHF in su.

Il dipolo cilindrico è formato da due parti, ciascuna lunga $1/4$ d'onda elettrica ($1L+1L'=2L=\lambda/2$).



Dipolo cilindrico, geometria. E' costituito da due semidipoli di lunghezza $2L$ ($2L=1L+1L' = 2l = \lambda/2$) e di diametro "d".

Un elemento da non trascurare ai fini del mantenimento dell'impedenza è la distanza "S" al centro dei due bracci.

A frequenze alte è più critica che su quelle basse, e mediamente, per reattanza zero o trascurabile, è $0,00581$ di l (F 145 MHz = 12 mm). Il diagramma di radiazione non è più costituito da due circonferenze nel piano x-z come nel dipolo elementare, ma è più schiacciato. Angolo di irradiazione α e guadagno G valgono: $\alpha = 78^\circ$ G (dB) = 2, 14 dBi

La R_r è di 60 ohm circa con diametro $2d$ non di filo sottile, nel qual caso è di 73 ohm.

Sappiamo che in un dipolo semplice, filiforme e libero da ostacoli, l'impedenza è di circa 73Ω , a condizione che sia collocato ad una altezza dal suolo pari a qualche lunghezza d'onda rispetto alla frequenza sulla quale è risonante, ed in queste condizioni è considerata in spazio libero.

All'aumentare del diametro del conduttore, la resistenza d'irradiazione cala assieme alla reattanza.

Tanto è più grosso il diametro meno è lungo il dipolo. Questo in quanto le onde elettromagnetiche (sotto forma di energia a radiofrequenza), viaggiano in un mezzo materiale che, rispetto allo spazio vuoto, presenta una costante dielettrica diversa, e quindi la velocità di propagazione è più bassa.

Questo è il motivo per cui perde la caratteristica sinusoidale della distribuzione della corrente.

La lunghezza fisica del dipolo si definisce tenendo conto del rapporto $\lambda/2 / d$ (rapporto tra lunghezza d'onda e diametro del conduttore).

Mediamente, in un dipolo con diametro minore di $1/100$ di λ , l'impedenza si riduce intorno ai 63Ω .

Mediante il grafico di seguito riportato, si può dedurre la lunghezza approssimata del dipolo.

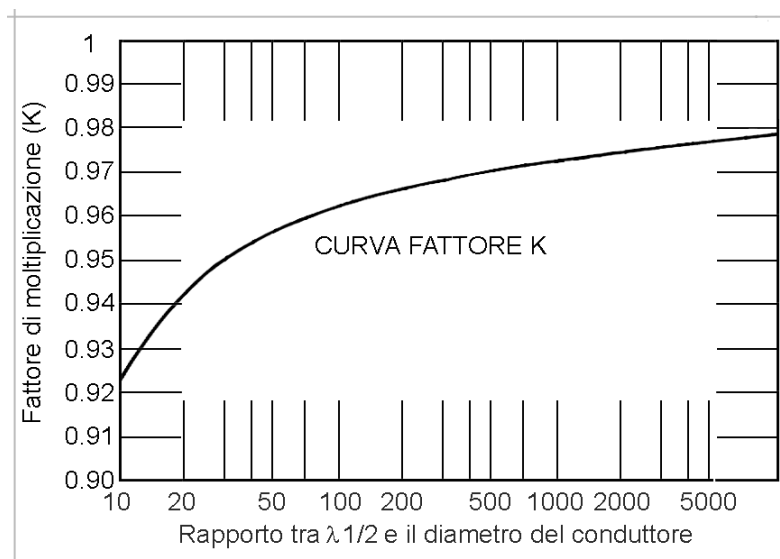


Grafico per determinare il fattore di accorciamento di un dipolo cilindrico.

Ad esempio, per calcolare le dimensioni di un dipolo aperto, che sia sintonizzato su 14,000 MHz si procede come di seguito, utilizzando un tubo in alluminio di diametro di 20 mm.

Si applica la formula seguente: $L(2L) = \frac{C}{F} \div 2$

dove: C = velocità di propagazione della luce, 299.793

F = frequenza d'uso, 14 MHz

2 = dividendo per ottenere la lunghezza in $1/2 \lambda$ elettrica.

Il risultato è una lunghezza (L) di $10,70 \text{ m.} \times K$ (fattore di accorciamento)

Facendo uso della tabella, in basso si individua il numero che indica il rapporto risultante da $L(\lambda/2) / d$ (in metri) ovvero: $(F)14 : (d) 0.020 = 535$ (rapporto λ/d).

Tracciando una linea verticale da quel punto, leggiamo un fattore K di 0.97, quindi avremo:

$(L) 10,70 \times (K) 0.97 = (L) 10,38$ metri, che sarà la lunghezza del dipolo.

La distanza "S" tra i due semi dipoli contribuisce alla variazione della R_r ed è mediamente, di 0.0081λ .

Questo parametro non è molto determinante in dipoli su frequenze HF.

Per conoscere la resistenza d'irradiazione del dipolo si fa uso della tabella seguente:

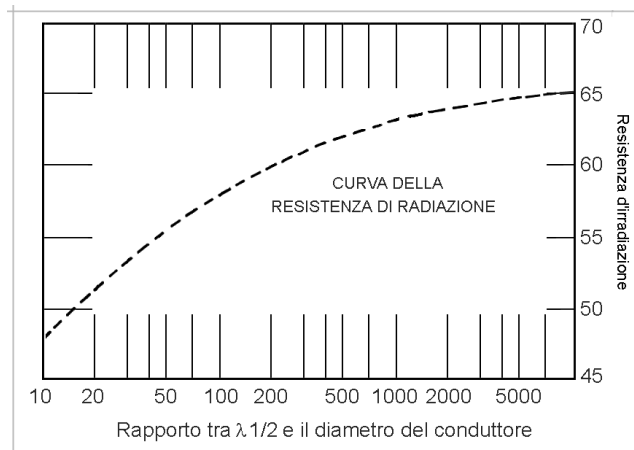


Grafico della variazione della R_r in un dipolo a mezz'onda in rapporto a $\lambda/2/d$.

Come si può vedere, per un rapporto $\lambda/2/d$ (L/d) di 535 la R_r è di 62,5 Ω .
 Si può ottenere un'impedenza minore di 62,5 ohm riducendo la lunghezza dei due semidipoli.
 Per determinarla si calcola: $62,5 \times K_{2L}$

dove: 62,5 è il valore della impedenza del dipolo
 K_{2L} è il coefficiente per determinare la R_r desiderata

Ad esempio, se volessimo ottenere dal dipolo calcolato i 50 Ω classici, dovremmo operare in questo modo:

$$62,5 \Omega \times K_{2L} = 62,5 \times 0.8 = 50 \Omega.$$

La lunghezza del dipolo è deducibile dal grafico che segue :

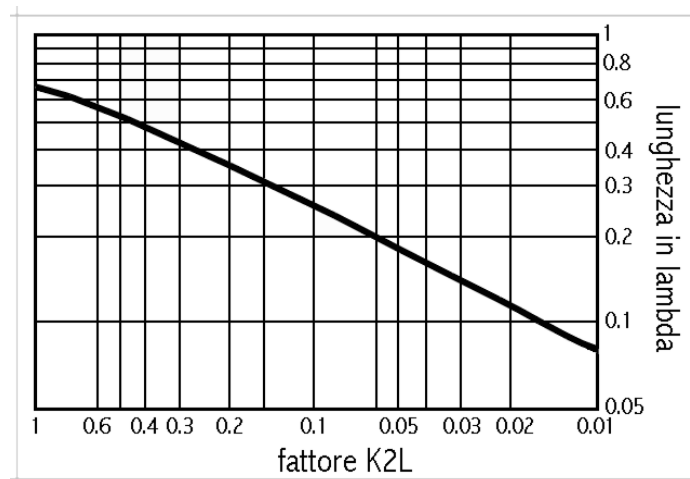


Grafico per determinare la resistenza di radiazione relativa alla lunghezza in un dipolo minore di $\lambda/2$. In corrispondenza del numero di coefficiente scelto in basso nel grafico, si legge, sulla destra, la nuova lunghezza.

La lunghezza del dipolo sarà di 0.043λ , ovvero calcolato a λ elettrica (21,41m.).
 Accorciando il dipolo si è anche introdotto in esso una reattanza capacitiva, questo vuol dire che è più corto rispetto alla risonanza, quindi occorre compensarla con una reattanza induttiva, che si calcola con

$$X_c = Z_0 \cot g \frac{L_{totale}}{2}$$

la Z_0 si calcola con

$$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{L_{totale}}{d \sqrt{1 + \left(\frac{L_{totale}}{4h} \right)^2}}$$

dove L_{totale} è la lunghezza dei due bracci del dipolo ($1L + 1L'$ ($2L$);

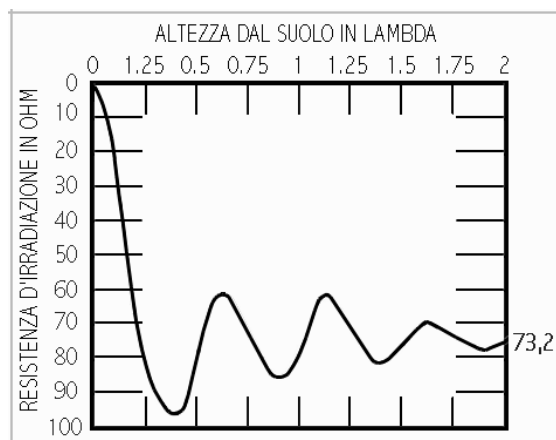
d è il diametro del tubo impiegato;

h è l'altezza dal suolo, che influenza la R_r di un'antenna.

Si calcolerà poi l'induttanza da porre al centro del dipolo.

Il dipolo è installato in polarizzazione orizzontale o verticale, poi si controlla che l'impedenza e la risonanza non abbiano subito variazioni. Nel caso di avvenute variazioni, si operano aggiustamenti simmetrici delle lunghezze dei due segmenti (bracci).

La minima altezza del dipolo dal suolo deve essere almeno 0.65λ . Per antenne distanti dal suolo fino a due lunghezze d'onda la resistenza d'irradiazione varia come nel grafico seguente:



Variazione della Resistenza d'irradiazione al variare dell'altezza dell'antenna dal suolo.
Il grafico è valido per distanze dal piano riflettente contenute entro due lunghezze d'onda.

Per antenne distanti dal suolo oltre 2 lunghezze d'onda, considerate libere in aria, è valido il grafico riportato all'inizio di questo capitolo.

Anche il dipolo a $1/2 \lambda$, come quello isotropico, è ritenuto il dispositivo di confronto di riferimento per poter determinare il guadagno di tutti gli altri tipi di antenna.

Dipolo risonante in armonica

Un dipolo può essere lungo due o più mezze lunghezze d'onda. In questo caso è definita risonante in "armonica".

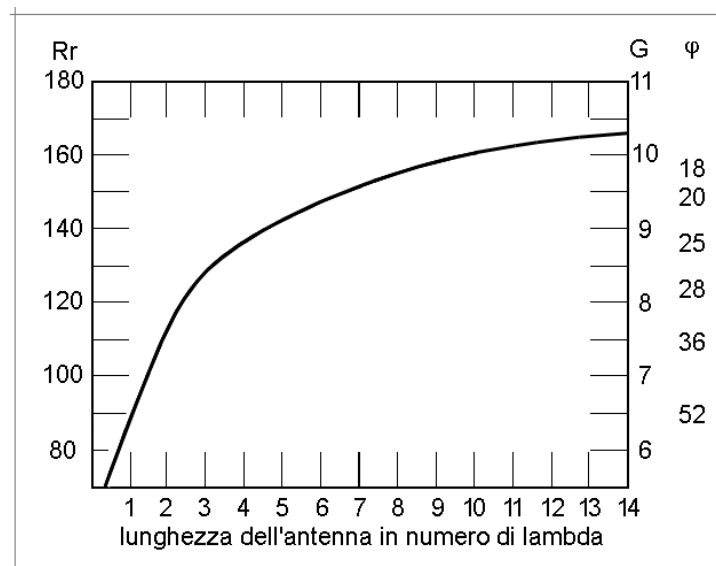
Il numero delle $\lambda/2$ corrisponde al numero di armoniche e ad ognuna corrisponde un'onda stazionaria di corrente. La configurazione è definita **collineare**, cioè come due o più dipoli operanti insieme, quindi con una efficacia d'irradiazione maggiore, un guadagno di direttività.

La lunghezza del dipolo in armonica è, di regola, minore rispetto al calcolo C / F e non solo per l'accorciamento che implica il fattore di velocità (k) del materiale utilizzato, ma anche per effetto capacitivo che alcuni tipi di isolatori, posti alle sue estremità per tenerlo posizionato, introducono (end effect). Infatti, nelle due sezioni di $\lambda/2$ esterne del filo, gli isolatori introducono una certa capacità addizionale ad alta tensione.

La lunghezza di un dipolo calcolato in armonica, non deve quindi essere presa per certa. E' opportuno quindi prepararlo un poco più lungo e verificarne la risonanza con uno strumento adatto, e se necessario man mano tagliuzzarlo simmetricamente fino ad ottenere il miglior risultato.

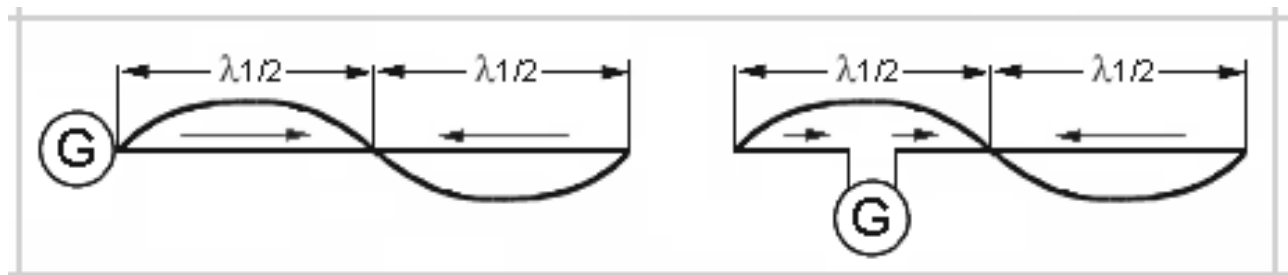
La formula per il calcolo di un radiatore armonico è la seguente:

$$\frac{149.9 \cdot n}{F}, \text{ dove } n \text{ è il numero di mezze lunghezze d'onda.}$$



Variazione della R_r , del guadagno in dB e l'angolo di irradiazione rispetto all'asse dell'antenna nel radiatore di lunghezza maggiore di $\lambda/2$.

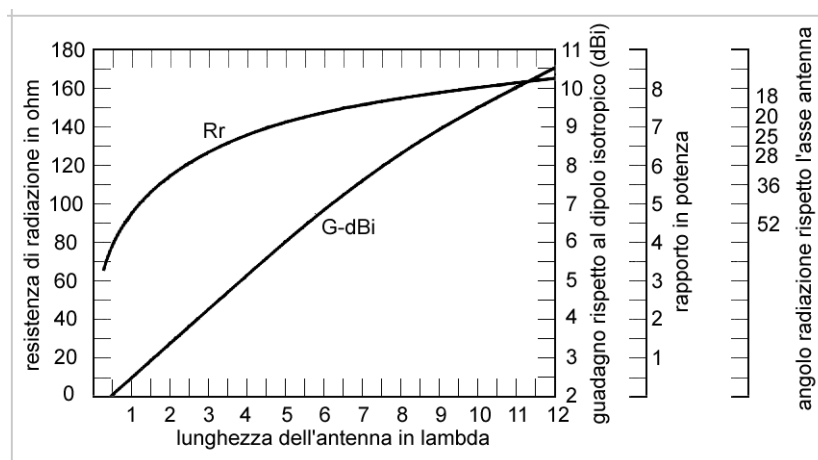
Per la corretta distribuzione della corrente e per una buona efficienza di irradiazione, le antenne risonanti in armonica devono essere alimentate ad un estremo o in un ventre di corrente, ovvero a $\lambda/4$ da un capo del filo oppure nei punti corrispondenti a multipli dispari.



Modi corretti di alimentare un dipolo risonante in armonica, per una distribuzione di corrente che si inverte nelle sezioni a $\lambda/2$ di appartenenza. Nel caso di alimentazione ad un capo del radiatore, a sinistra nella figura, la corrente viaggia in direzioni opposte in ogni sezione pari a lambda mezzi, alternandosi lungo il percorso. A destra, con alimentazione ad un quarto d'onda da un capo, l'inversione di corrente si ripete nelle sezioni a mezz'onda seguenti.

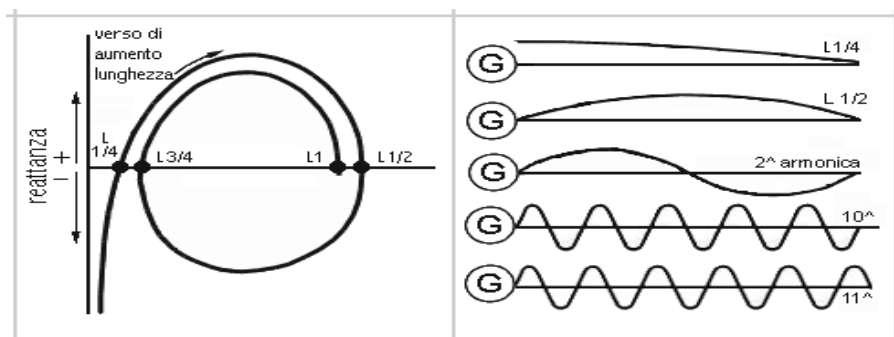
Un dipolo risonante in terza armonica, rispetto al dipolo semplice, guadagna di circa 3 dB ed ha un'impedenza di ingresso di circa 90Ω , variabile con l'altezza dal suolo ed adattabile mediante stub (vedi il capitolo "Adattamenti di impedenza"). Questo tipo di radiatore può essere, se opportunamente curata l'impedenza d'ingresso (che varia naturalmente a seconda della frequenza), un ottimo escamotage per utilizzare un unico sistema per diverse bande.

La resistenza d'ingresso nelle antenne risonanti in armonica è bassa quando le mezze lunghezze d'onda sono dispari; è alta, invece, quando sono pari. La Z_{in} dipende anche dal diametro del conduttore: a diametri alti corrisponde un'impedenza di valore più basso, e viceversa.

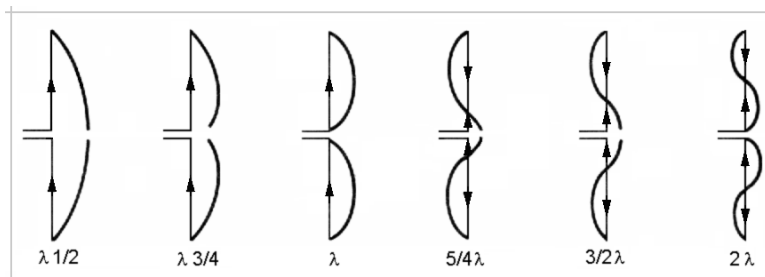


Resistenza d'irradiazione, guadagno, rapporto di potenza e angolo di un dipolo armonico.

Rispetto al dipolo a mezz'onda, nei radiatori armonici le variazioni di frequenza modificano l'impedenza più rapidamente. La fase della corrente riflessa varia maggiormente e l'introduzione di reattanza X_c o X_l è più repentina a partire dalla prima armonica, ma poi tali variazioni si attenuano sulle armoniche più alte, sulle sezioni associate alle frequenze più basse. La banda passante è molto più stretta, giacché il Q è molto alto.



Variazione d'impedenza in un dipolo alimentato al centro. La variazione tra armoniche alte vicine è minore che tra quelle vicine basse, ma tra una bassa ed una molto alta è più accentuata.



Sopra: comportamento della corrente in un dipolo $\lambda/2$ e più lungo, alimentato al centro

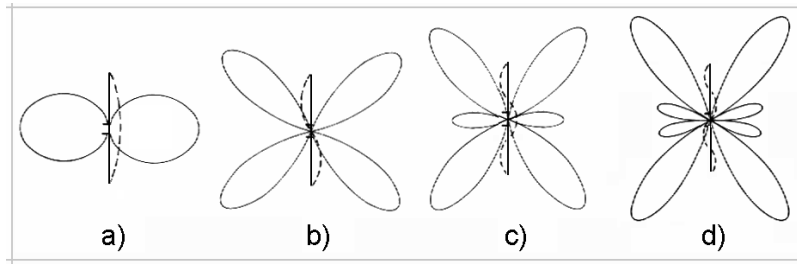
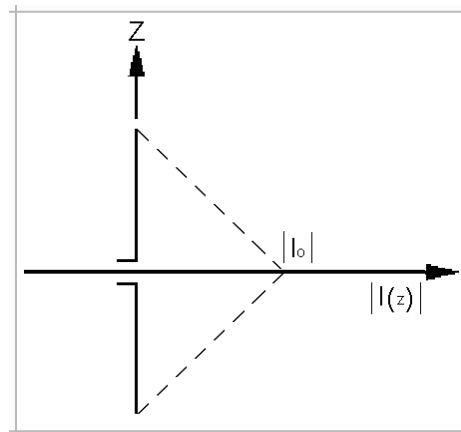


Diagramma di radiazione in campo per dipolo $\lambda/2$ (a), λ (b), $\lambda/4$ (c), 2λ (d).

Dipolo corto

Un radiatore può essere anche corto rispetto a $\lambda/2$ - $K < 1$ o $\ll 1$.

In questo caso, la distribuzione della corrente è a punta, triangolare rispetto al fronte.



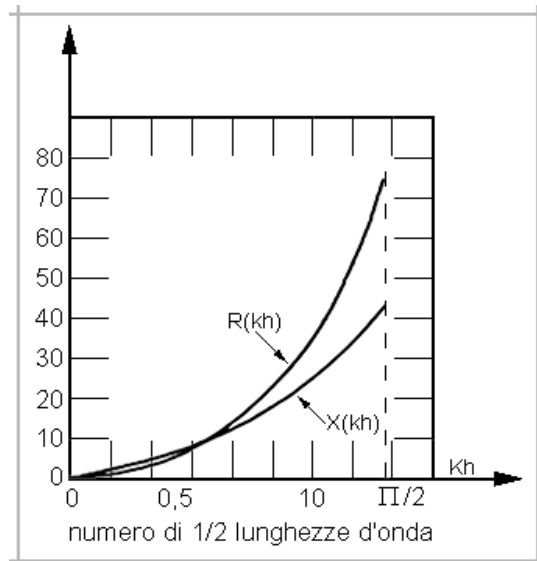
Distribuzione della corrente in un dipolo filiforme più corto di $\lambda/2$. La $I(z)$ è uguale a

$$I_0 \left[1 - \frac{|z|}{L} \right] \text{ dove } L \text{ è metà di } 2L \text{ (} \lambda/4 \text{)}$$

L'impedenza d'ingresso per questo tipo di dipolo, a partire da $\lambda/4$ e ancora più corto, può essere calcolata mediante la seguente formula :

$$Z_{in} = R(K, L) - j \left[120 \left(\ln \frac{2L}{d} - 1 \right) \cot g(K, L) - X(K, L) \right]$$

dove le funzioni $R(K, L)$ e $X(K, L)$ sono riportate nella figura che segue:



In figura, la variazione delle funzioni $R(kL)$ e $X(kL)$. Dalla formula su riportata segue inoltre che:

$$Z_{in} = 20(kL)^2 - j120(kL)^{-1} \left(\log \frac{2L}{d} - 1 \right)$$

Antenna più corta di $\lambda/4$ accorciata da K rispetto alla lunghezza fisica.

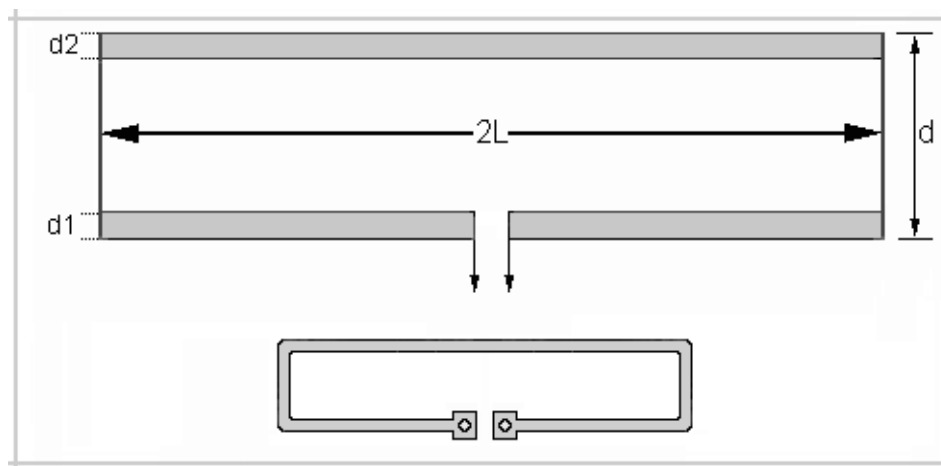
$$Z_{in} = (73.12 + j42.46) \text{ (Antenna } \lambda/2 \text{ (} 2L=\lambda/2 \text{))}.$$

Dipolo ripiegato

Il dipolo ripiegato, dall'inglese "folded dipole", si può descrivere come costituito da due dipoli di lunghezza uguale, in parallelo fra loro con gli estremi uniti.

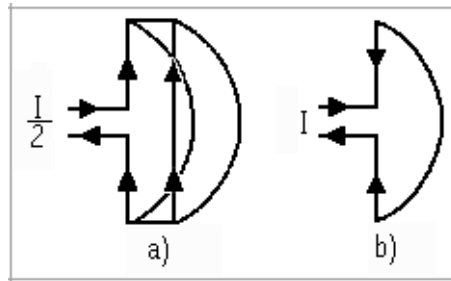
E' ripiegato a rettangolo, e due dei quattro lati sono più piccoli del lato radiante e nello stesso tempo molto più piccoli di λ e formano, nell'insieme, una spira molto stretta. La lunghezza totale è di 1λ .

L'alimentazione è al centro di uno dei due lati più lunghi, ed è riferito a terra (bilanciato).



Struttura del dipolo ripiegato. Sotto la conformazione pratica.

Nel caso in cui $2L$ sia uguale a $\lambda/2$, la corrente sul singolo ramo del dipolo ripiegato presenta lo stesso andamento di quella vista in un dipolo semplice.



- a) Distribuzione della corrente in un dipolo lungo 1λ fisico e ripiegato a $\lambda/2$.
 b) Confronto con l'andamento della corrente nel dipolo semplice.

Da un punto di vista dell'irradiazione si ottiene dunque lo stesso diagramma del dipolo semplice a $\lambda/2$, che presenta una corrente di ampiezza doppia rispetto a quella presente sul singolo ramo del dipolo ripiegato.

Si può dire quindi che a parità di potenza il campo irradiato risulta doppio.

Infatti, i contributi delle due correnti presenti nei rami del dipolo ripiegato si sommano in fase, essendo questi ultimi sfasati di poco nello spazio (la distanza tra i rami più lunghi è minima rispetto alla lunghezza d'onda).

Tenendo conto, quindi, che a parità di campo e di potenza irradiata la corrente di alimentazione necessaria è la metà di quella nel dipolo semplice a $\lambda/2$, ne consegue che l'impedenza, vista dalla linea di trasmissione al suo ingresso, è più elevata che nel dipolo semplice ($73,2\Omega$).

Se R'_r è la resistenza di radiazione nel dipolo semplice ed R_r quella nel dipolo ripiegato, allora:

$$P_d = \frac{1}{2} R'_r |I|^2 = \frac{1}{2} R_r \left(\frac{|I|}{2} \right)^2 = R_r = 4R'_r$$

Quindi, la resistenza di radiazione nel dipolo ripiegato è quattro volte quella del dipolo semplice, infatti :

$$R_r = 4R'_r = 73\Omega \times 4 = 292\Omega$$

I vantaggi di questo tipo di dipolo sono diversi, tra cui:

- la maggiore larghezza di banda:
è infatti impiegato per servizi ove occorra una banda passante ampia, come per le trasmissioni broadcast.
- l'altezza efficace:
che è pari a circa $0,637 \lambda$, doppia rispetto al il dipolo semplice.
- la robustezza:
da un punto di vista meccanico il dipolo ripiegato è più solido del dipolo semplice.

Variando la sezione d_2 del ramo non alimentato e la distanza d tra gli assi dei due rami, si può alterare il valore della resistenza d'irradiazione del dipolo ripiegato. Nella figura seguente è riportato il valore del fattore di passaggio K dalla R_r del dipolo semplice a quella del dipolo ripiegato, in funzione del rapporto d/λ , per vari valori del rapporto d_2/d_1 .

Un sistema per aumentare la larghezza di banda del dipolo in questione è quello di aumentarne il numero delle sezioni più lunghe.

Nel caso, se l'alimentazione è connessa su una sezione esterna, l'impedenza vale:

$$R_r = 73n^2 \text{ Ohm, dove } n \text{ è il numero delle sezioni aggiunte.}$$

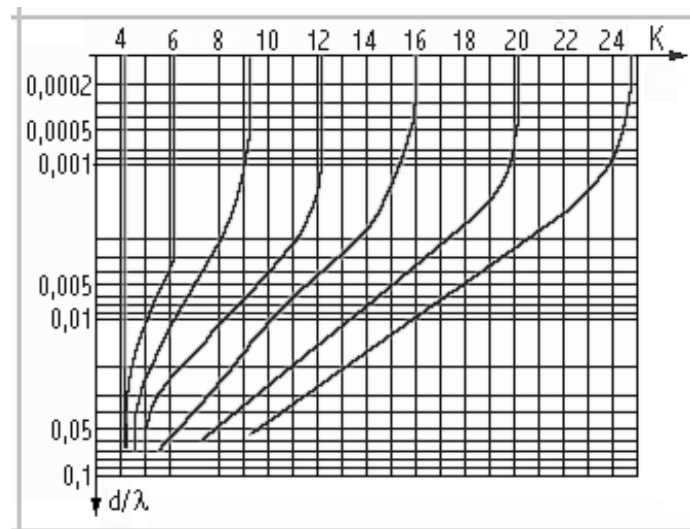
Ma facciamo un esempio di calcolo di dipolo ripiegato, il cui diametro della sezione alimentata “d1” sia 10 mm., e l'altra sezione “d2” 15 mm, spaziate 12 cm., risonante a F 145 MHz:

$$\frac{d2}{d1} = \frac{15}{10} = 1,5 \quad \frac{d}{\lambda} = \frac{0,12}{2,067} = 0,058$$

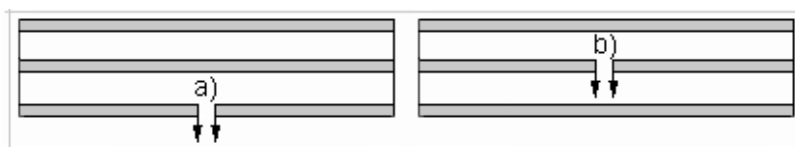
Nel grafico di conversione della resistenza di un dipolo semplice in quella di un dipolo ripiegato in funzione del rapporto d/λ , cerchiamo il valore 0.058 e lo associamo alla curva distinta dal rapporto $d2/d1$, che come abbiamo visto è 1,5.

Sul lato sinistro del grafico troviamo il fattore K corrispondente che è 6,2.

Essendo la resistenza di irradiazione effettiva del dipolo semplice circa 62 ohm, quella del dipolo ripiegato così calcolato sarà 6,2 volte maggiore, ovvero 384 ohm.



Fattore di conversione della resistenza di un dipolo semplice in quella di un dipolo ripiegato in funzione del rapporto d/λ . Le curve sono relative a diversi valori dei parametri $d1/d2$. ($d1/d2 = 1 - 1,5 - 2 - 2,5 - 3 - 3,5 - 4$).



In figura due versioni di dipolo con terzo elemento. In a) con alimentazione su uno degli elementi esterni, e l'impedenza d'ingresso è R_r 630 ohm. In b) l'alimentazione è sull'elemento centrale, e la R_r è di 900 ohm.

Questo tipo di configurazione è detto “a più rami”.

Dipolo caricato

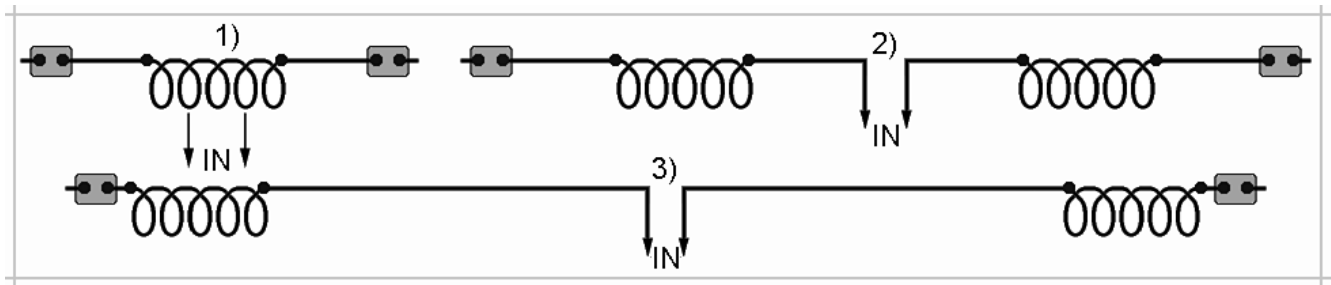
Quando si voglia accorciare un dipolo, per renderlo comunque risonante alla frequenza di trasmissione, in serie ai due semidipoli si inserano delle bobine opportunamente calcolate, al fine di compensare la reattanza X_c intervenuta, con una X_l . Le bobine si definiscono **cariche**.

Quanto più corte saranno le parti lineari, tanto più lunghe dovranno essere le cariche.

Quanto più la parte lineare sarà corta, tanto minore sarà l'efficienza del dipolo e nello stesso tempo, essendo il Q molto elevato, la banda passante sarà stretta.

Questo metodo introduce una resistenza di perdita (R_d), il cui valore dipende dalla bontà di realizzazione della carica di compensazione e dalla sua posizione lungo il dipolo.

Per minimizzare tali perdite, è preferibile collocare le induttanze alle due estremità, ed in questo caso le bobine dovranno essere un po' più lunghe, ma generalmente si preferisce posizionarla al centro, per comodità meccanica.



In figura, tre sistemi di carica nei dipoli: centrale, a metà di ogni braccio e agli estremi.

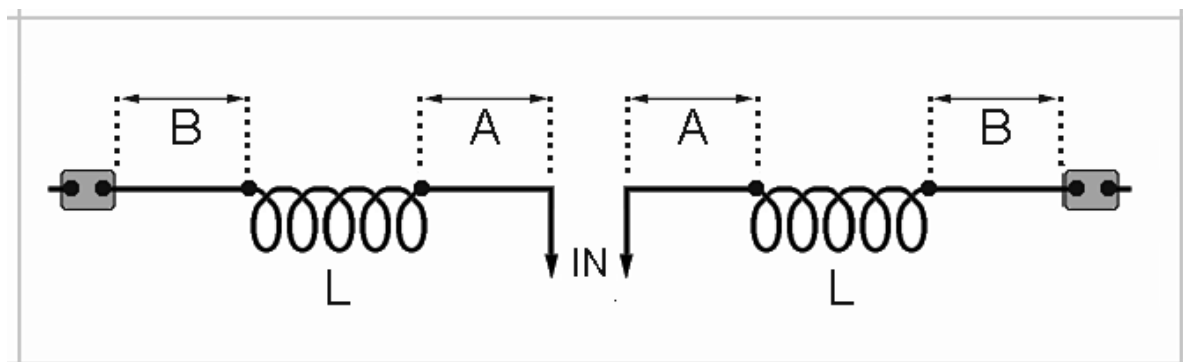
Il valore d'induttanza, per la compensazione della capacità, posto in una certa posizione lungo le due sezioni del dipolo, è deducibile dalla formula: $L = Z / 2\pi F$ dove Z è l'impedenza della bobina.

Dal grafico che segue è possibile dedurre il valore d'impedenza della bobina, a seconda del punto in cui va situata lungo il dipolo e della percentuale di lunghezza del conduttore rispetto alla dimensione naturale.

Facciamo un esempio.

Per costruire un dipolo caricato sulla banda dei 40 metri, riduciamo la parte lineare a soli 10 metri invece che 20 m.

Si decide di posizionare le due bobine, una per braccio, al centro del radiatore, ovvero al centro di ogni lato, come nella figura che segue:



Dipolo caricato. Indicazione delle quote.

Dal grafico che segue, possiamo dedurre l'impedenza della bobina.

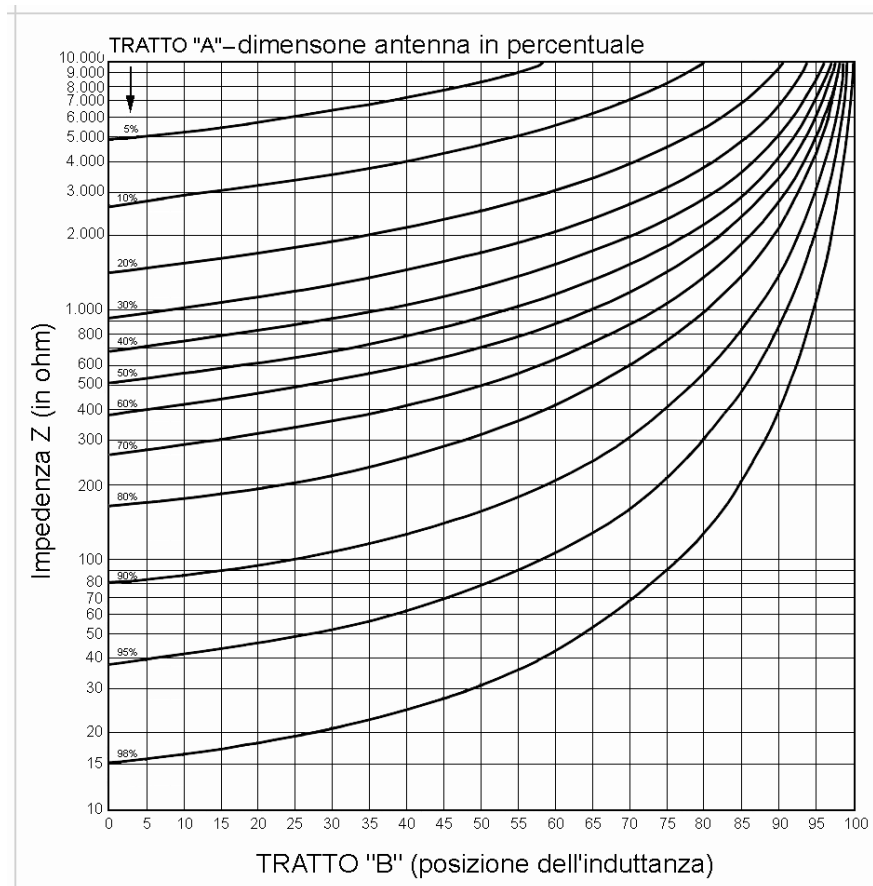


Tavola per determinare il valore approssimato dell'induttanza.

In basso, nei valori del tratto B individuiamo 50 (posizione bobina al centro).

Da quel punto, tracciamo una linea verticale che taglia la curva relativa al 50 % di riduzione.

Sul lato sinistro indica che l'impedenza della bobina è di 950 ohm circa.

$$L = \frac{Z}{2\pi f} = \frac{950}{2 \cdot \pi \cdot 3.750} = 40,339 \mu\text{H}$$

Ora, per calcolare quante spire occorrono per l'induttanza necessaria, usiamo la formula:

$$n = \frac{1,6}{rS} \sqrt{L \cdot (9 \cdot a + 10 \cdot b)}$$

dove n è il numero di spire

L è l'induttanza in μH

rs è il raggio del supporto

Dovendo realizzare una induttanza di $40,339 \mu\text{H}$, su un supporto cilindrico diametro 3 cm. e lungo 32 cm, lasciando uno spazio libero di 10mm ad ogni estremo per il fissaggio, quindi 30 cm. utili, il numero di spire sarà:

$$\frac{1,6}{1,5} \cdot \sqrt{40,339 \cdot (9 \cdot 1,5 + 10 \cdot 30)} = 120 \text{ spire}$$

Il diametro delle spire è dato in relazione allo spazio definito in 300 mm (30cm.):

$$\varnothing \text{ spire} = 300 : 120 = \text{spire da } \varnothing 2,5 \text{ mm.}$$

Questo calcolo vale per spire strette. A seconda della spaziatura tra spire si ci regola di volta in volta.

ANTENNE YAGI

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

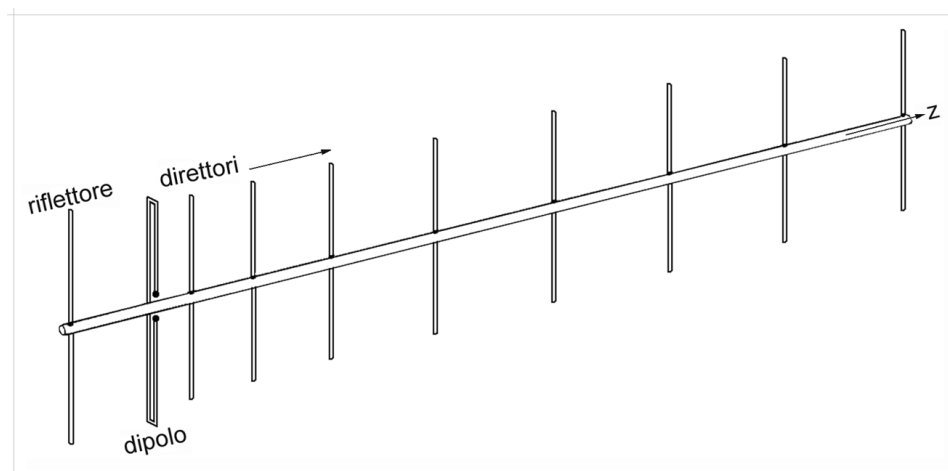
L'antenna di tipo Yagi è la più diffusa, in assoluto.

E' formata da due o più dipoli cilindrici accoppiati ed eccitati in fase.

La configurazione più popolare è formata da un solo elemento, con l'aggiunta di un numero di altri non direttamente eccitati (induttivi), detti anche **parassiti**.

L'elemento posto dietro il dipolo funziona da **riflettore** (il più lungo) mentre gli altri (più corti), i **direttori**, sono posti in avanti.

Questa conformazione predilige la concentrazione della quasi totalità d'energia RF irradiata in un fascio diretto verso un angolo del lobo isotropico (nella direzione ove è posto il direttore rispetto al dipolo, vedi figura).

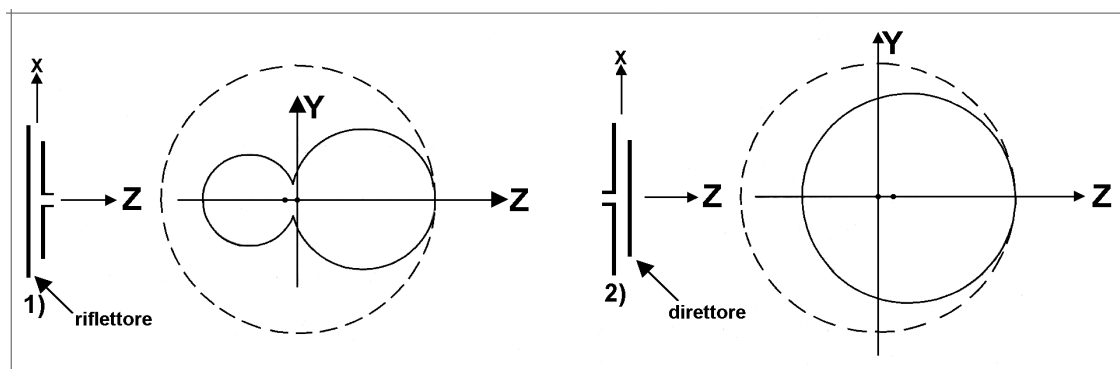


In figura un'antenna Yagi-Uda composta da 10 elementi, con radiatore a dipolo ripiegato.
Il nome dell'antenna deriva da quello del suo inventore.

La versione più utilizzata del dipolo misura $\lambda/2$, ma può essere 1λ ripiegato, come in figura sopra.

Nelle antenne Yagi, il campo prodotto dal dipolo alimentato induce, in ogni altro singolo elemento, una corrente la cui fase dipende dalla lunghezza e dalla distanza tra essi.

Da questi parametri dipende il diagramma d'irradiazione del sistema radiante.



Antenne a mezz'onda in presenza di un elemento parassita.

In 1) con riflettore (diagramma relativo al piano YZ).

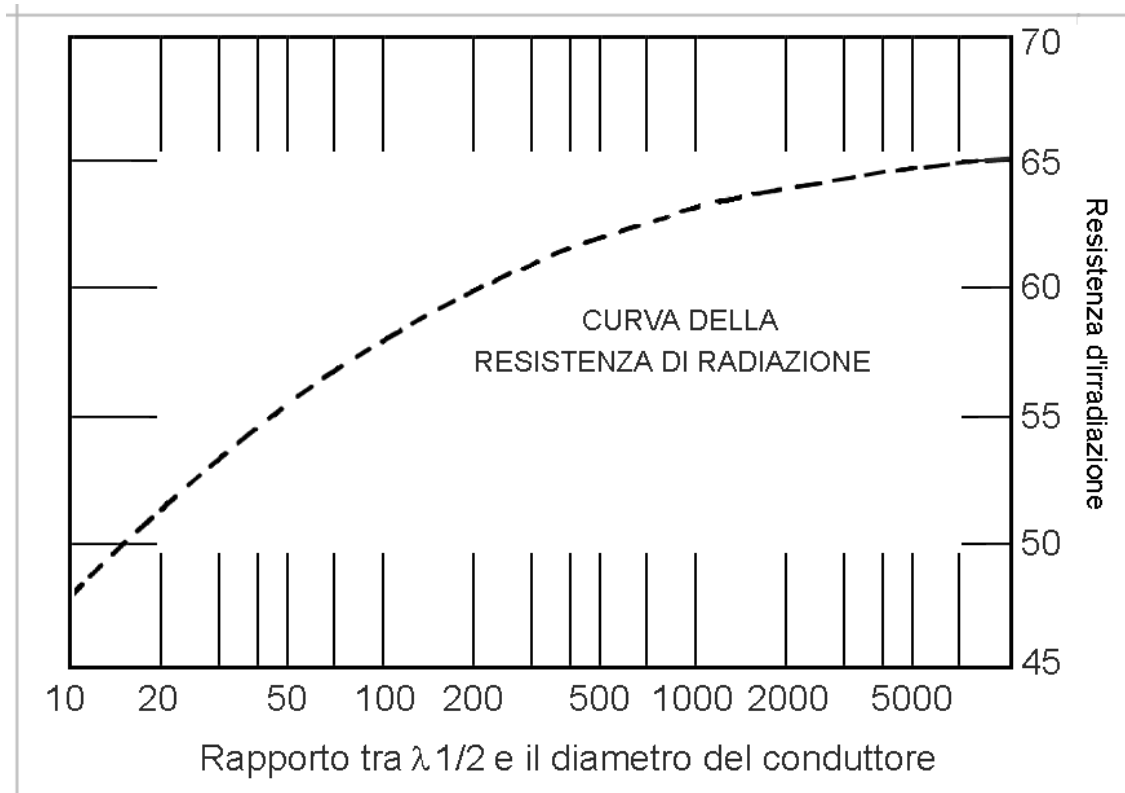
In 2) con direttore (diagramma relativo al piano YZ).

La circonferenza tratteggiata è il diagramma dell'antenna a mezz'onda isolata.

GLI ELEMENTI della Yagi

Il dipolo (elemento attivo), viene dimensionato perché risoni su una certa frequenza.

La resistenza d'irradiazione dipende dalla distanza tra gli elementi associati ma pure dal rapporto tra lunghezza e diametro del materiale impiegato, che influenza non poco sulla larghezza di banda, legata alla relazione "Q" (qualità selettiva, guadagno) che determina l'intervallo di frequenza entro il quale il R.O.S. (Rapporto Onde Stazionarie) si mantiene entro valori bassi. A diametri più grandi corrisponde un Q più basso.



Il rapporto tra lunghezza e diametro del tubo impiegato contribuisce a determinare la risonanza e la resistenza del radiatore. Un elemento di piccolo diametro ha resistenza d'irradiazione di valore più alto rispetto ad un elemento di diametro più grande. La R_r in un dipolo semplice fatto con filo sottile è di circa 70 ohm. In un dipolo tubolare scende a circa 55 Ω .

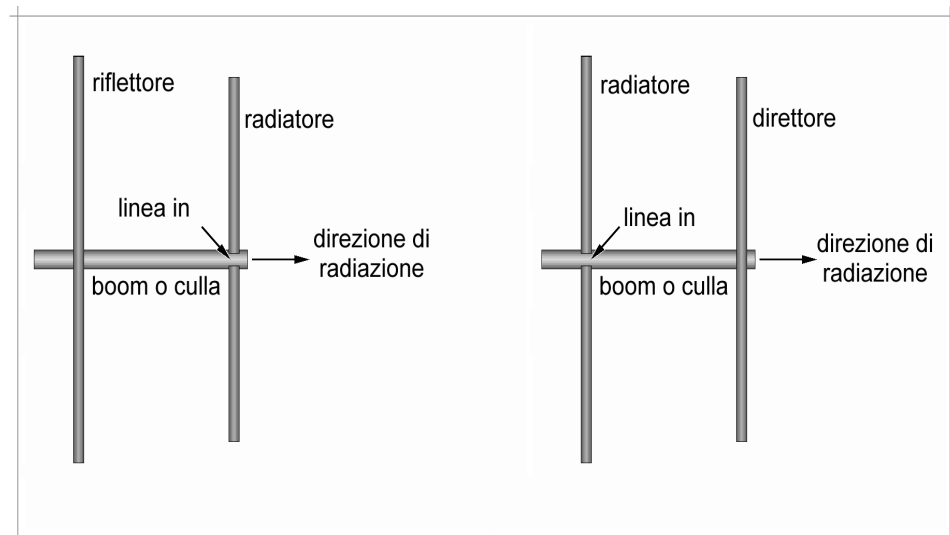
Il riflettore è l'elemento (parassita) più lungo. E' posto parallelo al radiatore, ad una distanza utile alla modificazione del lobo d'irradiazione, ovvero in modo che provochi una reazione atta a riflettere il segnale a radiofrequenza emesso dal dipolo nella direzione dello stesso, al fine di convogliare in avanti la massima intensità del segnale proveniente dal trasmettitore entro certi angoli che variano in ampiezza con la spaziatura e la distanza tra essi.

Posto a una distanza giusta per l'adattamento d'impedenza del sistema, è possibile ottenere una concentrazione in avanti con un angolo più stretto ed irradiazione più profonda rispetto all'elemento direttore.

La lunghezza del riflettore calcolata ad una certa frequenza, è sempre maggiore di quella del radiatore.

Il direttore è l'elemento (parassita) più corto. E' posizionato in parallelo al radiatore, ad una certa distanza conveniente per la modificazione del lobo d'irradiazione, ovvero che provochi una reazione atta a dirigere il segnale a radiofrequenza nella direzione del dipolo, al fine di rafforzare l'energia verso quella parte.

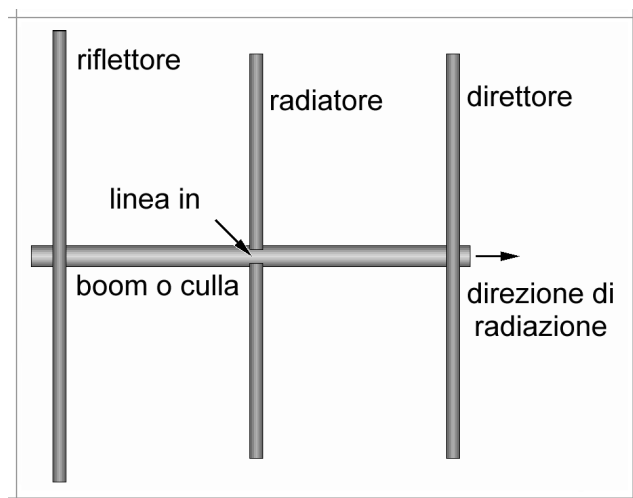
Il direttore, in pratica, sposta il lobo isotropico del dipolo in avanti, modificandolo in modo che l'angolo d'irradiazione sia di circa 180 gradi. La lunghezza del direttore, calcolata ad una certa frequenza, è sempre minore del radiatore.



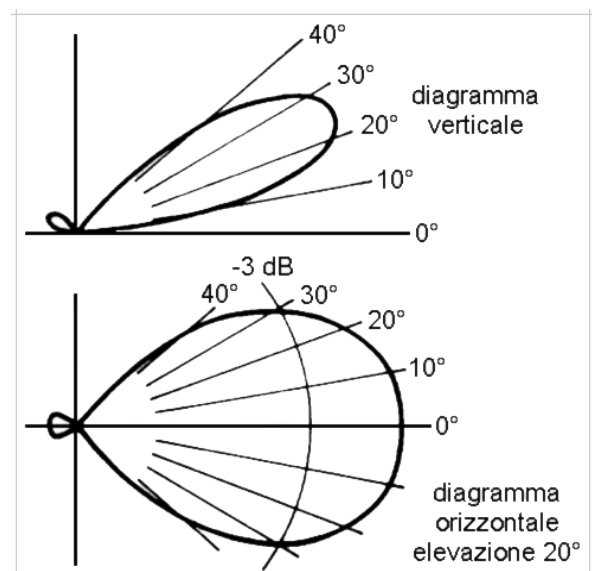
Nella figura a sinistra, un'antenna Yagi con riflettore.
A destra l'elemento parassita è il direttore.

Quando il dipolo viene arricchito da tutti e due gli elementi, la concentrazione del segnale nella direzione del direttore è notevole.

Tranne che in qualche caso particolare, lo spazio tra il dipolo e l'elemento parassita non deve superare un quarto della lunghezza d'onda.



Antenna direzionale yagi a tre elementi con direttore e riflettore.



Diagrammi d'irradiazione di una Yagi a tre elementi distante dal suolo $L \frac{1}{2}$ (mezzi)

Gli elementi di un'antenna Yagi necessitano di un supporto rigido, che è detto "culla" o "boom".

Nel punto in cui gli elementi lo incrociano, la tensione è quasi nulla (nodo).

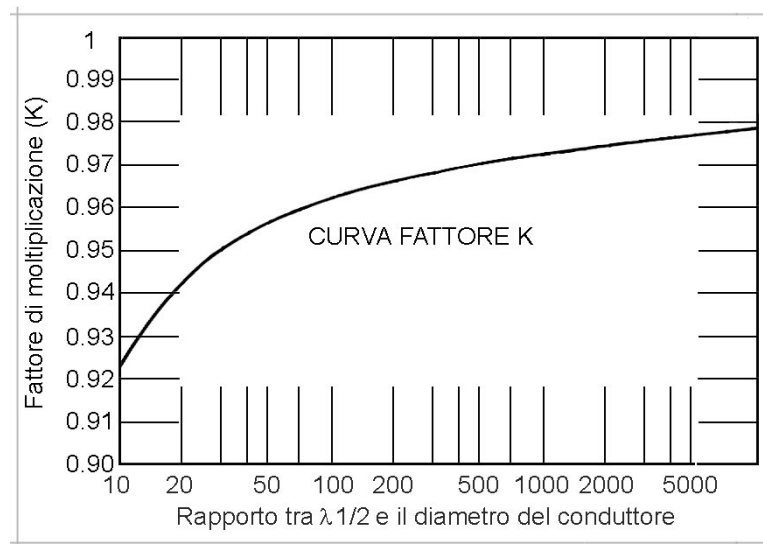
Questo significa che teoricamente il boom non dovrebbe modificare la risonanza del radiatore. Invece avviene che risona poco più in basso rispetto alla frequenza per la quale è stato dimensionato; avviene un allungamento e quindi, anche se di poco, è necessario intervenire ad un ridimensionamento nella misura rilevabile dal grafico che segue, conoscendo però il valore del rapporto tra il diametro dell'elemento e lunghezza d'onda.

Il rapporto diametro/lunghezza del radiatore si calcola con $\frac{D}{\lambda}$ dove:

D è il diametro del materiale impiegato

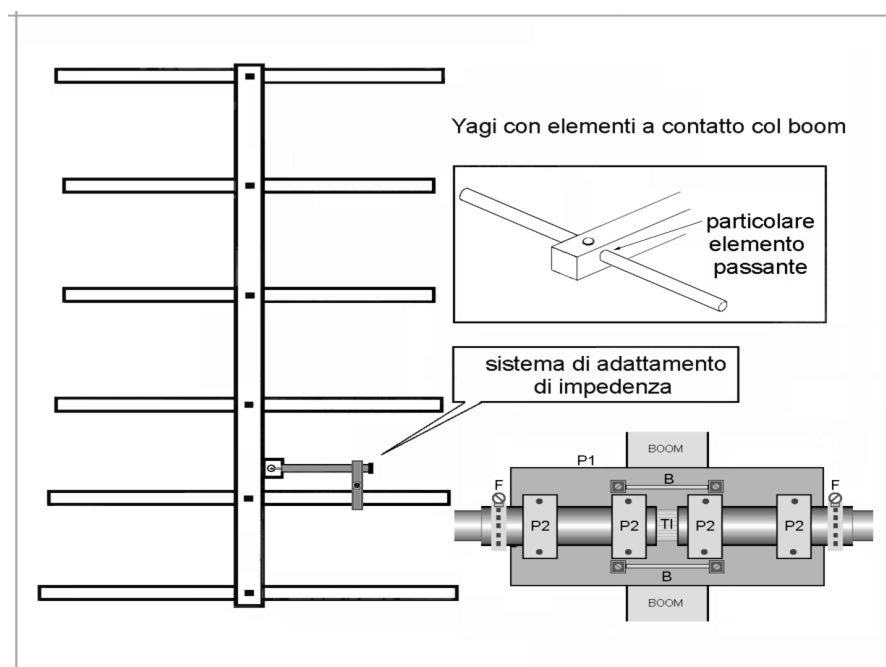
λ è la lunghezza d'onda della frequenza

Nella scala in basso, partendo dal rapporto D/λ si traccia una linea verticale fino alla curva. In quel punto, a sinistra, nella colonna verticale, corrisponde il fattore di dimensionamento.



Per evitare l'aggiustamento, gli elementi si possono montare sul boom tramite degli isolatori ad alta impermeabilità ed adeguata robustezza.

La scelta degli elementi isolati dal boom è richiesta quando si vuole utilizzare un'alimentazione con cavo bilanciato che prevede quasi sempre un dispositivo che adatti l'impedenza d'ingresso.



Un'antenna Yagi con elementi passanti per il boom. A destra in basso, particolare di elemento isolato dal boom, dove:

P1 è la piastra isolante; T1 è un sostegno isolante tra due semidipoli; P2 sono i blocchi degli elementi;

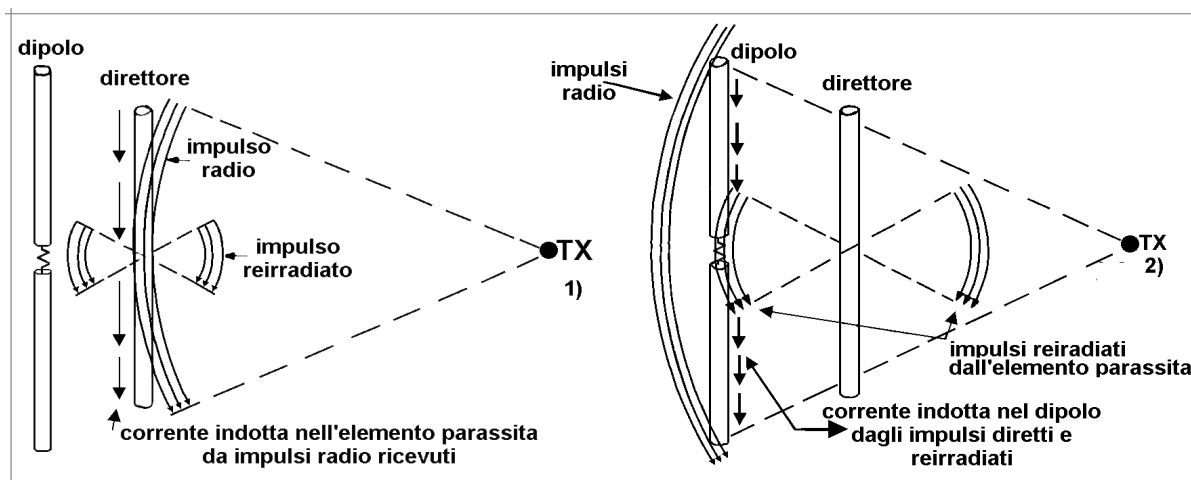
B sono gli agganci ad U per fissare la piastra isolante al boom; F sono stringitubo per bloccare l'innesco tra gli elementi.

Yagi con radiatore e direttore

Il dipolo, elemento alimentato, irradia le onde nell'atmosfera.

Durante il tragitto, se ad una distanza minore o pari ad un quarto d'onda della frequenza di risonanza (fatta eccezione in alcuni casi), l'onda generata incontra un altro elemento che non sia eccitato direttamente, quest'ultimo viene ad esserlo per induzione.

Si ottiene che, essendo presenti due elementi eccitati in fase per somma, l'onda che è alla medesima frequenza, si somma costruttivamente, ovvero, si rafforza..



Nella figura a sinistra, l'elemento parassita direttore reirradia gli impulsi ricevuti verso il fronte del dipolo che, già esposto al tx, raccoglie pure quella energia. Insieme risultano fuori fase, poiché la seconda è provocata dalla corrente indotta circolante nell'elemento parassita. Una distanza opportuna tra i due elementi provocherà un ritardo tale da mettere in fase le due energie, col risultato di un rafforzamento del segnale.

Il radiatore, per effetto reattivo col direttore, si disintonizza, per cui va calcolato un po' più lungo (circa 1 per cento). L'intervallo di spazio dal radiatore, utile per ottenere un buon guadagno in avanti (circa 4 dBd) mantenendo la mutua impedenza entro valori non critici tra 20 e 25 ohm, è compreso tra 0.12 e 0.15 di lunghezza d'onda.

A distanze minori di 0.12 λ e fino a 0.7 λ , il guadagno aumenta fino a circa 5 dBd, per poi diminuire rapidamente con l'impedenza.

A distanze superiori di 0.15 λ dal dipolo, il guadagno diminuisce meno repentinamente e la resistenza d'irradiazione aumenta rapidamente.

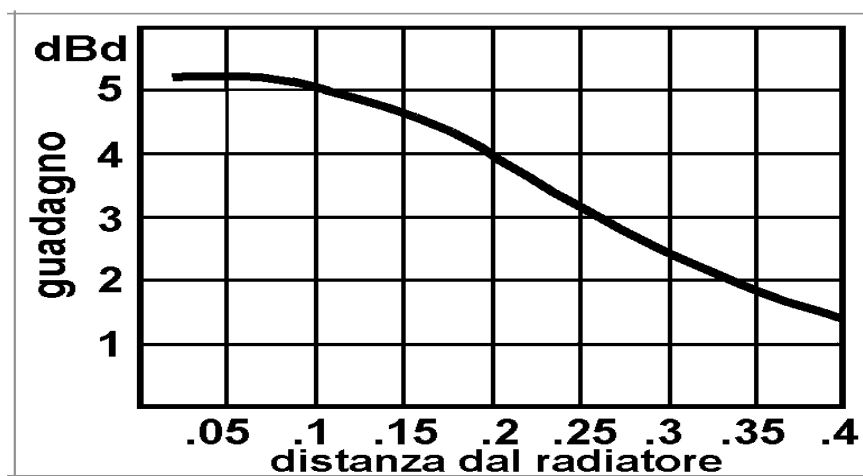


Grafico del guadagno in avanti di un sistema radiante con elemento parassita come direttore.

Quando l'elemento in più è il direttore, il rapporto A/R è notevole, fino a raggiungere i 25 dB con una spaziatura di 0.06 λ . Certamente un valore eccezionale per un'antenna di solo due elementi, se non fosse che l'impedenza scende sotto i 12 ohm.

Un opportuno sistema di adattamento, quando non è richiesta un'ampia larghezza di banda passante, può rendere questa configurazione molto utile.

Il rapporto A/R varia anche agendo sulla lunghezza del direttore.

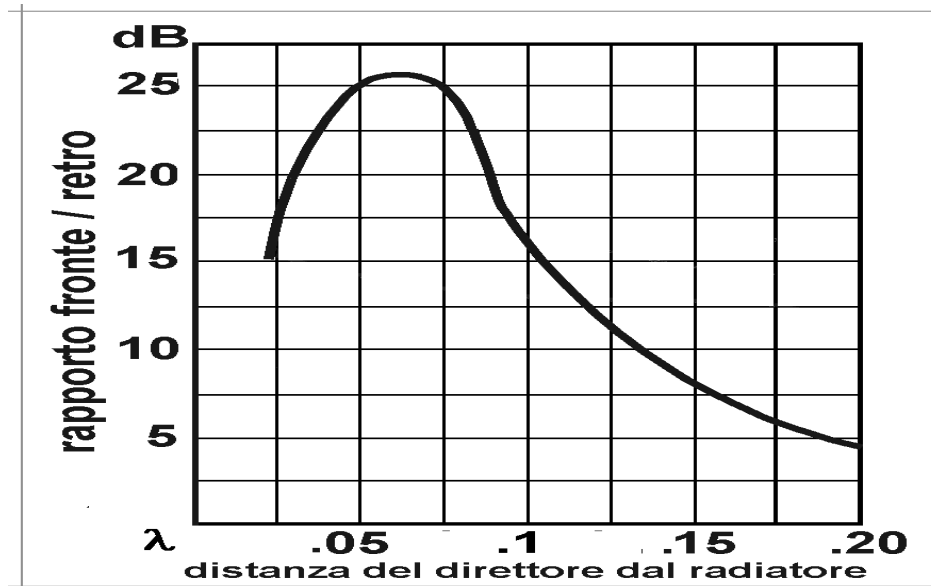
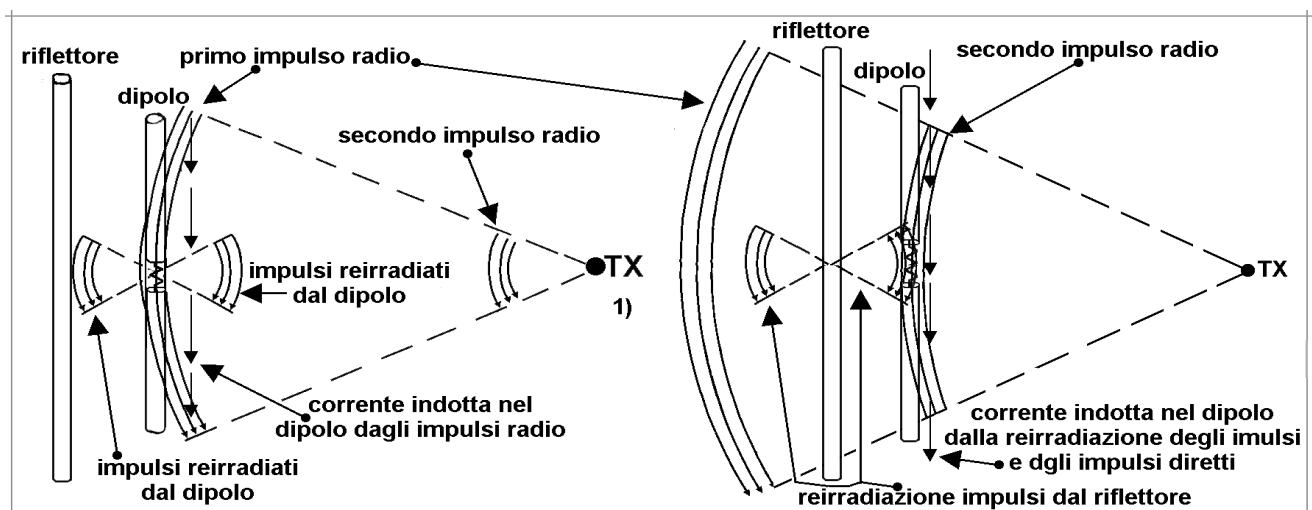


Grafico per la determinazione del rapporto A/R quando l'elemento parassita è un direttore.

Radiatore e riflettore

Compito del riflettore è di evitare che la radiofrequenza si propaghi nella direzione opposta al radiatore, o almeno che in quella direzione ne venga irradiata il meno possibile.

Per questo fine, esso viene dimensionato leggermente più lungo rispetto al dipolo e posto a distanza tale da esso che risulti non in fase, anzi, addirittura in opposizione di fase completa.



Comportamento del dipolo con elemento parassita quale riflettore.



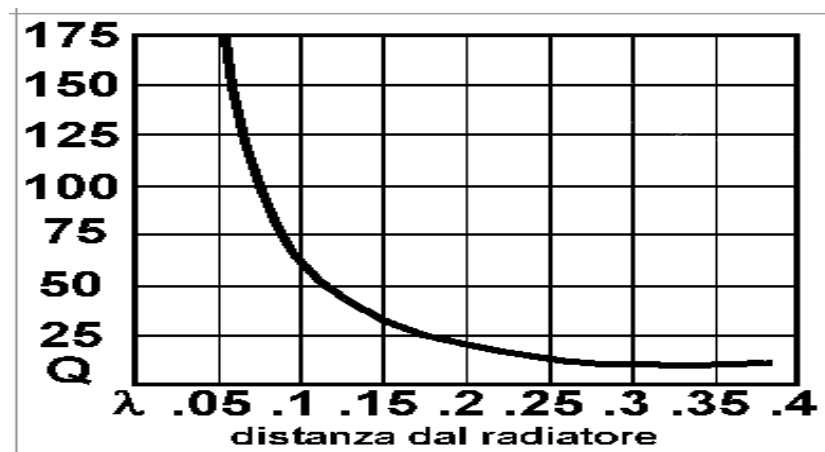
Grafico della spaziatura per un guadagno in avanti quando l'elemento parassita è un riflettore.

Con il riflettore il rapporto A/R del dipolo varia da 8 dB per spaziatura di 0.15λ fino a 16 dB per spaziatura di 0.22λ .

Rispetto al direttore, col riflettore si ottiene un minor rapporto A/R, ma senz'altro preferibile, se consideriamo la resistenza d'irradiazione. Infatti, col direttore e un rapporto A/R di 15 dB l'impedenza è di 14Ω mentre con il riflettore è prossima a 45Ω ed il guadagno di circa 4 dB, con una banda passante sufficientemente larga da permettere di lavorare con un R.O.S. più basso.



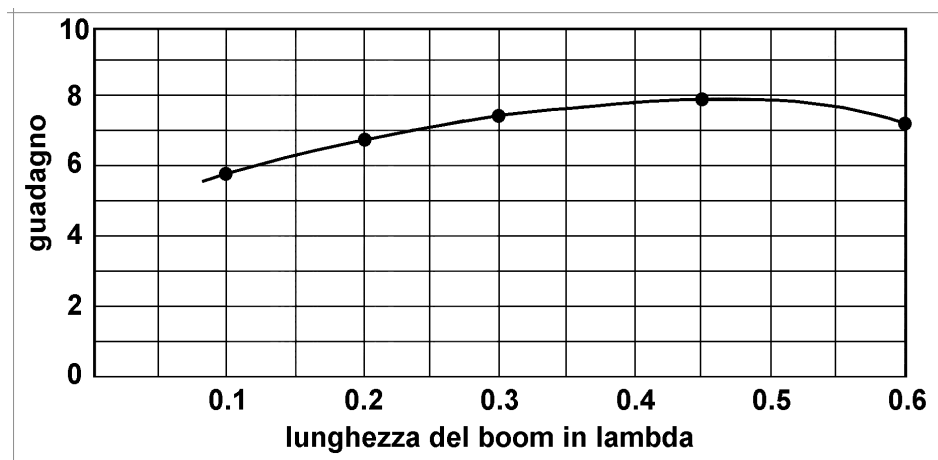
Grafico per conoscere il rapporto A/R quando l'elemento parassita è un riflettore.



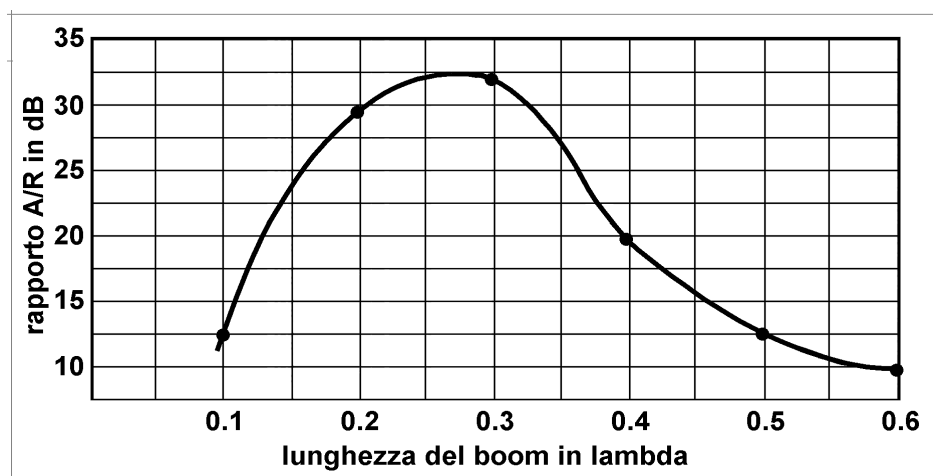
Regola della variazione del Q relativa alle spaziatore.

Radiatore, riflettore, e direttore

L'utilizzo di entrambe i due componenti parassiti aumenta l'intensità del segnale nella direzione voluta (angolo di apertura), che si misura in gradi. Gli angoli di apertura sono due, orizzontale e verticale.



Il guadagno di una yagi rispetto alla lunghezza del boom



Il rapporto A/R in una antenna direttiva composta da tre elementi è massimo quando il boom è lungo tra 0.2 e 0.3 λ . Non è conveniente un G molto alto, poiché altri parametri diverrebbero critici, come ad esempio la resistenza di irradiazione.

Guadagno

Il dipolo semplice, rispetto al dipolo elementare detto isotropico, ha un guadagno di 2,16 dB, poiché il suo lobo risulta leggermente schiacciato ai lati.

Il dipolo ripiegato, rispetto al dipolo elementare, guadagna circa 2,38 dB, e se riferito al dipolo semplice il G è di 0,21 dB.

Diremo che il guadagno riferito al dipolo isotropico sarà definito **dB_i** (decibel sull'isotropico) e quello riferito al dipolo semplice lo definiamo **dB_d** (decibel sul dipolo).

La massima direttività per un sistema configurato con riflettore-radiatore-direttore è pari a circa di 9 dB di guadagno rispetto al dipolo isotropico, il cui guadagno è assunto a valore zero.

Con un numero maggiore di elementi direttori, aumenta anche la direttività (guadagno in avanti).

Oltre che per il numero degli elementi, il guadagno varia anche in funzione della distanza e dimensione degli stessi lungo il boom. Le spaziatore consigliate tra gli elementi sono entro 0.15 e 0.24 λ .

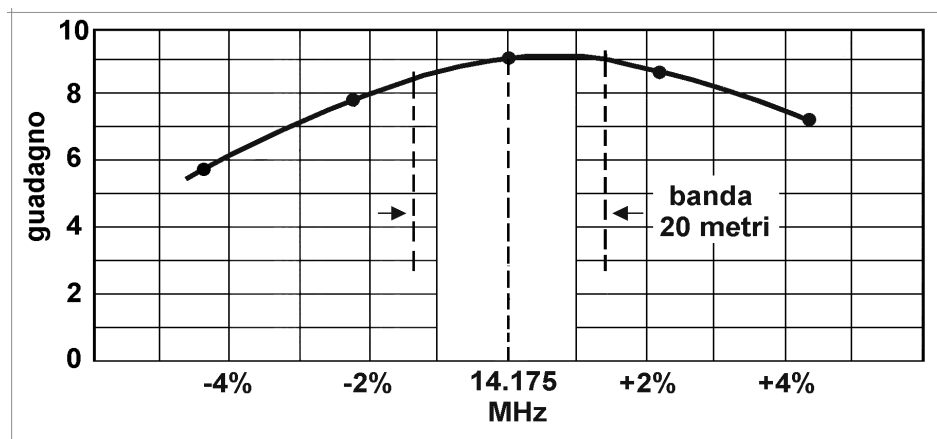


Grafico del guadagno di una yagi tre elementi.

Rapporto avanti/retro

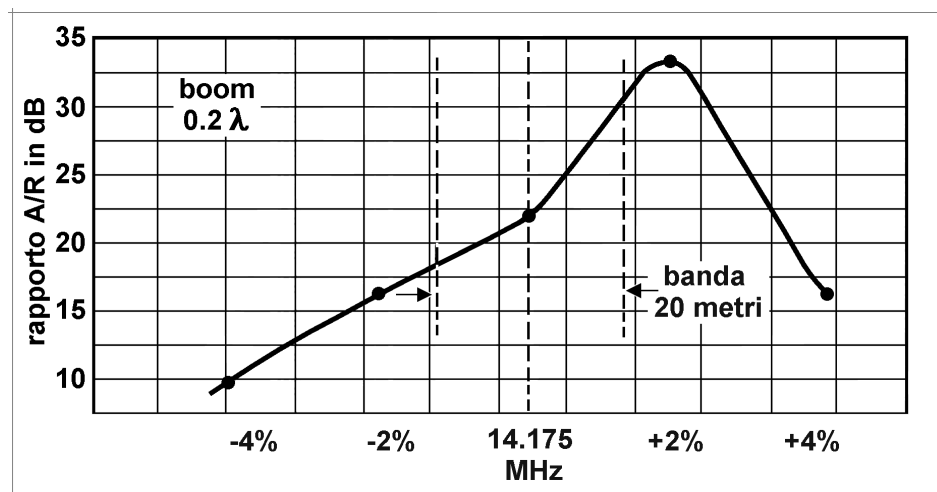
Il rapporto Avanti/Retro (**A/R**) è direttamente legato al guadagno del sistema radiante.

A spiccata direttività corrisponde la massima attenuazione verso la parte opposta.

Nella configurazione di una Yagi a due elementi, il rapporto A/R è dipende anche dal riflettore, che deve essere leggermente più lungo. Se invece il secondo elemento è il direttore, esso dovrà essere leggermente più corto.

Il rapporto limite A/R in un'antenna Yagi è di circa di 25B Iso, il ché significa che nella direzione d'irradiazione, su 100 Watt irradiati è presente un campo pari a 99,6 watt di cui solo 400 mW sono distribuiti verso il retro.

Per la legge della reciprocità, questo vale naturalmente anche in ricezione: un segnale proveniente dal fronte dell'antenna di intensità di campo pari a S9+10 db, si riduce, con la stessa antenna letta sul retro, ad una intensità pari a S6,5 (ogni punto "S" è uguale a 6 dB, valido fino a S9).



Risposta del rapporto A/R di una yagi 3 elementi con picco sulla parte alta della banda.

Larghezza di banda e "Q"

Per larghezza di banda (o banda passante) s'intende l'intervallo di frequenza entro il quale l'antenna non diventa reattiva ed il R.O.S. rimane ad un livello basso, ovvero è l'intervallo di frequenza entro il quale l'impedenza rimane resistiva e oltre il quale, sotto o sopra, comincia ad essere capacitiva o induttiva, cioè che l'antenna è corta o lunga rispetto alla risonanza.

E', insomma, la porzione di frequenze entro la quale l'efficienza di trasmissione rimane massima.

Quando la distanza tra gli elementi sono brevi il Q è alto, la larghezza di banda è stretta ed il R.O.S. è basso solo su quel piccolo intervallo di frequenza.

Per ottenere larghezza di banda ampia occorrono spaziatore larghe. Queste caratteristiche sono legate all'intero sistema.

Mutua impedenza

Per “mutua impedenza” s'intende la resistenza d'irradiazione ottenuta tra il dipolo e uno o più elementi parassiti, e dipende dalla spaziatura adottata tra il radiatore e gli elementi parassiti.

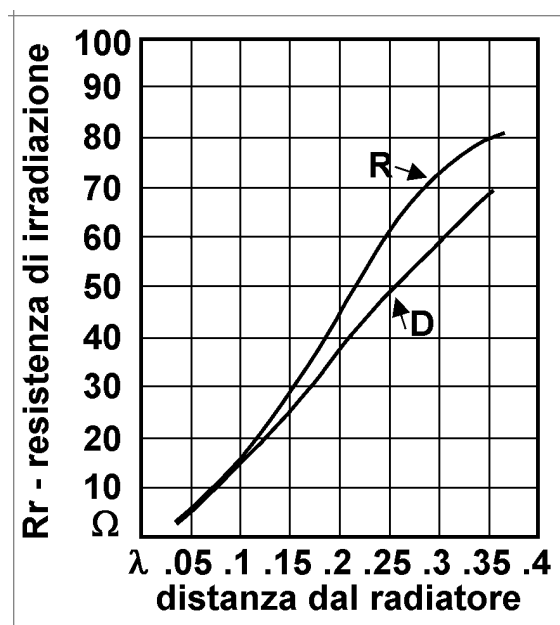
A spaziatore tra gli elementi più brevi di un quarto d'onda il guadagno aumenta e la resistenza d'irradiazione diminuisce, quindi un compromesso deve equilibrare i due valori in modo da ottenere un risultato soddisfacente ma non critico.

Nel sistema di direttiva a tre elementi, l'impedenza d'ingresso rimane sostanzialmente quella del dipolo quando esso è l'unico elemento impiegato, in quanto la reattanza induttiva introdotta dal riflettore, per la sua maggiore lunghezza, e la reattanza capacitiva introdotta dal direttore, per la sua minore lunghezza, si eludono a vicenda per compensazione.

Naturalmente non è così invece quando l'elemento parassita è uno solo.

Se è un direttore, esso introduce nel sistema una parte reattiva, disintonizzando il dipolo, che va di poco allungato per cancellarne la capacità introdotta.

Se invece unico elemento parassita è un riflettore, il dipolo va leggermente accorciato.



Variazione della resistenza d'irradiazione in funzione della spaziatura tra radiatore e riflettore (R) e tra il radiatore e direttore (D).

Direttività

La direttività segue l'andamento del guadagno.

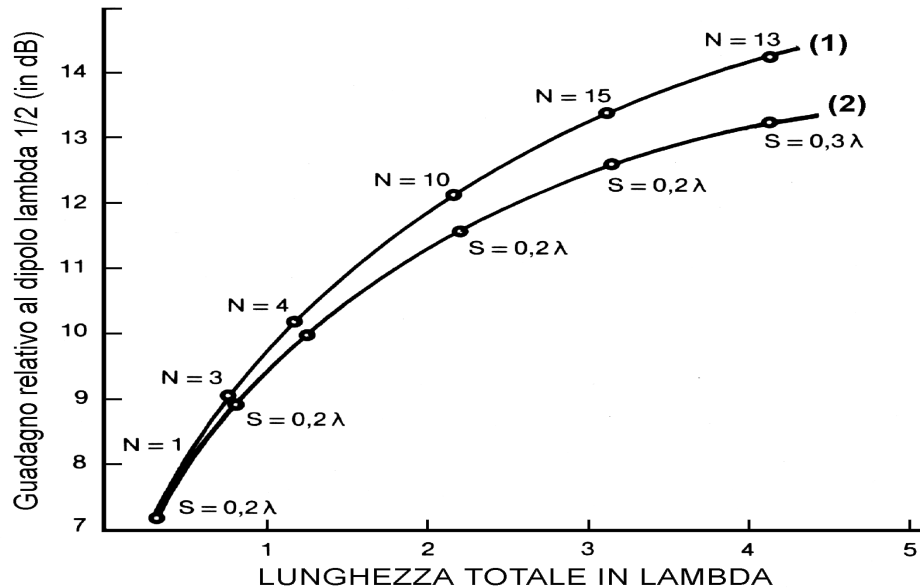
La larghezza del lobo di radiazione dipende dal guadagno che dipende dal “Q” che a sua volta dipende dal diametro degli elementi, dalle spaziatore, dal rapporto A/R e da un eventuale ridimensionamento del riflettore e/o del direttore.

Il lobo di una antenna direttiva di tre elementi ha una larghezza media di circa 45° nel punto a -3 dB (angolo di apertura).

Per ogni elemento direttore oltre il primo, si ottiene una direttività maggiore di circa 0,8 dB (se ben collocato).

Nelle bande HF, oltre a cinque direttori non vale la pena aggiungerne altri poiché l'ulteriore guadagno decresce rapidamente fino a che l'aggiunta di altri è praticamente inutile.

Riepilogando, le antenne Yagi che possono essere considerate del tipo "end fire" in cui un solo elemento è eccitato e gli altri sono alimentati in fase per induzione, presentano caratteristiche di elevata direttività, e sono impiegate nei casi in cui sia necessario trasmettere o ricevere maggiore energia da una certa direzione.



Guadagno ottenibile in funzione della lunghezza del boom. Le curve si riferiscono al caso di lunghezza uniforme (1) oppure ottimizzata (2) dei direttori impiegati.
N è il numero dei direttori, S è la spaziatura fra di loro.

Efficacia

Si dice che l'antenna è reciproca, ovvero che ha la stessa potenzialità sia in ricezione che in trasmissione.

Il radioamatore infatti, normalmente utilizza una sola antenna, sia per trasmettere che per ricevere.

Se le antenne sono di dimensioni diverse rispetto alla lunghezza d'onda ricevente, le cose cambiano.

In presenza di un segnale a 144 MHz, un'antenna ricevente risonante su 432 MHz non riuscirà mai a captare tutta l'energia di quel segnale in quanto la sua dimensione è un terzo rispetto alle dimensioni dell'onda in arrivo e quindi giungerà al ricevitore solamente una parte di essa.

Per catturare tutto il segnale in arrivo, l'antenna dovrebbe essere grande almeno quanto quella che l'ha trasmessa.

Le antenne, per avere uguale guadagno, ognuno relativo alla propria frequenza operativa, dovranno essere di dimensioni diverse: quella risonante a 432 MHz, dovrà essere di tre volte in più il numero degli elementi rispetto all'antenna a 144 MHz.

Si deduce che, su frequenze alte, per ottenere prestazioni uguali alle antenne operanti su frequenza più basse, il numero degli elementi deve essere maggiore.

Date le dimensioni lunghissime si preferisce, in genere, accoppiare più antenne di dimensioni ridotte.

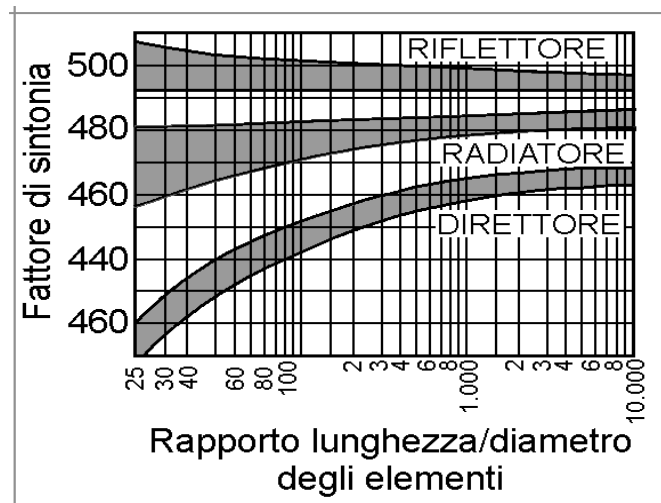


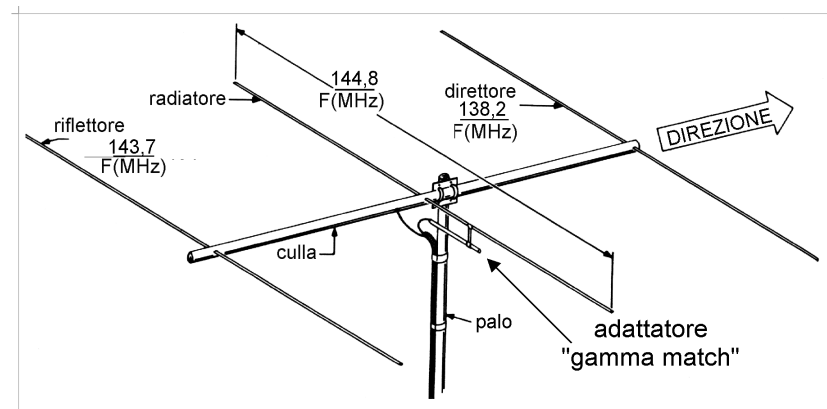
Grafico per la progettazione di antenne Yagi composte da tre elementi.

Il grafico va interpretato in unione del rapporto lunghezza/diametro del conduttore.

Il fattore L si divide per la frequenza in MHz, e si ottiene la lunghezza in metri.

I valori corrispondenti alle curve in figura, sono valide per un boom pari a 0.3λ e per valore d'impedenza d'ingresso compreso tra 1 e 20 ohm.

Le lunghezze comprese nelle aree grigie forniscono medie efficienze, quindi possono essere scelte senza alcun ritocco, anche se il rapporto A/R può essere migliorato variando la dimensione del riflettore.



Antenna Yagi 3 elementi per 28.600 MHz.

Nella Yagi a tre elementi in figura, con impiego di direttore e riflettore, il guadagno è in funzione all'accordo tra gli elementi e alla lunghezza del boom. In questa configurazione la spaziatura tra radiatore e direttore è 157 cm. mentre quella tra radiatore e riflettore è 144 cm.

Per le dimensioni accennate e quelle degli elementi riscontrabili in figura, le caratteristiche generali saranno:

Guadagno 7,5 dB

Rapporto avanti/retro 18 dB

Impedenza d'ingresso intorno ai 22 ohm

Il boom (culla) può essere compreso tra 0.2λ e 0.5λ .

ANTENNE A TELAIO – LA QUAD

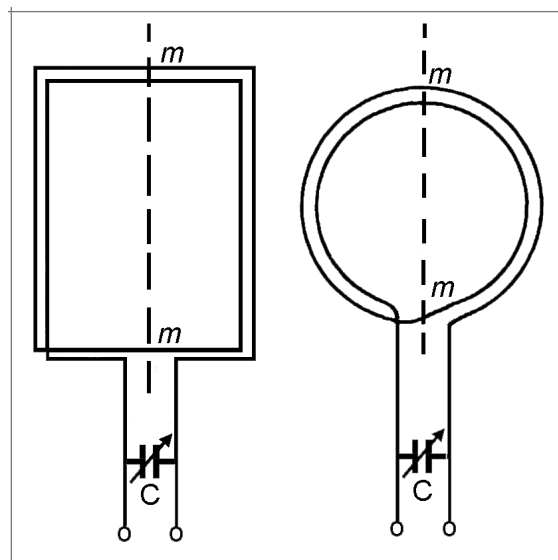
di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Questo tipo di antenna fu realizzata dall'ingegnere Clarence J. Moore ed adottata per la prima volta nel 1937 a Quito, in Equator, quando in in quel Paese la stazione HCJB promosse una spedizione.

L'antenna è detta a telaio, ed è fatta a bobina utilizzando un conduttore di circa due millimetri (il filo in bronzo fosforoso è il materiale più consigliato per efficienza e costo).

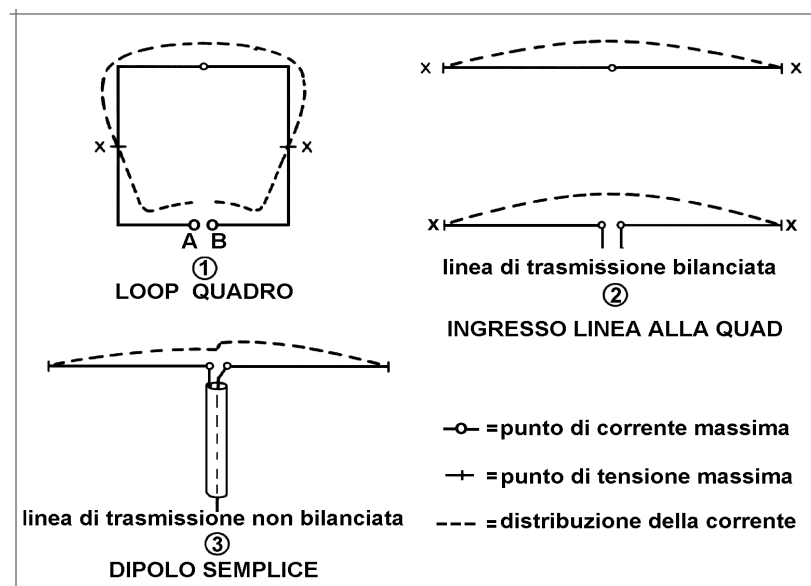
Dato il diametro del filo, le reali dimensioni relative alla lunghezza d'onda, sono di poco minori rispetto alla lunghezza che si deduce dal calcolo matematico (lunghezza fisica).

L'adattamento d'impedenza per la massima tensione d'uscita può avvenire mediante un condensatore (C).



Esempio di antenna a telaio, con spire rettangolari e circolari.

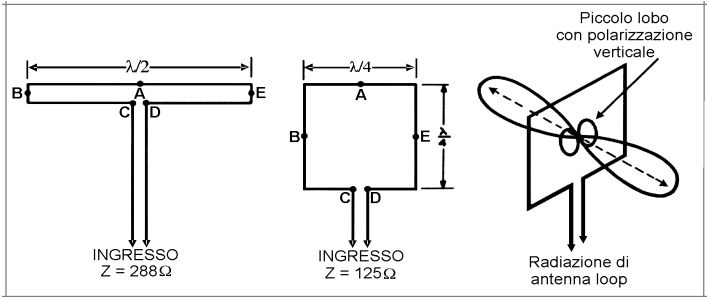
Le correnti lungo il conduttore (loop) sono distribuite omogeneamente, in grandezza e fase.



Comportamento di corrente e tensione lungo i conduttori di un'antenna quad.

In sostanza, la quad è come due dipoli paralleli, ognuno lungo mezz'onda, visti sul piano orizzontale o verticale, a seconda della polarizzazione adottata.

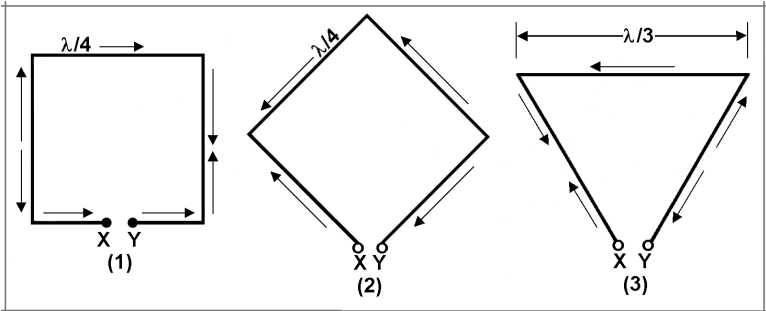
Se il radiatore non è circolare, la polarità varia a seconda del punto d'ingresso della linea di alimentazione, dove l'impedenza presenta un valore di circa 125 ohm.



Il loop guadagna circa 1,4 dBd (oltre il dipolo, 3,5 dB se riferito all'isotropico).

Per convenienza meccanica la configurazione più popolare è quella a forma quadra, dove ogni lato è ovviamente lungo 1/4 d'onda elettrico.

Se l'alimentazione è fornita sul lato verticale, la polarizzazione sarà fortemente verticale. Se invece è connessa su un lato orizzontale, sarà prevalentemente orizzontale.



Tre configurazioni di loops ad onda intera. La direzione della corrente lungo il conduttore s'inverte in corrispondenza del punto di unione ideale delle due sezioni a mezz'onda. Il massimo d'irradiazione è perpendicolare al piano dell'antenna, il minimo si ha in ogni direzione del piano contenuto dal loop.

Ecco alcune configurazioni per diveso guadagno:

Sistema di coordinate		Guadagno relativo al dipolo a mezz'onda	Guadagno relativo alla sorgente isotropico	Sistema di coordinate		Guadagno relativo al dipolo a mezz'onda	Guadagno relativo alla sorgente isotropico
Y/X = 0/1		0,00 dB	2,15 dB	Rombico Y/X = 1/1		0,98 dB	3,13 dB
Rettangolare Y/X = 1/3		0,21 dB	2,36 dB	Rombico Y/X = 3/1		1,69 dB	3,84 dB
Rettangolare Y/X = 1/1		0,98 dB	3,13 dB	Ellittico Y/X = 1/3		0,28 dB	2,43 dB
Rettangolare Y/X = 3/1		2,37 dB	4,52 dB	Ellittico Y/X = 1/1		1,34 dB	3,49 dB
Rombico Y/X = 1/3		0,20 dB	2,35 dB	Ellittico Y/X = 3/1		2,61 dB	4,76 dB

In tabella il guadagno in varie forme di loops rispetto al dipolo semplice ed isotropico.

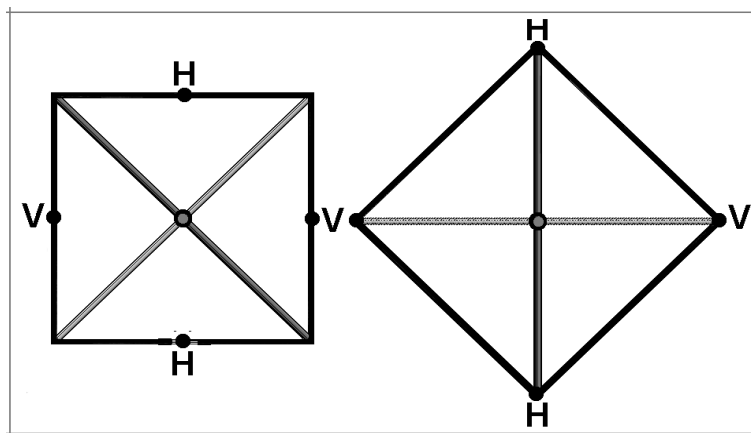
Come si può osservare in tabella, la forma che offre maggior guadagno (2,6 dBd rispetto al dipolo semplice) è quella ellittica, dove si formano curve più strette verticalmente opposte.

La forma quadra fornisce invece un incremento in potenza di circa 1 dBd (un dB in più rispetto al dipolo).

Ne piano verticale il lobo di irradiazione è più basso rispetto a quello di un'antenna yagi ed a confronto, per parità di guadagno, si può impiegare almeno un elemento in meno.

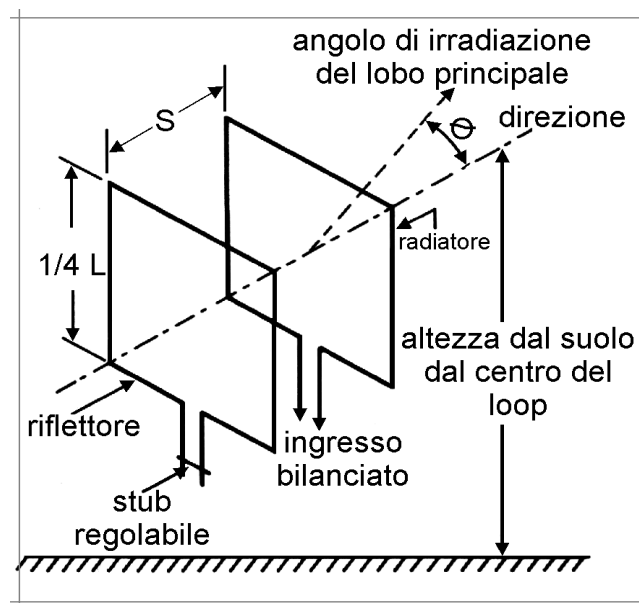
Nella quad l'innesto del cavo di alimentazione al suo ingresso può anche essere effettuato in un angolo, anzi, è preferibile, in quanto la distanza più lunga tra i ventri di corrente è più conveniente per ottenere l'angolo d'irradiazione più basso nel piano verticale.

Quanto più basso è l'angolo d'irradiazione (che dipende anche dalla distanza dell'antenna dal suolo), tanto più distante sarà captato il segnale, con meno rimbalzi sulla ionosfera.

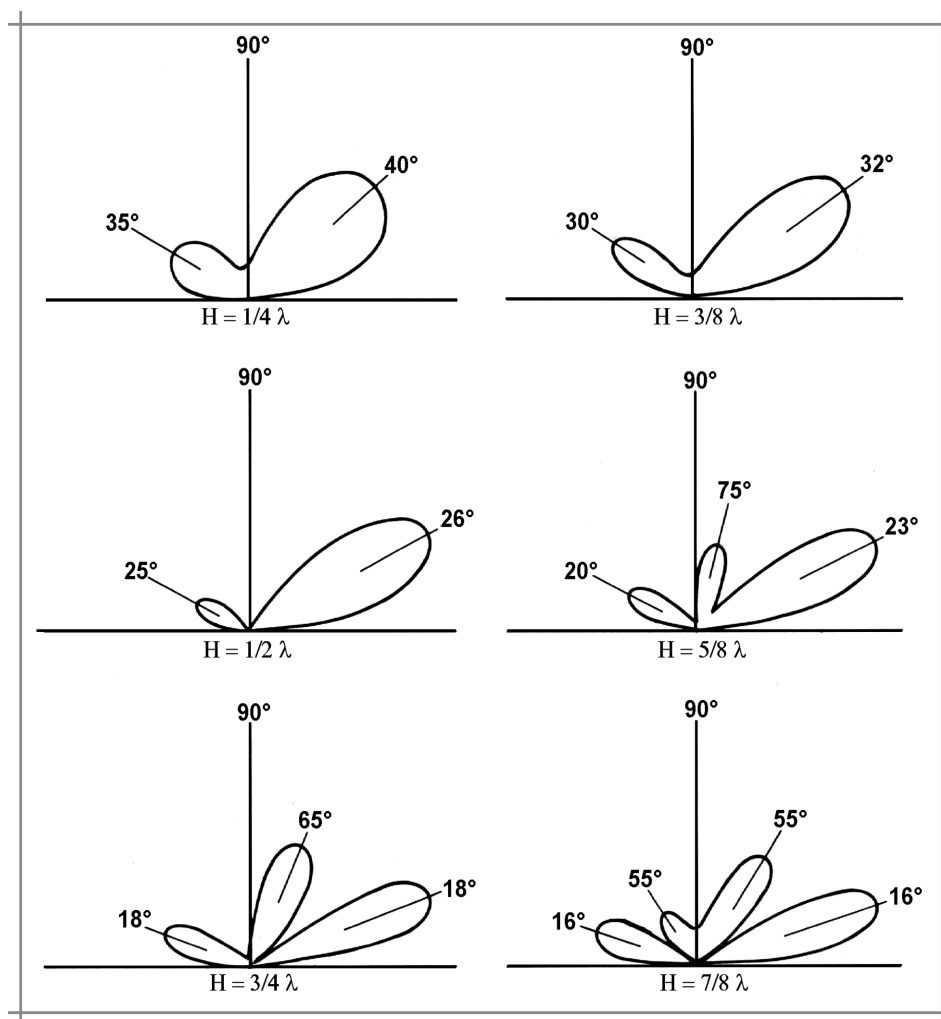


H: punti di alimentazione per la polarizzazione orizzontale.

V: punti di alimentazione per la polarizzazione verticale.



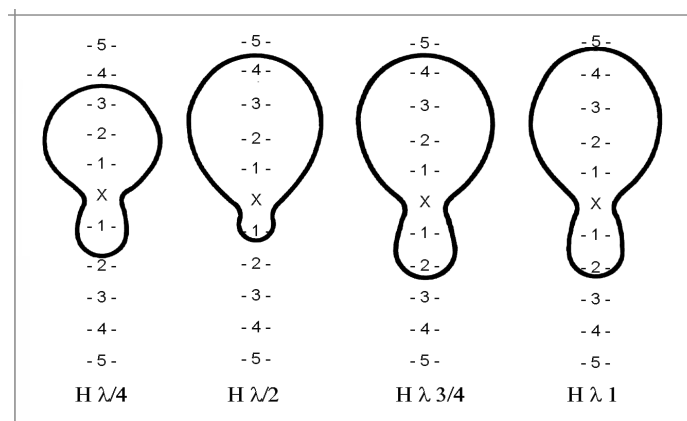
Geometria dell'antenna quad.



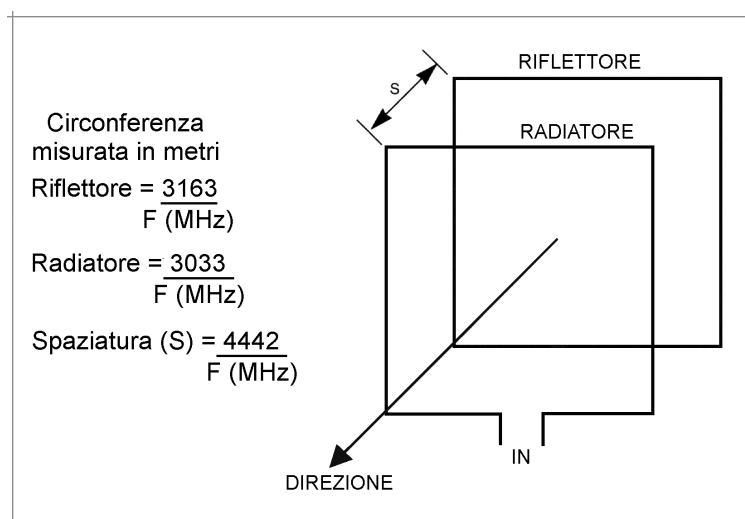
Irradiazioni a varie altezze di un'antenna quad di due elementi.

Rispetto al dipolo semplice, la larghezza di banda di un'antenna quad è doppia. Pure la resistenza di irradiazione è doppia (circa 125Ω con un solo loop).

Per la forma chiusa, la quad sfrutta la componente magnetica dell'onda e i disturbi generati dalle cariche elettrostatiche vengono sensibilmente attenuati.

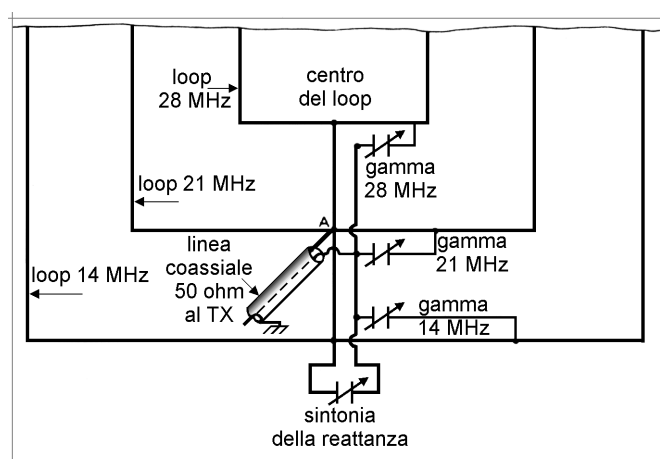


Lobi orizzontali ad angoli verticali di massima intensità a seconda dell'altezza dal suolo di un'antenna quad.



Cubical Quad a due elementi. Il diametro del conduttore è di 1,2 mm. circa.

Sullo stesso pannello (una crociera) possono essere montati più loop, ognuno risonante su banda diversa. Con l'aggiunta di un elemento (direttore o riflettore), l'impedenza d'ingresso scende a circa 100 ohm. Con due elementi parassiti in più (riflettore e radiatore) l'impedenza è di circa 75 ohm. Con un terzo elemento (secondo direttore) l'impedenza è prossima a quella della linea in cavo coassiale, 50Ω. I grafici seguenti aiutano nella realizzazione dell'antenna quad.



Geometria di antenna quad per 10, 15, 20 metri.

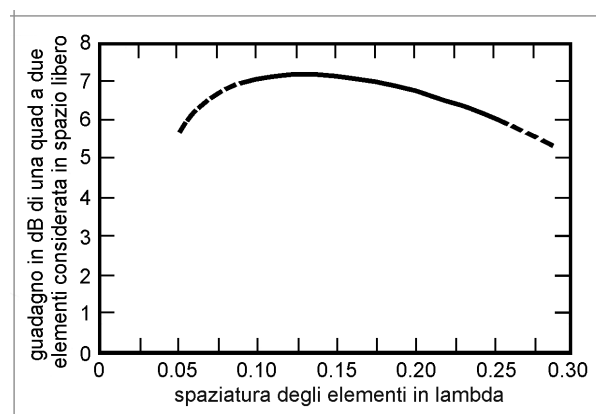


Grafico per determinare il guadagno di una quad a due elementi.

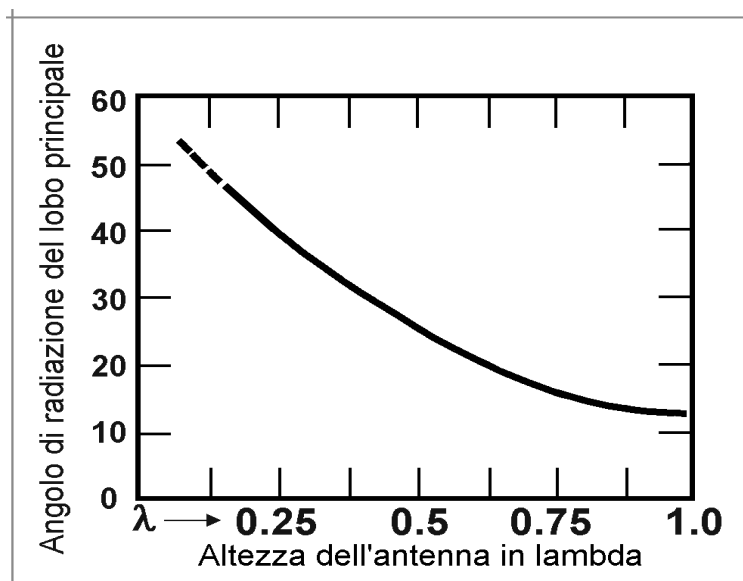
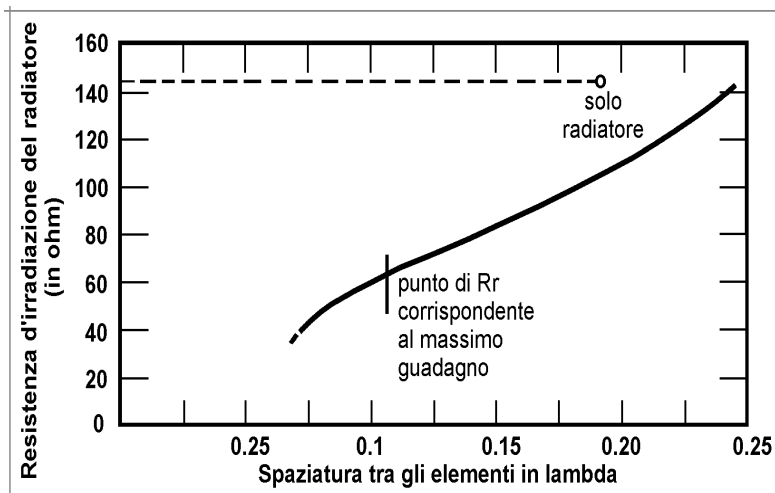
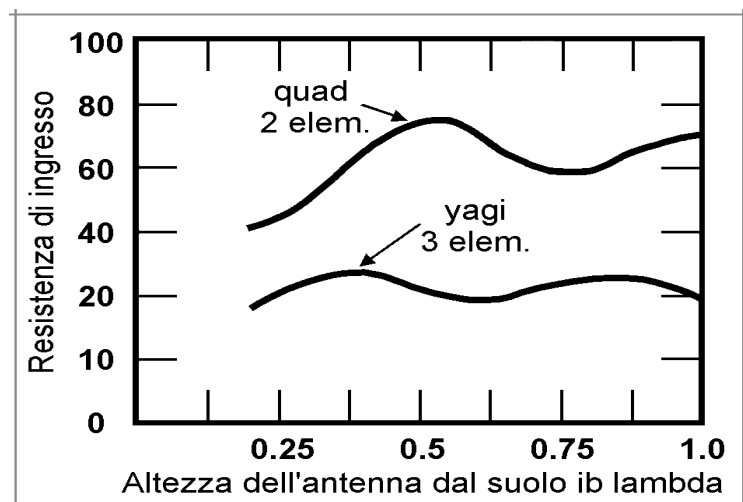


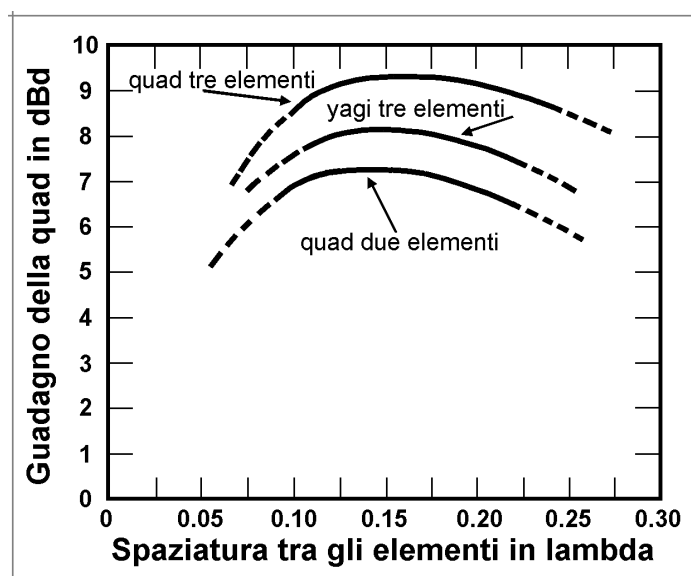
Grafico per determinare (o conoscere) l'angolo d'irradiazione verticale del lobo principale di una quad a due elementi in funzione della distanza dal suolo misurata dal centro del lato verticale.



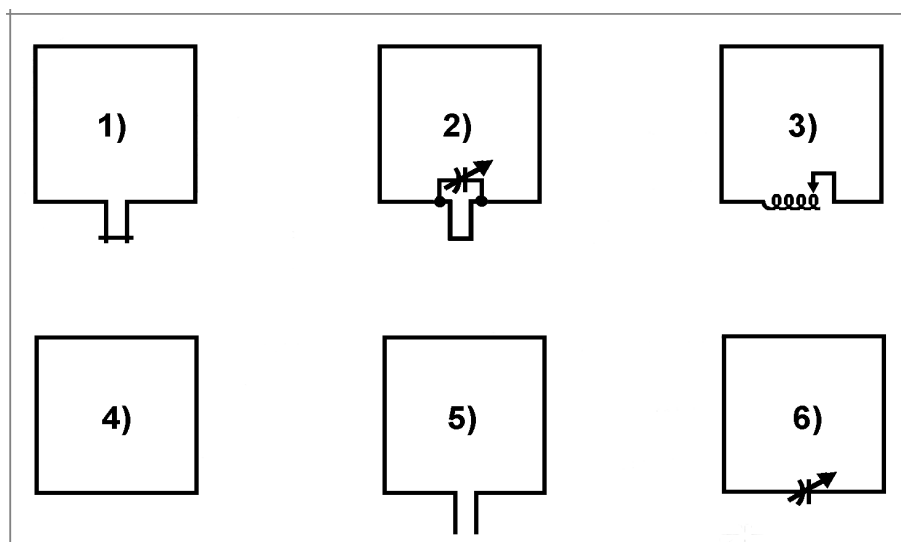
Resistenza di irradiazione di una quad a due elementi a seconda della distanza dal suolo.



Resistenza d'irradiazione all'ingresso di una quad due elementi (curva in alto), e di una yagi tre elementi (curva in basso), a seconda dell'altezza dal suolo.



Guadagno a di una quad tre elementi a seconda della spaziatura tra essi e confronto con yagi.



Sistemi di sintonia del riflettore nell'antenna quad.

I sistemi di sintonia riportati in figura interessano il riflettore.

La versione n. 4 è la preferita, poiché non è previsto alcun adattamento.

Lo stub nella versione n. 1 (realizzato con una linea bifilare aperta del valore di 300 ohm) è lungo $\frac{1}{4}$ d'onda.

Il sistema n. 2 è lungo $\frac{3}{8}$ di λ . La capacità (C) dipende dalla frequenza (200 pF per i 40 metri fino a 30pF per i 6 metri).

L'accordo del riflettore in sintonia serve sostanzialmente a migliorare il rapporto A/R.

Per l'aggiustamento della taratura per la massima irradiazione in avanti si capta un segnale proveniente dal retro dell'antenna (si posiziona il riflettore nella direzione del segnale) e si tari il sistema di sintonia per la minima ricezione di quel segnale.

L'operazione va fatta con massima attenzione, e va ripetuta fino a quando non si notano altre variazioni.

Una taratura approssimativa comprometterebbe la resa di tutto il sistema.

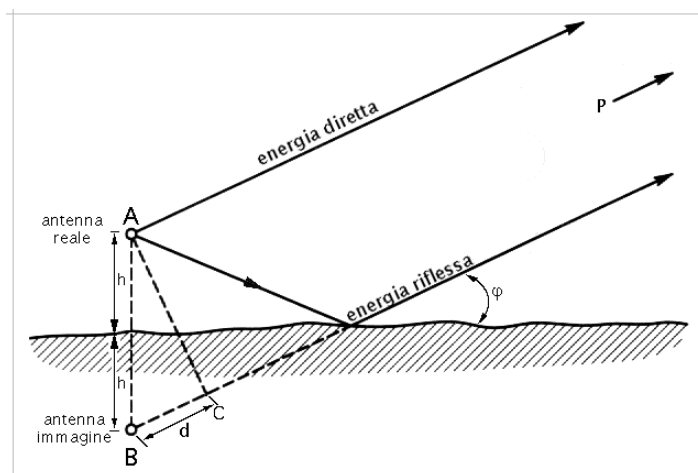
EFETTO DEL SUOLO

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Le caratteristiche d'irradiazione di un'antenna possono essere modificate, oltre che da eventi estranei, anche dal suolo sottostante. Infatti, quando l'antenna non si trova installata in spazio libero ma in prossimità del suolo, all'energia diretta si somma quella irradiata verso terra che la riflette.

Un'antenna non risente dell'effetto del suolo quando è collocata ad una distanza da esso pari a qualche lunghezza d'onda. Le antenne particolarmente vincolate alla presenza del suolo sottostante sono quelle che risonano fino a circa 50 MHz.

Le antenne VHF e oltre, grazie alla minor lunghezza d'onda, e quindi alla piccola grandezza meccanica, possono invece essere installate ad altezze molto più elevate in rapporto alla lunghezza d'onda di risonanza, perciò non subiscono l'effetto del suolo, e si possono considerare come operanti in spazio libero.



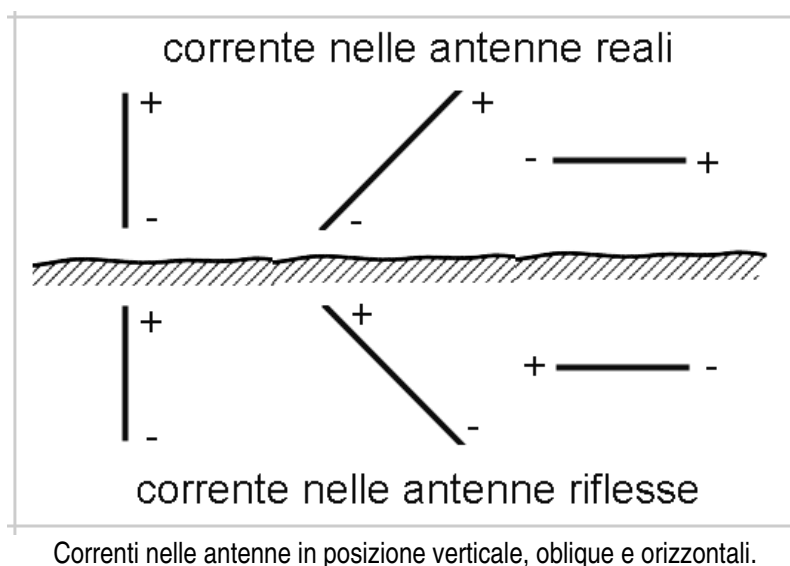
Effetto del suolo, quando è perfetto conduttore su un'antenna orizzontale. Nel punto P distante da l'aereo, la intensità di campo risulta rinforzata per somma tra la radiazione diretta e quella riflessa dal suolo che viaggia però con un ritardo di fase (d).

Il suolo sottostante all'antenna si comporta praticamente come uno specchio. L'energia riflessa può essere considerata proveniente da un'antenna immagine posta sotto il suolo, in posizione simmetrica rispetto a quella reale. Quando la superficie terrestre è piana, perfettamente riflettente, le correnti delle due antenne (quella reale e quella immagine) sono di ampiezza uguale.

Le fasi, nelle antenne verticali riflesse, sono identiche: le correnti scorrono nelle stesse direzioni (correnti in fase). Nelle antenne orizzontali riflesse, i versi delle correnti sono opposti (correnti in opposizione di fase).

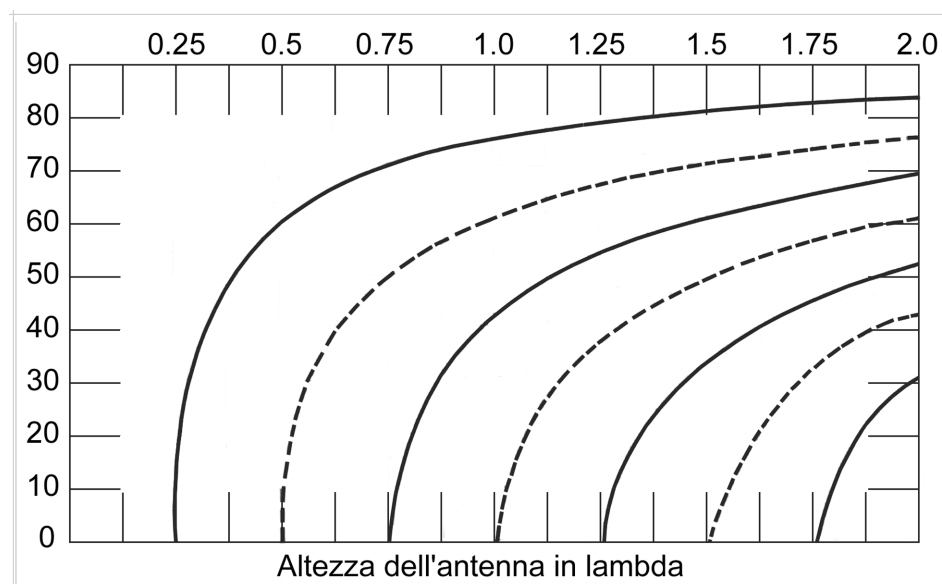
Nel caso di antenne posizionate diversamente rispetto al suolo (inclinate), l'andamento della corrente nell'antenna immagine si ottiene considerando le due componenti, verticale ed orizzontale.

In pratica, la superficie terrestre, non essendo un perfetto conduttore, ha coefficiente di riflessione inferiore all'unità, pertanto l'ampiezza e la fase della corrente nell'antenna immagine devono essere leggermente modificate, con conseguente deformazione del diagramma di radiazione; ad esempio, si possono verificare una diminuzione dell'ampiezza dei lobi principali ed un aumento dei minimi del diagramma.

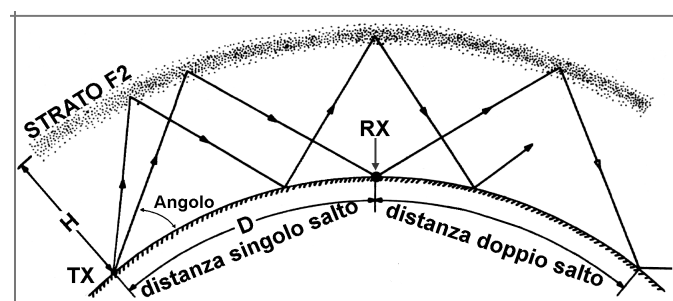


Stabilire l'angolo di riflessione di un'antenna non è sempre facile poiché non è detto che la riflessione avvenga proprio sulla superficie del suolo, in quanto la conformazione del terreno è variabile. L'installazione di un sistema di antenna, che tenga conto anche e soprattutto della riflessione, prevede studi molto precisi sulla natura del terreno sottostante.

In teoria, sul grafico relativo all'altezza dell'antenna, le curve a linea continua indicano il massimo rafforzamento dell'intensità di campo del segnale trasmesso, e quelle con linea tratteggiata i minimi o le zone d'ombra.



Tanto più è basso l'angolo d'irradiazione, rispetto all'orizzonte, tanto più distante dall'antenna giunge il segnale. I salti possono essere anche più d'uno quindi, con cadute più o meno ampie ed intense in certe zone, che si ripetono con lo stesso presumibile angolo fino al naturale esaurimento dell'energia viaggiante.

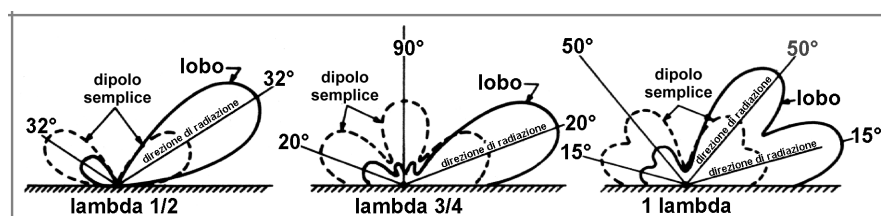


Salto singolo, che copre una distanza di 4 mila Km. per raggiungere il ricevitore e altro salto successivo inutilizzato. Ad altro angolo al ricevitore non giunge segnale.

In pratica però tutto ciò avviene raramente, infatti la rifrazione che le onde subiscono nella ionosfera e altre deviazioni, non ultime quelle causate dalle condizioni meteorologiche, fanno sì che l'ampiezza dell'angolo d'irradiazione non corrisponda a quello con il quale il fronte d'onda incontra l'antenna di ricezione.

Perciò è chiaro che nella realtà non esiste un angolo d'irradiazione esatto, che si possa calcolare in funzione della frequenza di trasmissione, ma per buona norma, queste regole vanno comunque osservate, il più possibile, per essere nella condizione più veritiera.

Convieni sempre posizionare l'antenna orizzontale ad un'altezza dal suolo di almeno 0.6 di λ , punto in cui la resistenza d'irradiazione rispetto al suolo (mutua impedenza) si mantiene attorno a 58 ohm, con un leggero guadagno d'intensità.



Piano artificiale di terra

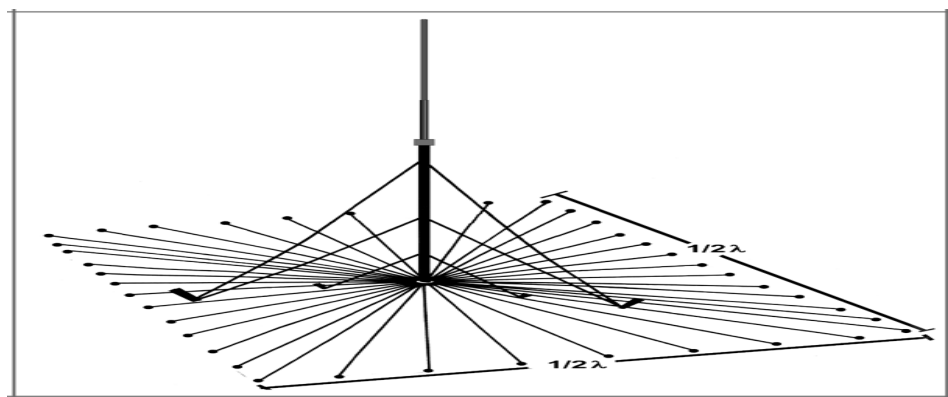
E' possibile simulare un affidabile piano di terra disponendo, sotto l'antenna, una rete metallica elettrosaldada, con un raggio uguale o superiore a $1/2$ lunghezza d'onda della sua frequenza di risonanza.

La rete determinerà l'esatta altezza dell'antenna da terra e quindi il suo angolo di riflessione, la resistenza d'irradiazione e l'intensità relativa. Si verificherà un leggero ritardo di fase, dovuto alla differenza di tempo d'irradiazione tra il fascio diretto e quello riflesso.

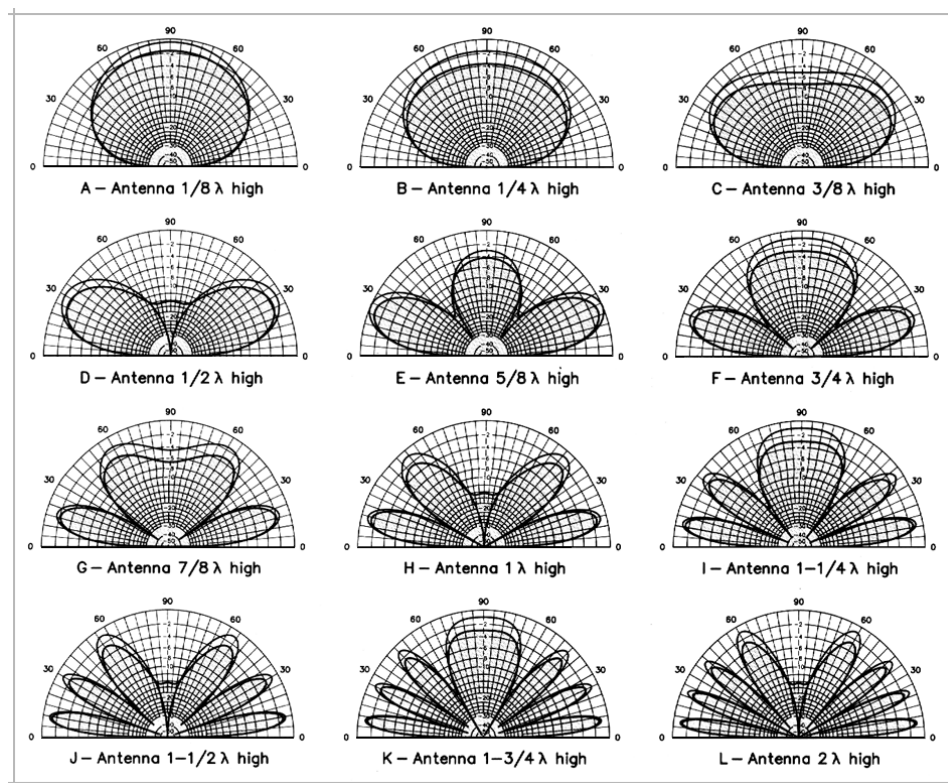
Con o senza rete, il ritardo di fase permarrà provocando uno sfasamento sotto certi angoli verticali in cui, i campi diretto e riflesso invece di sommarsi possono giungere, in taluni punti, anche completamente sfasati.

BANDA	range di elevazione conveniente	altezza ottimale dell'antenna in metri
40 metri	12° - 40°	14
20 metri	10° - 25°	12
15 metri	7° - 20°	11,6
10 metri	5° - 14°	10,5

Tabella indicante il miglior angolo d'irradiazione verticale per le bande radioamatoriali.



Un'antenna verticale con piano di terra artificiale con raggio di $\lambda/2$.



Fattori di riflessione per antenne orizzontali a varie altezze dal suolo uniforme.

Altezza delle antenne VHF

Un'antenna risonante in banda VHF o oltre, se installata ad almeno tre lunghezze d'onda dal suolo, o da qualsiasi altro piano riflettente, viene considerata come fosse libera nello spazio e l'irradiazione non ne è influenzata.

Se questa condizione non viene rispettata, la resistenza d'irradiazione si modifica, quindi si può dire che essa dipende dall'altezza dal suolo.

Nella tabella H-Rr si può notare la variazione dell'impedenza al variare dell'altezza, fino a tre λ dal piano riflettente perfetto conduttore.

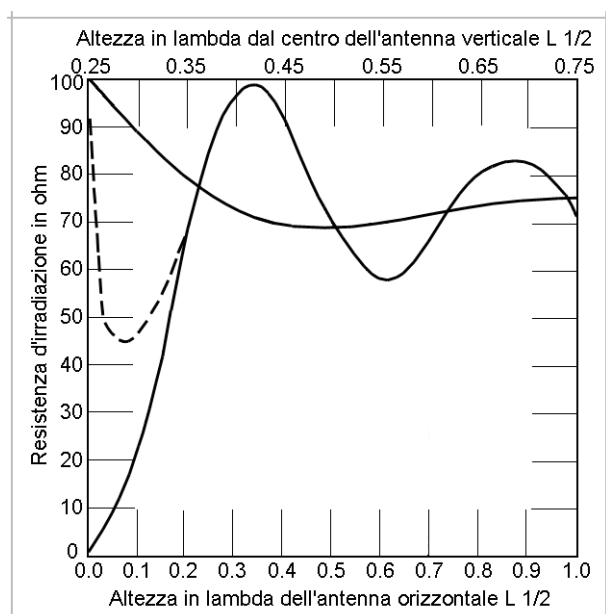
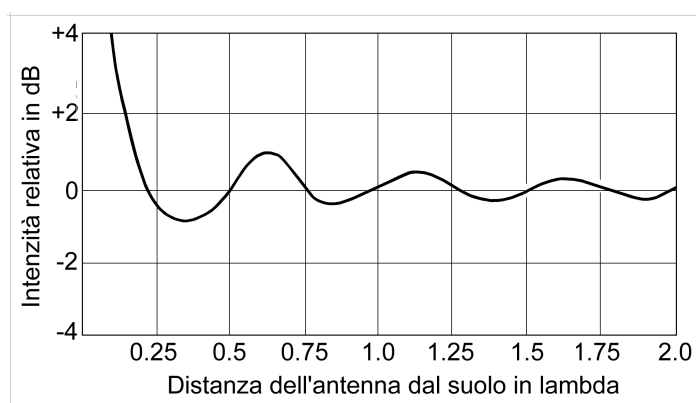


Tabella della variazione della resistenza d'irradiazione per antenne verticali ed orizzontali al variare della distanza dal suolo perfetto conduttore (linea continua). La linea tratteggiata rappresenta la componente resistiva presente all'ingresso linea.



Variazione di guadagno o perdita relativa all'intensità di corrente che scorre in antenna dipendente dalla distanza dal suolo quando è perfetto conduttore, e quindi dalla R_r .

Antenne sovrapposte

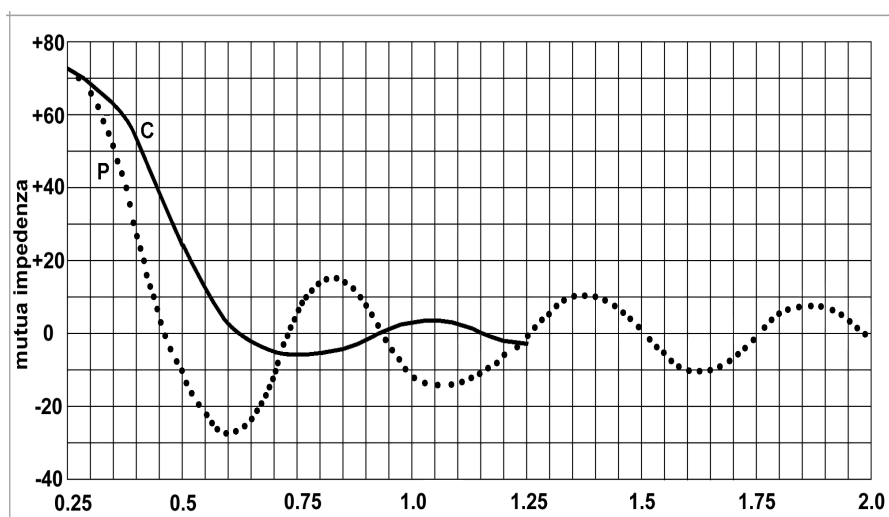
A volte, può essere necessario rafforzare il segnale in una particolare direzione.

Quando il numero dei direttori in un'antenna è già numeroso o non è possibile utilizzare boom molto lunghi, una soluzione è l'aggiunta di una o più antenne combinate tra loro, mediante un dispositivo di accoppiamento.

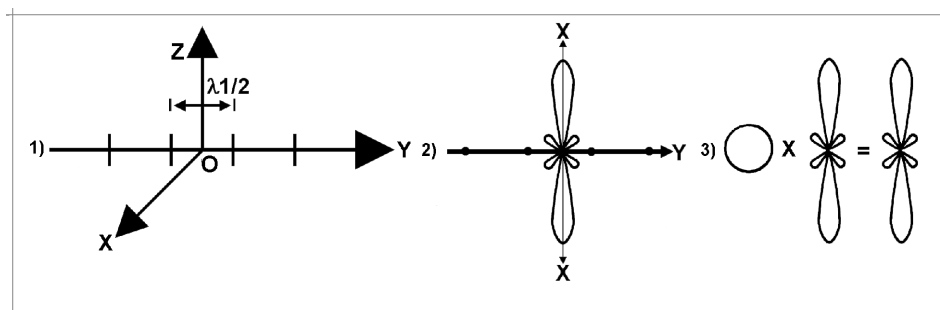
La regola della distanza dal suolo resta valida, infatti, a distanze inferiori a due lunghezze d'onda fra loro, le antenne si accoppiano e la resistenza d'irradiazione, che viene definita "mutua impedenza", varia con la distanza stessa.

Di conseguenza varia anche il lobo d'irradiazione che si stringe allungandosi in avanti, ottenendo un guadagno "G" che risulterà maggiore rispetto a quello avuto con una sola antenna.

Se quattro antenne, perfettamente uguali tra loro, sono disposte allineate orizzontalmente, il diagramma d'irradiazione corrispondente è un lobo molto stretto il cui centro è nel mezzo del sistema e la potenza a radiofrequenza che giunge all'antenna ricevente risulta molto rafforzata, pari ad un guadagno di circa 6 dBd.



Valori di mutua resistenza al variare della distanza tra due antenne accoppiate in collineare (C) e parallele (P).
 Ad esempio, due antenne accoppiate in parallelo, distanti tra loro 0.65λ , presenteranno una mutua impedenza di valore 50 ohm ($73 - 23 = 50$). Il calcolo è facilmente deducibile: alla impedenza del dipolo (73 ohm) viene sommato o sottratto il valore indicato a sinistra del grafico.



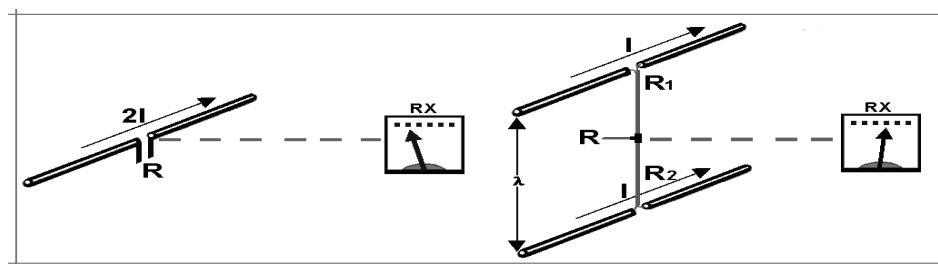
In figura, quattro dipoli elementari sono disposti con l'asse parallelo all'asse Z e allineati con l'asse Y.

Nella figura, all'allineamento rappresentato in 1) corrisponde il diagramma di radiazione 2) in piano X, Y del radiatore singolo (il dipolo elementare è isotropico nel piano perpendicolare all'asse) per il diagramma dell'allineamento di quattro radiatori isotropici distanti $\lambda/2$ (ottenuto con la seguente formula :

$$E = E_o / \sin\left(\pi \frac{d}{y} \cos \phi\right) / \sin\left(\pi \frac{d}{y} \cos \phi\right)$$

La somma dell'energia delle quattro antenne avviene a condizione che i campi di ognuna giungano in fase all'antenna ricevente, che le correnti siano uguali e che siano distanti tra loro tanto che quelle immesse in ognuna siano tanto minime da considerarsi trascurabili, ovvero che ognuna delle correnti conservi l'impedenza uguale alla condizione di singola antenna.

Normalmente, e non solo nel campo radioamatoriale, sulle bande VHF ed oltre è molto diffuso l'uso di antenne accoppiate in collineare (una sopra l'altra), distanziate di tanto a seconda del lobo che si vuole ottenere.



A sinistra irradiazione ricevuta da singolo dipolo, a destra il segnale è doppio, guadagno 3 dB.

E' da tenere presente che la distanza dal piano riflettente è da considerarsi a partire dal centro del sistema rispetto al suolo. Una distanza minima di tre lunghezze d'onda tra il centro dell'elemento più basso ed il suolo è indispensabile per l'ottimizzazione del rendimento.

ADATTATORI D'IMPEDENZA - premessa

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

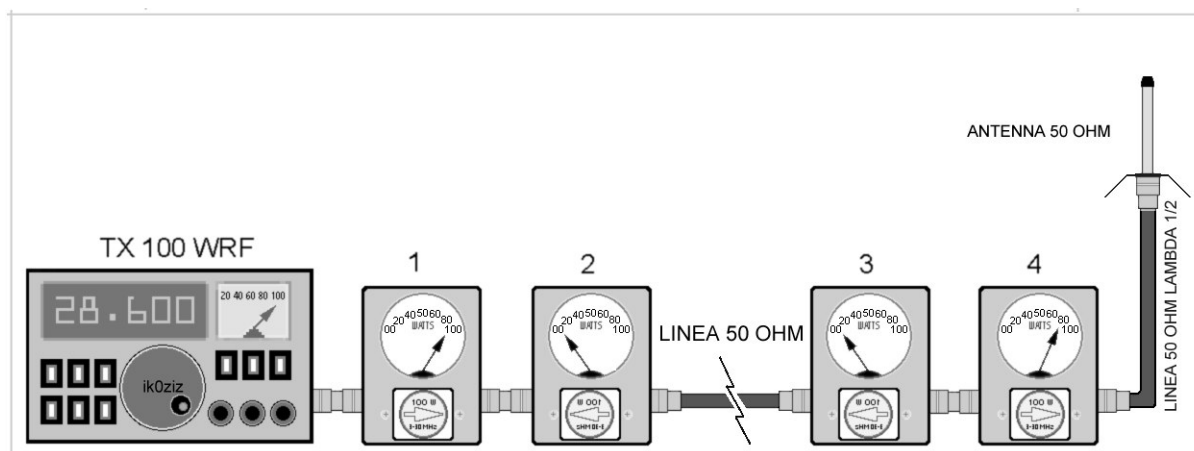
Sappiamo che:

Z_g è l'impedenza d'uscita del generatore

Z_o è l'impedenza della linea

Z_L l'impedenza del carico

Quando queste tre caratteristiche hanno valore uguale tra loro, il circuito di è adattato. Quindi si ottiene che il trasferimento della potenza (RF) dal generatore sia di quantità massima, o quasi.



Impianto trasmissivo adattato. Il generatore, la linea e l'antenna hanno impedenza 50 Ω .

Sul wattmetro (1) si legge la potenza erogata dal trasmettitore che giunge all'antenna attenuata solo per la perdita dovuta alla lunghezza della linea (4). La misura del perfetto adattamento si rileva dai ROSmetro (2) e (3).

Un'antenna calcolata in modo che abbia impedenza d'ingresso uguale alla linea ed al trasmettitore, in altre parole senza necessità di adattamento, non ha un guadagno elevato, quindi neppure un ottimo rapporto A/R, ma solo un basso valore di R.O.S., che ci permette di operare però su un intervallo di frequenza sicuramente più ampio. Per ottenere che l'antenna abbia un buon guadagno, bisogna calcolarla in modo che l'impedenza d'ingresso sia bassa, poi si compensa per il valore richiesto dalla linea mediante un adattatore (d'impedenza).

In mancanza di strumentazione specifica per determinare l'impedenza di un'antenna, si può utilizzare un semplice ROSmetro ed una formula.

Ecco il procedimento:

1. Si misura il R.O.S. proprio tra l'ingresso dell'antenna ed il cavo di trasmissione (linea).
2. Se meccanicamente risulta difficoltoso, si inserisce una linea $\frac{1}{2}$ lambda (o multipli, misura elettrica) tra l'antenna ed il ROSmetro.
3. Si legge il valore, ad esempio 3,5 : 1

La formula per conoscere l'impedenza dell'antenna è:
$$Z_L = \frac{Z_o}{R.O.S.} = Z_L = 50 : 3,5 = 14,28$$

VARI TIPI DI ADATTATORI D'IMPEDENZA

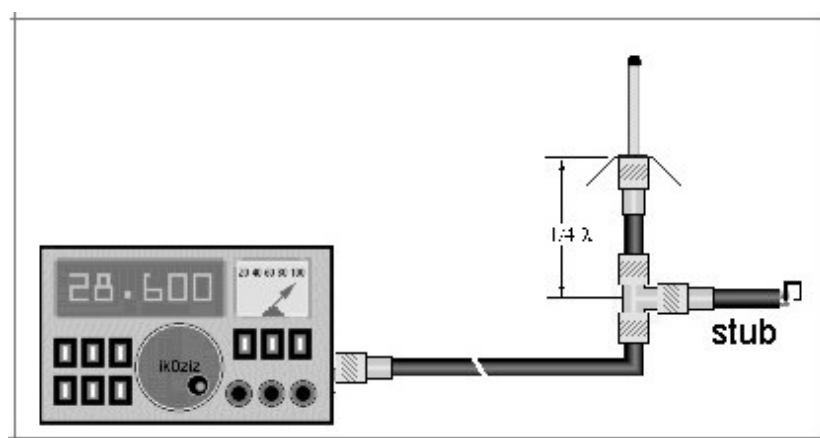
Adattamento mediante "stub"

Lo **stub** è un tratto di linea aperto o chiuso in corto circuito che, se inserito in parallelo alla linea di discesa, opera adattamento d'impedenza.

Il punto di ingresso di questo dispositivo può essere induttivo o capacitivo, a seconda della sua lunghezza. L'impedenza d'ingresso di un tronco di linea in cortocircuito o aperta si calcola in rapporto alla frequenza.

Se l'antenna presenta, al suo ingresso, una reattanza capacitiva X_c , per poterla cancellare lo stub dovrà contenere una componente induttiva X_l , e viceversa. Se non si è in possesso di adeguata strumentazione, lo stub va sezionato un po' più lungo e poi tagliato progressivamente misurando di volta in volta il R.O.S., fino ad ottenere che il punto di risonanza abbia R.O.S. pari ad 1:1.

Quando come stub s'impiegano dei cavi coassiali, è preferibile realizzarne due o più, posizionandoli a distanze di $1/8$ di λ (misura elettrica) o multipli dispari. A distanza di $1/2 \lambda$ dal carico si possono porre, ad esempio, due stub $\lambda/4$ ad intervalli di $3/8 \lambda$ chiusi agli estremi. Questo ed è il metodo più diffuso.



Stub chiuso per annullare la componente reattiva dell'impedenza d'ingresso.

Balun a "trombone" 4 :1

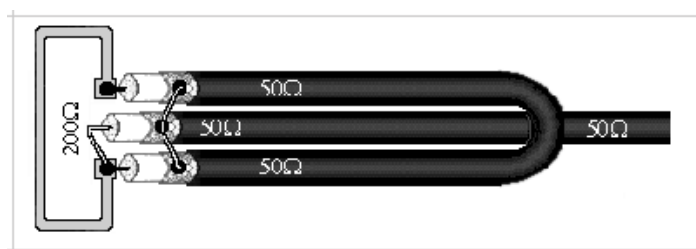
È conosciuto come "balun a trombone" per la sua forma ripiegata che ricorda lo strumento musicale.

È realizzato con cavo coassiale e consente una trasformazione d'impedenza pari a 4:1 a rialzo.

In altre parole il valore d'ingresso (verso la linea) è la quarta parte del valore d'impedenza d'ingresso dell'antenna. Questo tipo di balun adatta anche la linea sbilanciata all'ingresso bilanciato dell'antenna, ovvero, blocca quella parte (piccola) di corrente che, liberatasi dal radiatore, scorre lungo la garza esterna del cavo coassiale verso il generatore.

Come si può osservare nella figura, il tratto di cavo ripiegato è realizzato con linea coassiale il cui valore, quale dividendo di quello dell'antenna, dà come risultato 4; se il carico fosse stato quindi di impedenza 300 ohm, avremo adoperato un cavo di 75 ohm ($300/4=75$).

La lunghezza deve essere pari a $1/2$ lambda elettrica (accorciamento dovuto al fattore di velocità del cavo).

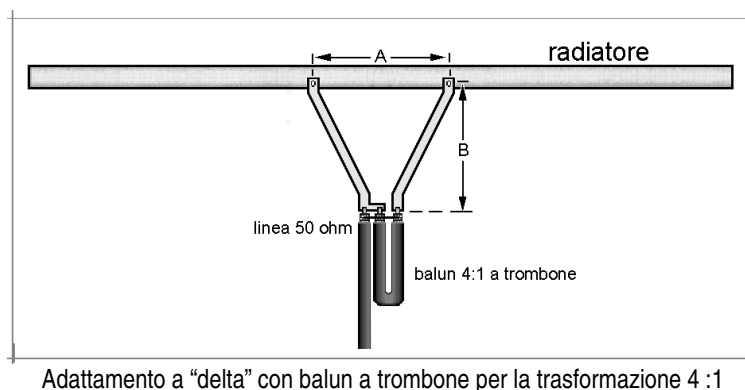


Balun per trasformazione 4 :1, detto a "trombone" per la sua forma.

Adattamento a "Delta"

E' un tipo di alimentazione applicato a dipoli $\lambda/2$ non aperti al centro.

E' possibile utilizzare come radiatore un conduttore cilindrico tagliato ad una certa frequenza, della dimensione di $\lambda/2$ lunghezza d'onda, quindi non tagliato al centro, e collegare ad esso la linea di alimentazione. Aumentando per un certo tratto la distanza tra i conduttori, l'impedenza varia. In figura, nei punti "A" e "B" di connessione avviene l'adattamento a 200Ω . Per trasformare l'impedenza ai 50Ω richiesti, si inserisce un balun del tipo a trombone (4:1) posto in parallelo alla linea. Questo sistema funziona anche da simmetrizzatore.



Le distanze "A" e "B" si determinano sperimentalmente. Per la banda dei 70 cm. quella "A" è prossima a 0.22λ e quella "B" a 0.05λ . Per un'antenna yagi 15 elementi sintonizzata su 434 MHz, il tratto "A" sarà di 15 cm. e quello "B" di 3,4 cm. c.a..

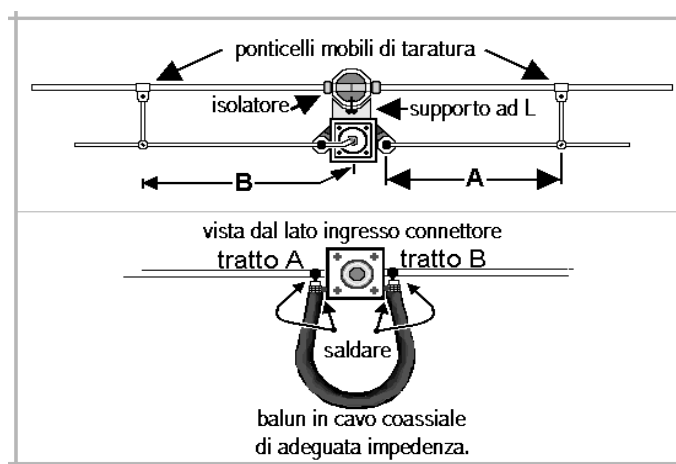
Adattatore a T match

Questo tipo di adattatore ricorda il dipolo ripiegato. Viene usato per adattare una linea bilanciata a bassa impedenza all'elemento pilotato di un sistema multibanda.

In figura si vede infatti la meccanica che si sviluppa parallelamente al dipolo per un tratto lungo circa il 60% della sua totale estensione. La corrente che transita è suddivisa tra il dipolo ed il sistema adattatore.

Simile a quello a delta, l'adattamento d'impedenza è regolato dalla lunghezza del tratto "A" e di quello "B" con l'ausilio di un balun 4:1 (il classico "trombone"). Il tratto "A" è di circa 0.18λ , quello "B" intorno a 0.96λ . La distanza "S" tra le sezioni a "T" ed il dipolo è di circa 0.025λ .

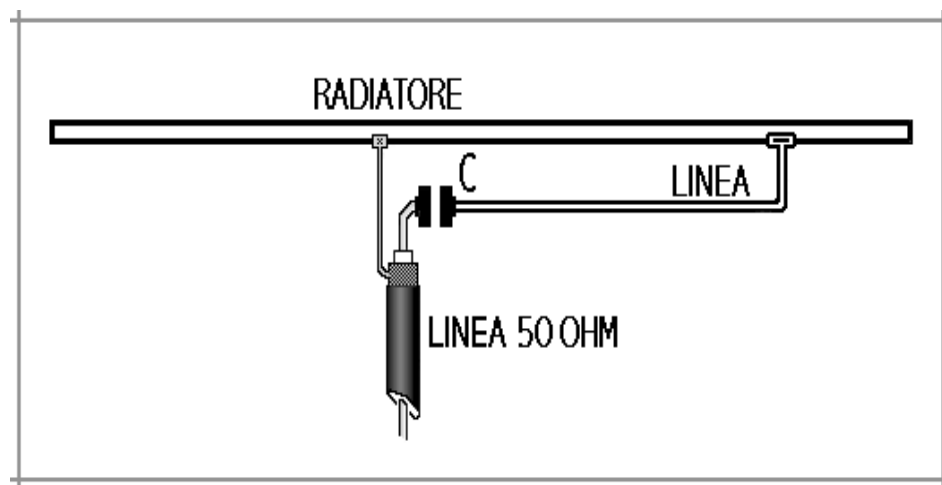
Il diametro dell'adattatore è di circa $1/4$ rispetto a quello del dipolo.



Nella figura il "T match", con il balun a trombone. Se l'impedenza del dipolo è 300Ω , sarà realizzato con cavo di 75Ω , se di 200Ω sarà di 50Ω . In mancanza di un impedenziometro, regolare i tratti "A" e "B" per il minimo R.O.S. (4 :1 circa). Collocare poi il balun avendolo tagliato un poco più lungo, e tararlo per il minimo R.O.S. (1 :1) agendo sulla sua lunghezza.

Gamma match

Questo tipo di adattatore d'impedenza, di larghissima diffusione, è preferito per la sua semplicità di realizzazione. Viene adottato quando il radiatore dell'antenna è di unica dimensione e connesso a massa.



Adattatore a gamma match.

La capacità per l'accordo è di 7 pF per ogni metro di λ .

Ad esempio, per 28 MHz = 75 pF per λ pari a 10,70 m.

Per cavo del tipo RG213, avente capacità di 97 pF per metro, la lunghezza sarà 77,4 cm, in quanto:

$97 \text{ pF} : 100 \text{ cm} = 0.97 \text{ pF per cm};$

$0.97 \times 77.4 = 75 \text{ pF}.$

Per la sezione adattatrice $L = 0.045 \lambda$, quindi:

(C) $299.793 : (F) 28.000 \text{ MHz} = 10,70 \text{ m. } (\lambda)$

$10,70 \times 0.045 = 0.48 \text{ cm}.$

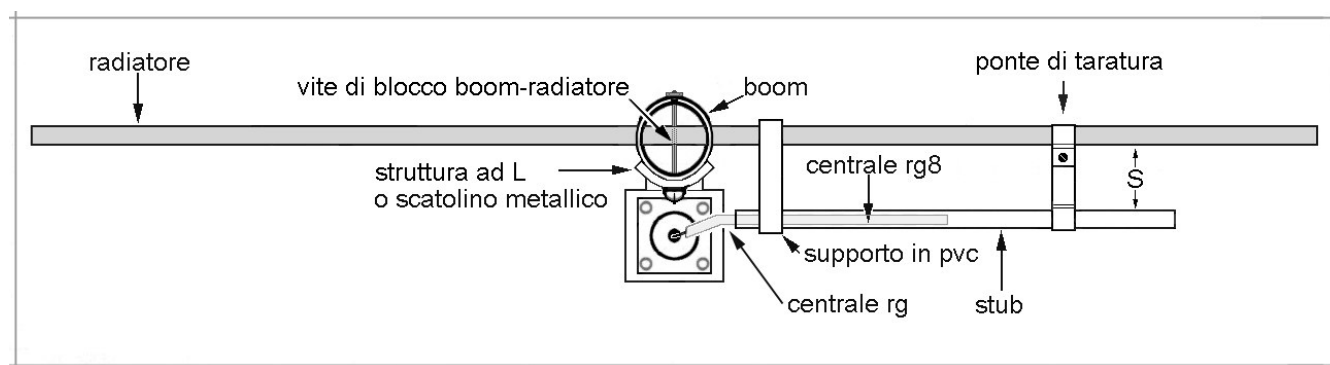
Il diametro esterno della sezione adattatrice deve essere compreso tra $\frac{1}{4}$ e metà rispetto a quella del radiatore.

Conviene scegliere un tubicino di diametro interno poco più grande rispetto al diametro esterno del cavo utilizzato.

La distanza misurata tra le superfici dei due elementi deve essere di 0.007λ .

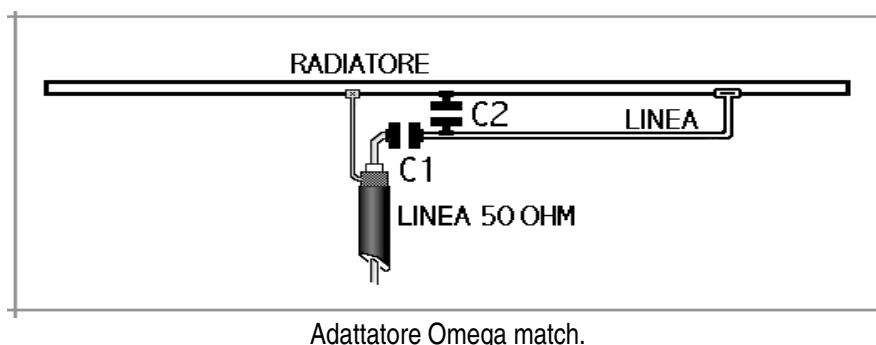
La linea d'alimentazione prevista per questo tipo di adattatore è sbilanciata: si utilizza un normale cavo coassiale.

La versione più facile da realizzare è quella in figura. Un tratto del conduttore centrale del cavo coassiale viene inserito in un tubicino (posto parallelo al radiatore) ed in esso fatto terminare. Mediante un ponticello mobile si trova il punto di adattamento.



Omega match

Quella in figura è una versione più versatile del gamma.



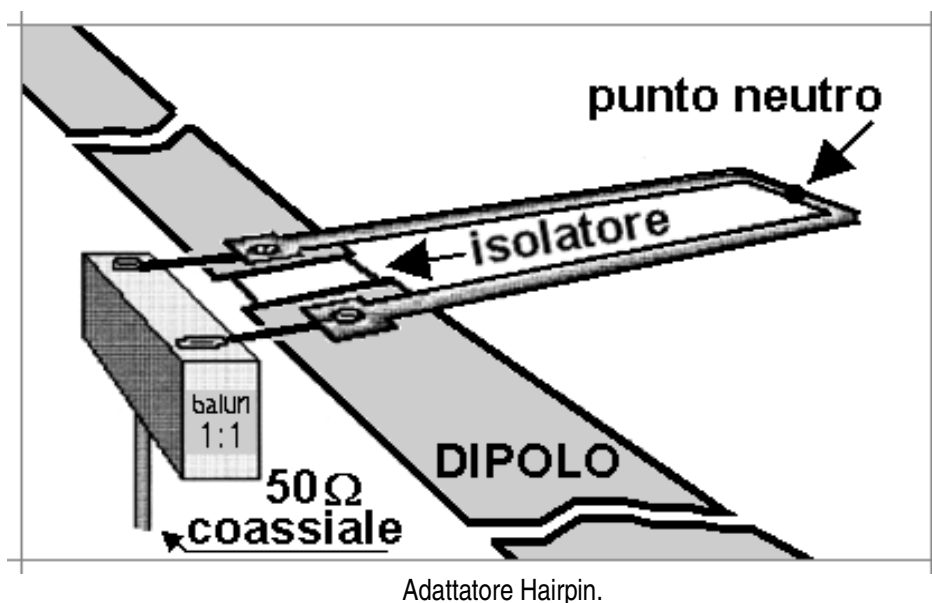
Il condensatore C2 (in parallelo) serve a cancellare la parte reattiva di tipo induttivo introdotta dal gamma match e definisce la componente del carico così come è vista dalla linea.

Inoltre, permette l'uso di un tubicino di minor lunghezza e rende l'accordo più facile, a condizione che il radiatore sia perfettamente risonante alla frequenza per la quale è calcolato.

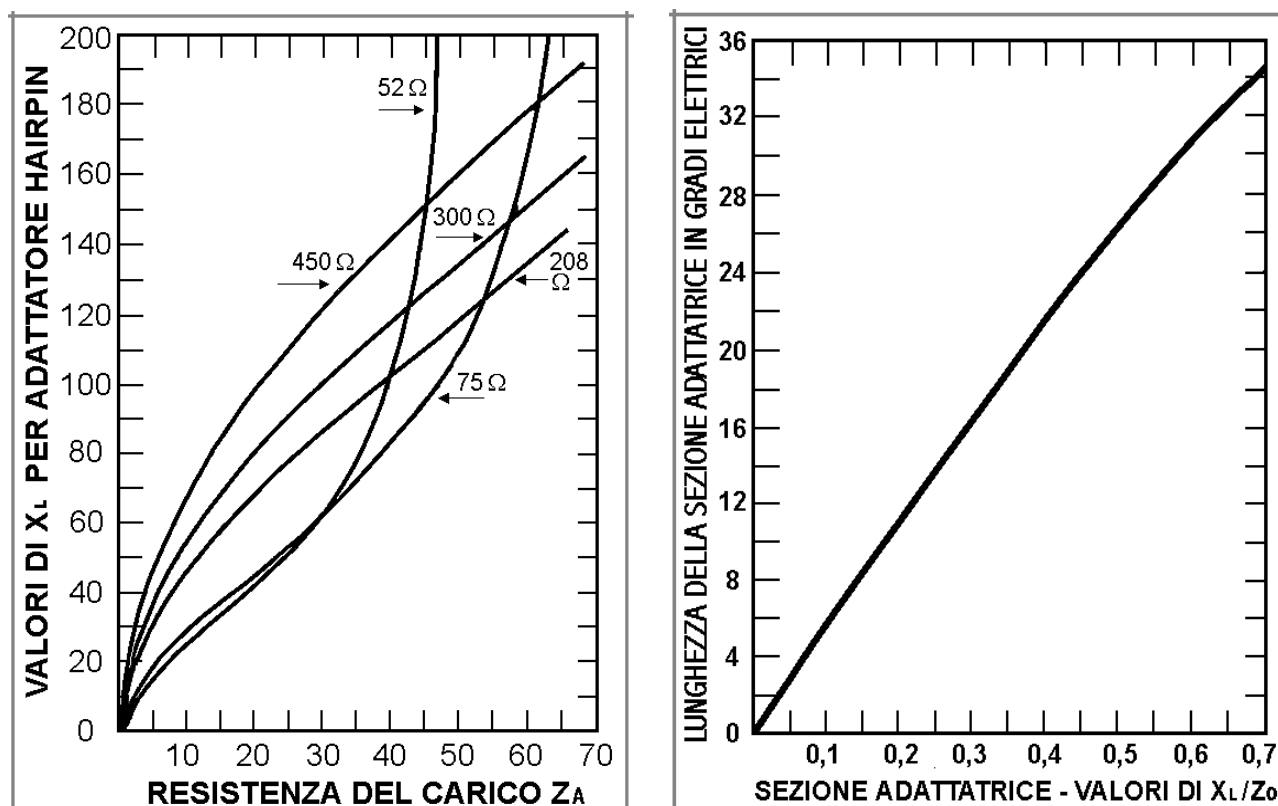
Il condensatore C1 ha la funzione dello stub del gamma match, e serve a cancellare la reattanza.

Hairpin

Adattatore d'impedenza applicabile a dipoli aperti con elementi isolati dal boom. E' necessario un balun 1:1 per il bilanciamento della linea coassiale.



La forma dell'adattatore hairpin è ad "U". Nel punto centrale della curva la tensione è di valore pressoché zero. Per il calcolo delle dimensioni ci si avvale dei grafici riportati di seguito.



Prendiamo ad esempio un'antenna avente una resistenza d'irradiazione di 25 ohm sintonizzata su 28.5 MHz, ed una linea 50 ohm.

1. Nel primo grafico, nella scala orizzontale in basso, cerchiamo il valore d'impedenza dell'antenna.
2. Da quel punto tracciamo una verticale fino ad incontrare la curva relativa al valore di impedenza del cavo.
3. Tracciando una linea orizzontale verso sinistra, nella colonna dei valori X_L (reattanza induttiva), troveremo il valore della reattanza che dovrà avere l'hairpin: 50 ohm.

Ora bisogna rapportare questo valore a quello di riferimento che è di 300 ohm, cioè alla linea bifilare avente una distanza tra conduttori di 38 mm ed un diametro di 6 mm., dunque:

$$50 \Omega : 300 \Omega = 0.166$$

4. Sul secondo grafico, nella scala di valori X_L/Z_0 cerchiamo il valore ricavato di 0.166.
5. Da quel punto, tracciamo una linea verticale fino ad incontrare la curva che indica varie lunghezze per la sezione adattatrice, in gradi elettrici.
6. In corrispondenza di quel punto, sulla colonna delle cifre a sinistra, leggeremo la lunghezza che dovrà avere l'hairpin: 8,4 gradi elettrici ($8,4/360 \lambda$).
7. Calcolo lunghezza fisica a F 28.5 mediante barretta diametro 1 cm.:

$$\frac{C}{F} \cdot \frac{8,4}{360} \cdot K$$

dove K è il fattore di velocità relativo al diametro del tondino utilizzato.

$$\frac{299.793}{28.500} \cdot \frac{8,4}{360} \cdot 0,97 = 10,51 \cdot 0,023 \cdot 0,97 = 23,8 \text{ cm.}$$

Piegandolo ad "U" lo spazio interno tra le estremità dovrà essere di 3,8 cm..

L'ottimizzazione dell'adattatore avviene con piccoli ritocchi in larghezza o lunghezza, fino ad eliminazione totale delle componenti reattive.

BALUN simmetrizzatore

Questo tipo di dispositivo ha lo scopo di adattare le linee sbilanciate (coassiali), a radiatori bilanciati (dipoli aperti). Il balun simmetrizzatore blocca la corrente di ritorno verso il generatore (che scorre lungo la superficie interna della garza del cavo) ridistribuendola in antenna, e quindi simmetrizza il lobo d'irradiazione.

Vediamo, in particolare, il comportamento della corrente in assenza di un balun.

La corrente I1 nella fase di ritorno dal braccio 1 si dirige verso l'origine.

La corrente I2, nello stesso istante proveniente dal generatore, è in fase opposta e si divide in due percorsi nel momento in cui si trova all'ingresso del dipolo (i2' E i2''), la prima verso il semidipolo di destra e I2'' verso il trasmettitore (G), percorrendo la superficie interna dello schermo, in quantità determinata dall'impedenza che la superficie esterna dello schermo presenta verso terra.

Se la linea è ¼ d'onda o multiplo dispari, l'impedenza è alta, e la porzione di corrente I2'' che torna verso il generatore è piccola, ed essendo quindi trascurabile si può assumere che I1 e I2' siano uguali.

Se la linea è lunga multipli pari di $\lambda/4$, l'impedenza è molto bassa, e la porzione di corrente I2'' che torna lungo l'interno della garza è di altissima intensità.

Di conseguenza, tra le due sezioni del dipolo la differenza d'intensità di corrente aumenta, quindi non sono simmetrici.

Ci troviamo, in sostanza, in presenza di un secondo radiatore: il cavo.

Questo è motivo di vari disturbi causati intorno all'antenna, manifestati come il TVI, "ronzii" del trasformatore del Tx, o rumori provenienti dagli apparecchi casalinghi.

La resistenza d'irradiazione del dipolo alla frequenza di risonanza è di valore compreso tra 50 e 75 ohm, variazione dovuta alla distanza dal piano riflettente, oltre o sotto la quale tende ad aumentare o diminuire, assumendo reattanza induttiva o capacitiva.

Ogni braccio del dipolo è d'impedenza pari a metà del suo valore mentre il cavo, divenuto un terzo braccio

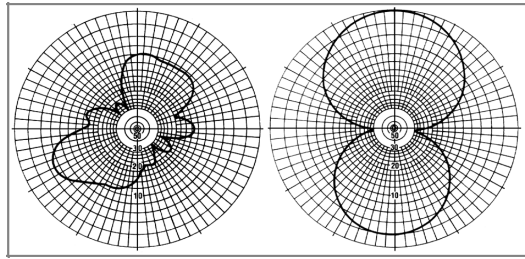
radiante, avrà una resistenza Rr tale da poter essere considerato come una linea in cortocircuito ad un estremo.

Quindi, se la linea è lunga un multiplo dispari di ¼ d'onda, è da considerarsi come un circuito risonante parallelo, il cui valore d'impedenza supera facilmente i 2.500 ohm, cifra trascurabile rispetto alla resistenza del dipolo e se stesso.

Tale valore cala invece quando la lunghezza si discosta da $\lambda/4$, e compare inoltre una reattanza in serie.

Quando la linea è lunga $\lambda/2$ o multiplo, si comporta come un circuito risonante in serie e il valore della Rr è molto basso.

In tal caso l'impedenza totale del dipolo poco si discosta dal suo valore originario.

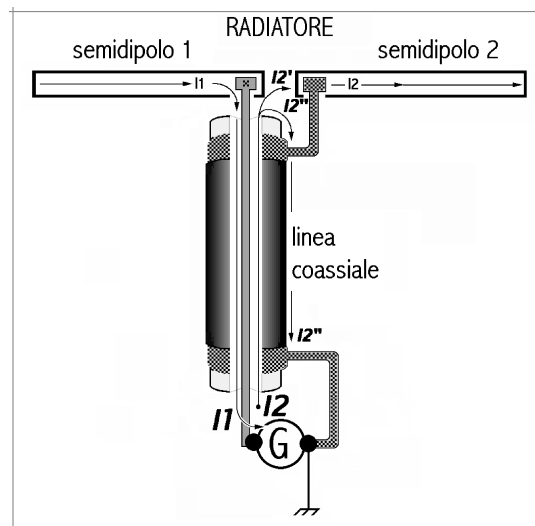


A sinistra un lobo di dipolo senza balun, a destra con il balun simmetrizzatore.

Per concludere, si può desumere che in assenza di un balun, variare la lunghezza della linea di trasmissione significa anche portare il dipolo fuori risonanza con conseguente variazione dell'impedenza e del diagramma di irradiazione.

La I_2'' , finchè presente, non permette una corretta lettura del R.O.S.. Lungo la linea si leggeranno valori sempre diversi.

Si deve sempre agire sulla lunghezza del dipolo e mai su quella del cavo per ridurre il rapporto di onde stazionarie.



Comportamento della corrente in un sistema di alimentazione direttamente collegata al dipolo.

Con il balun, la corrente I_2 si dirige verso il secondo braccio del dipolo in tutta la sua intensità, ed il lobo d'irradiazione dell'antenna diventa simmetrico.

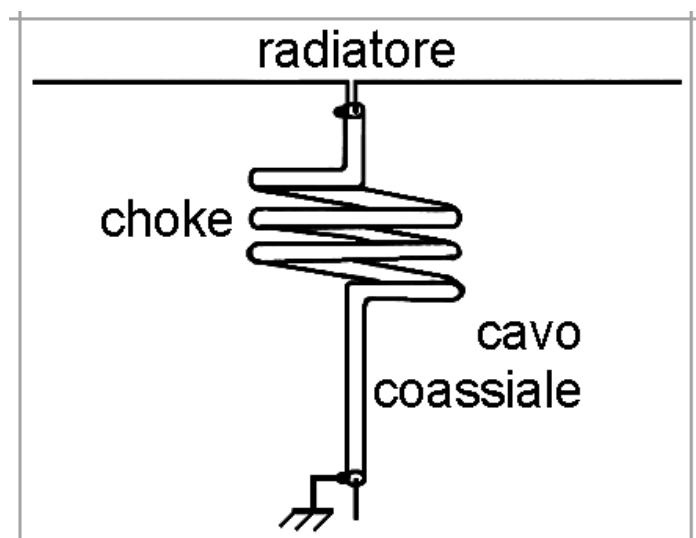
Il balun non è un adattatore d'impedenza, quindi il suo impiego è previsto nei casi in cui l'impedenza del dipolo è uguale a quella della linea di alimentazione (trasformazione 1:1).

In presenza di onde stazionarie, esse sarebbero assorbite dal balun e ci troveremmo in presenza di un caso anomalo di funzionamento, con conseguente rottura del dispositivo.

E' anche possibile che il balun venga calcolato ed impiegato sia come adattatore di impedenza che come simmetrizzatore, come per esempio nel caso del balun detto a trombone, il quale serve anche a trasformare l'impedenza di un dipolo ripiegato da $200\ \Omega$ a $50\ \Omega$.

Balun a choke

Sistema molto utilizzato perché si realizza con la stessa linea di trasmissione, avvolgendo a bobina l'ultimo tratto di cavo prima dell'ingresso all'antenna.



Balun a choke. Si realizza avvolgendo l'ultimo tratto della linea di trasmissione.

La lunghezza ed il numero di spire dipende dalla frequenza:

FREQUENZA	LUNG. RG213 e RG8	LUNG. RG58	A LARGA BANDA
3,5 MHz =	metri 6,70 8 giri	metri 6,10 7 giri	3,5-10 MHz L mt. 5,50 - 9,5 giri
7,0 MHz =	metri 6,70 10 giri	metri 4,57 6 giri	14-30 MHz L mt. 2,44 - 6,5 giri
10 MHz =	metri 3,66 10 giri	metri 3,05 7 giri	3,5-30 MHz L mt. 3,05 - 7 giri
14 MHz =	metri 3,05 4 giri	metri 2,44 8 giri	
21 MHz =	metri 2,44 7 giri	metri 1,83 8 giri	
28 MHz =	metri 1,83 7 giri	metri 1,22 7 giri	

I diametri delle spire sono automaticamente definiti dal rapporto tra la lunghezza ed il numero di spire.

Altro sistema è quello di utilizzare l'ultimo tratto di cavo coassiale senza guaina, sufficiente a supportare una certa quantità di anelli in ferrite ad impermeabilità molto alta, in modo da aumentare la reattanza e la resistenza del conduttore stesso.

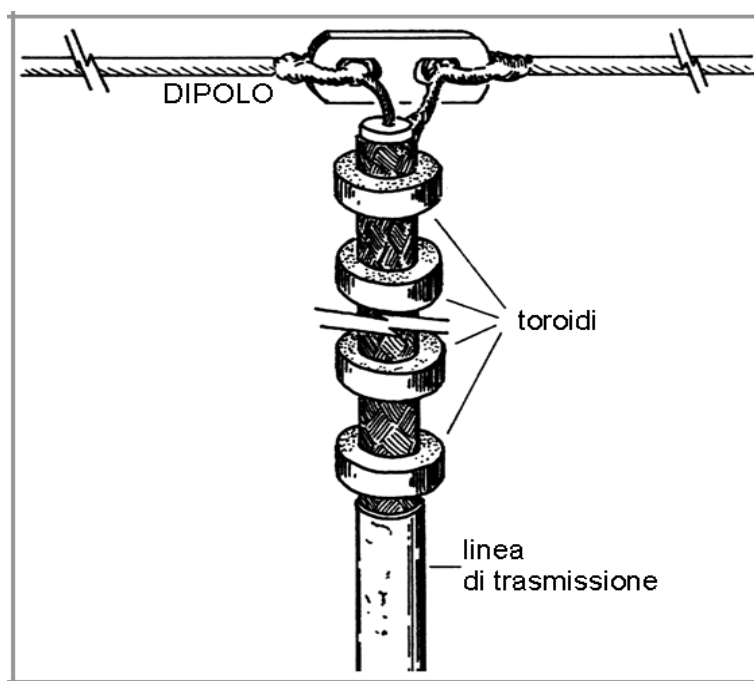
La resistenza dello schermo aumenta in proporzione al numero degli anelli impiegati.

Con 52 anelli tipo T80.2 e tratto impiegato di circa 35 cm. di cavo, si ottiene un trasformatore 1:1 per una banda tra

1,8 e 30 MHz.

Non è consigliabile utilizzare il choke per frequenze oltre i 30 MHz, a causa della capacità esistente tra le spire che lo compongono.

Per quelle frequenze è senz'altro conveniente il tratto di cavo attorniato da anelli in ferrite, 26 toroidi Amidon T44.2 risolvono il problema.



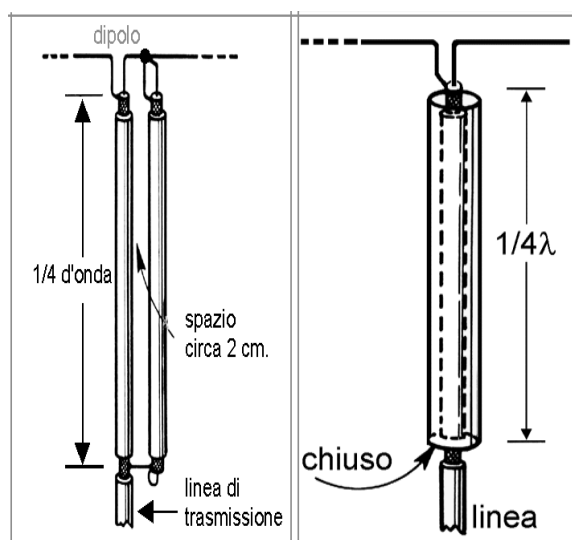
Balun con impiego di toroidi.

Gli anelli ed il cavo vanno scelti a seconda della potenza RF.

Naturalmente non sempre i modelli di toroidi segnalati rimangono in produzione. Essi possono variare la sigla, quindi sarà bene chiedere al vostro negoziante l'aggiornamento di nuovi prodotti e scegliere quelli che si ritengono idonei all'uso.

Balun a bazooka

E' lungo un quarto d'onda, e si pone in parallelo alla linea di trasmissione. Ad un estremo il conduttore centrale e lo schermo sono connessi insieme al conduttore centrale della linea.

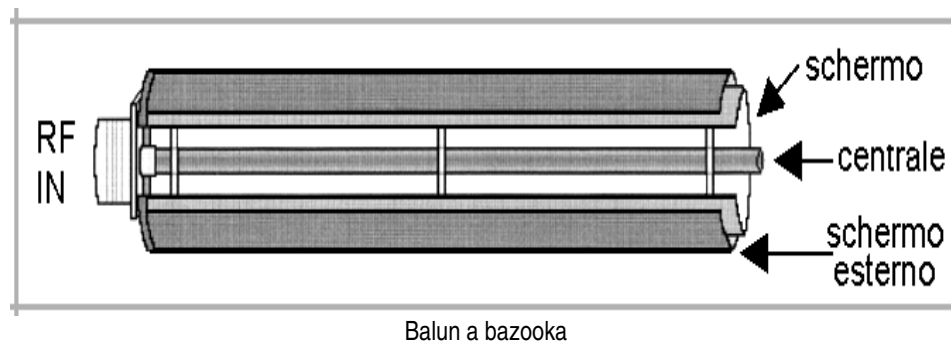


Due versioni del balun a bazooka.

All'altro estremo sono connessi allo schermo della linea, nel punto ad un quarto d'onda della stessa.

La distanza "S", in figura, è di 2,5 cm., ed è calcolata come per la determinazione delle impedenze nelle linee bifilari.

La versione di destra nella figura può essere realizzata avvolgendo intorno all'ultimo tratto di cavo, per un quarto d'onda, della carta stagnola del tipo casalingo.



Accoppiatore di antenne

A cavo.

Per accoppiare due o più antenne, può essere impiegato un trasformatore d'impedenza realizzato con tratti di linea di trasmissione di adeguato valore, oppure con un tratto di linea realizzata in aria, di impedenza calcolata a seconda la necessità.

Per determinare il valore dell'accoppiatore si divide l'impedenza di una sola antenna per il numero di antenne da collegare insieme, poi si utilizza la formula:

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_{lt} \cdot Z_o}$$

dove Z_{tr} è l'impedenza del trasformatore

Z_{lt} è l'impedenza totale delle antenne

Z_o è l'impedenza della linea di trasmissione

Esempio di accoppiatore a cavo:

avendo due antenne, risonanti a 145 MHz e di impedenza singolarmente di Z_l 50 Ω .

$$Z_{lt} = \frac{Z_l}{2} = \frac{50}{2} = 25\Omega$$

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_{lt} \cdot Z_o} = \sqrt{25 \cdot 100} = 50 \text{ ohm}$$

Impiegheremo due linee, una per ogni antenna, utilizzando due tratti che abbiano ognuna impedenza doppia, ovvero 100 Ω .

In pratica, nel punto di giunzione, l'ingresso della linea di trasmissione deve essere presente una impedenza pari al doppio dell'impedenza di chiusura, in modo che il loro parallelo dia luogo all'impedenza voluta, ovvero, essendo il carico 50 ohm, ciascuna linea deve presentare alla porta d'ingresso un'impedenza di 100 ohm, quindi i tratti di linea saranno:

$$Z_c = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_l}$$

$$= \sqrt{100 \cdot 50} = 70,71 \text{ ohm}$$

dove Z_c è il valore d'impedenza del tratto di linea da impiegare

Z_{in} è il valore d'impedenza d'ingresso della porta e Z_L è l'impedenza del carico

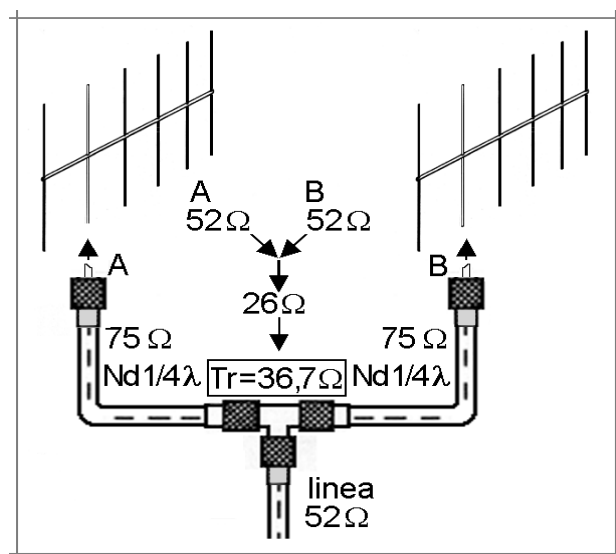
La lunghezza dei due tratti è data da :

$$\frac{C}{F} \div 4 \cdot K =$$

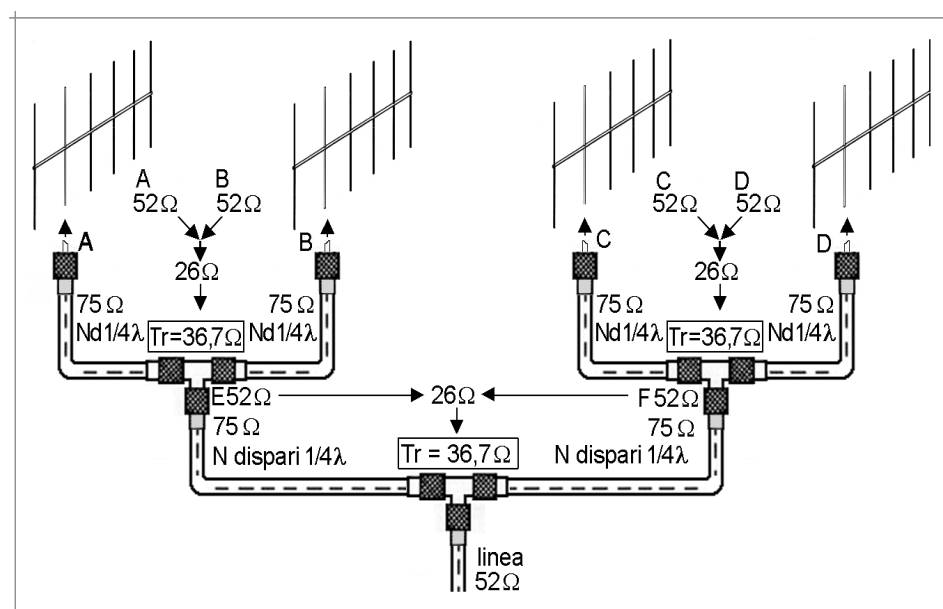
$299.793 : 145 : 4 \times 0.66$ (K è per RG11, e varia a seconda il tipo di linea) = 34 cm.

A seconda della distanza tra le due antenne, il tratto 34 cm. di linea sarà moltiplicato per un suo multiplo dispari (Nd , che dipende dalla distanza tra le antenne).

Un cavo adatto a questo scopo, con impedenza 70,7 ohm non si trova in commercio, ma il R.O.S. sarà trascurabile se si impiega un cavo coassiale di 72-75 ohm.



Accoppiatore a cavo per due antenne.



Accoppiatore a cavo per quattro antenne.

Una variazione prevede che le antenne siano collegate in un punto comune mediante due tratti di linea di lunghezza $\frac{1}{2}$ lambda fisica o multipli, e uno stub $\frac{1}{4}$ d'onda in serie alla linea di trasmissione.

L'impedenza complessiva del sistema è dato da:

$$Z_{lt} = \frac{Zl}{n}$$

dove Z_{lt} è il valore d'impedenza totale

Zl è il valore d'impedenza di una sola antenna

n è il numero delle antenne

Avendo due antenne di impedenza 50Ω ognuna, il valore risultante sarà:

$$Z_{lt} = \frac{Zl}{n} = \frac{50}{2} = 25\Omega$$

Per il trasformatore lambda $\frac{1}{4}$:

$$Z_{tr} \sqrt{Z_{lt} \cdot Z_0} = \sqrt{25 \cdot 50} = 35 \text{ ohm}$$

Due tratti di linea aventi impedenza 75 ohm , in parallelo, daranno l'impedenza richiesta.

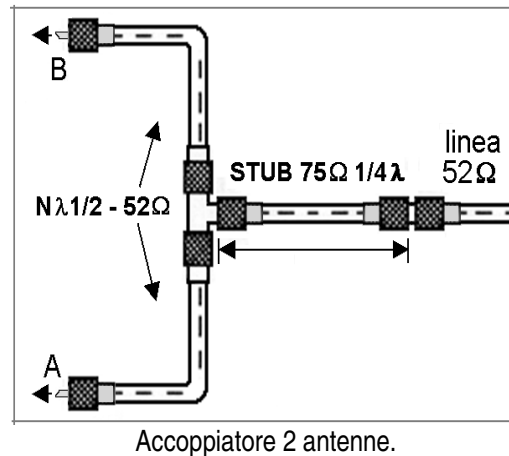
La lunghezza sarà data da:

$$C : F : 4 \times K =$$

$$299.793 : 145 = 2,06 \text{ m.}$$

$$2.6 : 4 = 0,51 \text{ m.}$$

$$0,51 \times 0,66 = 34 \text{ cm.}, \text{ se impieghiamo cavo con coefficiente } K \text{ } 0,66.$$



Trasformatore a $\frac{1}{4}$ d'onda – “solido”

È un tipo di trasformatore composto da due tubi concentrici calcolati in misura di $\frac{1}{4}$ d'onda della frequenza di lavoro, utilizzato dalle VHF in poi.

Se un'antenna ha Z_{in} un'impedenza di 19Ω , ed una linea di trasmissione di impedenza 50Ω risonante a 145 MHz , il calcolo per determinare l'impedenza del trasformatore è il seguente:

$$\sqrt{50 \cdot 19} = 30.8\Omega.$$

La linea in aria avente impedenza $30,8 \Omega$ si calcola con:

$$Z_{tr} = 138 (\log D - \log d)$$

dove "D" è il diametro interno dello schermo e "d" quello del conduttore.

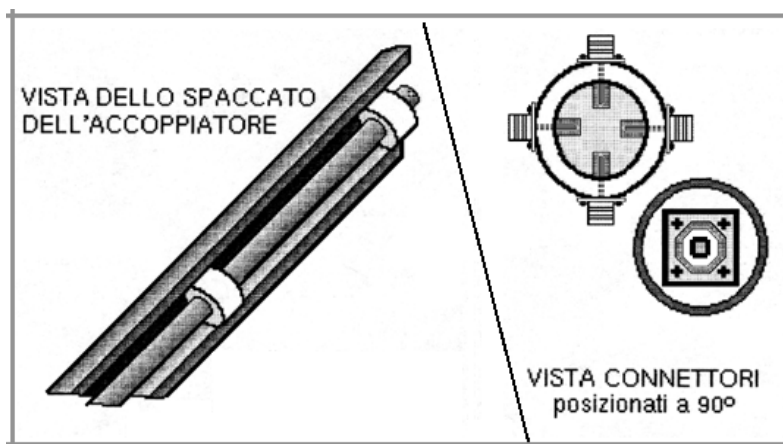
Assumendo, per il tubo esterno, un diametro interno di 30 mm. e proviamo un diametro esterno di 18 mm. per il tubo interno:

$$Z_{tr} = 138 \times (\log 30 - \log 18) = 30.6 \, \Omega$$

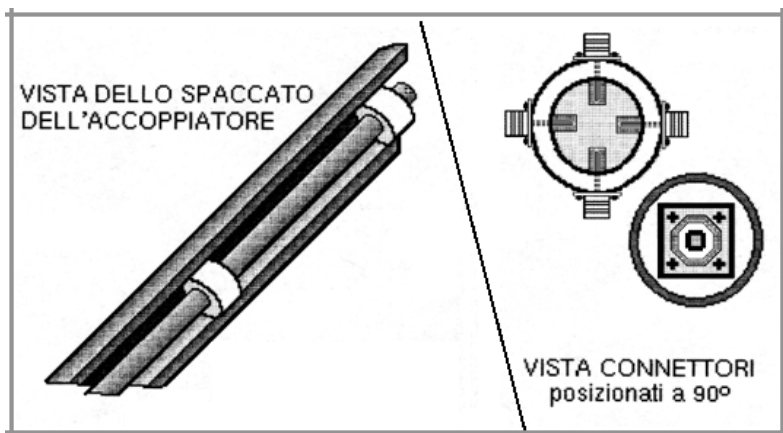
Per la lunghezza del tratto di linea in aria la formula è:

$$\frac{74,9}{F} = \frac{74,9}{145.0} = 51,7 \text{ cm. } (\lambda \frac{1}{4}).$$

Ad una estremità del trasformatore saldiamo un connettore femmina per la connessione al cavo di linea, all'altra i connettori d'uscita (due o quattro), del tipo "N".



In figura, spaccato dell'accoppiatore solido. A destra i connettori d'uscita e d'ingresso.



Accoppiatore solido. I connettori devono essere di tipo N femmine per UHF

ALTRE ANTENNE

di Gianni Turco, ik0ziz

VLF-LF

Le antenne VLF-LF sono riconducibili a radiatori cilindrici verticali su un piano di massa.

Sono elettricamente corte, dato l'alto valore della lunghezza d'onda impiegata. Realizzate con strutture filari, sono sostenute da tralicci. Il rendimento η di un'antenna di questo tipo è definito come :

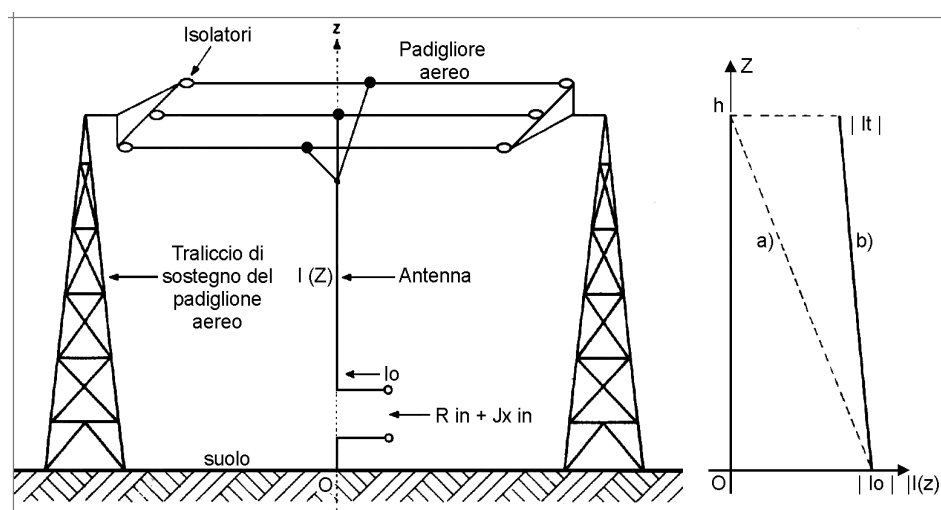
$$\eta = \frac{R}{R_r + (R_c + R_i + R_a + R_t)}$$

dove R_r è la resistenza d'irradiazione ;

R_c è la resistenza di perdita dei conduttori che costituiscono l'antenna ;

R_i è la resistenza di perdita dovuta agli isolatori ;

R_a è la resistenza di perdita associata alla conducibilità finita del suolo.



Antenna VLF-LF con carico capacitivo alla sommità. Nel grafico a destra in a) è rappresentata la distribuzione della corrente che si avrebbe senza padiglione aereo ($|I| = 0$). In b) invece è il caso generale con padiglione ($|I| \neq 0$).

Le R_c ed R_i sono quasi sempre trascurabili rispetto alle altre, ad eccezione alla parte inferiore delle VLF, dove anche R_r assume valori trascurabili. Alle frequenze basse, lo sviluppo notevole del volume dell'antenna comporta la necessità di utilizzare dei materiali ad alta resistenza meccanica, che offrono una maggiore resistenza ohmica.

Vista la scarsa influenza di R_c ed R_i , per aumentare il rendimento del sistema si dovrà modificare le R_r , R_i ed R_a .

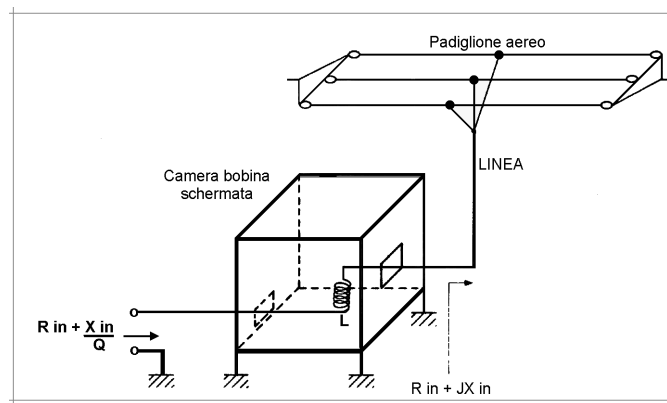
Per aumentare la R_r si opera sull'altezza dell'antenna, dove a quote maggiori corrisponde un incremento in "G".

Un carico capacitivo posto tra le sommità dei tralicci aiuta ad aumentare la R_r . Il carico capacitivo, o anche detto "padiglione", o "cappello capacitivo", è composto da un sistema di conduttori disposti parallelamente al suolo.

La R_r varia in funzione dell'altezza dal suolo relativa alla lunghezza d'onda elettrica. Per ottenere valori adeguatamente piccoli di R_t (verso terra), poiché la conducibilità del suolo è sempre molto bassa, si utilizza un sistema di "dispersori di terra".

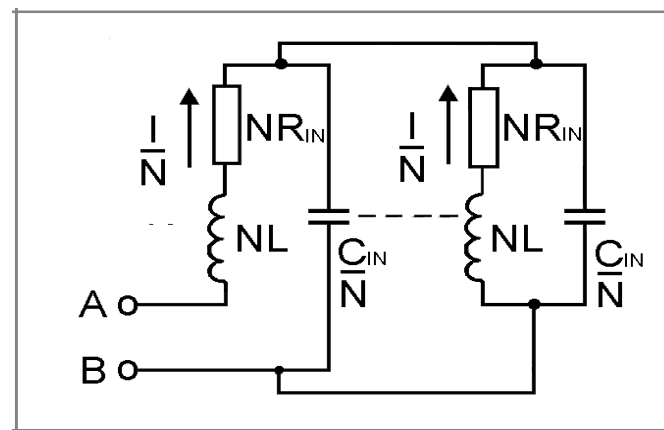
Tale sistema è costituito da un insieme di conduttori, interrati a raggiera nel suolo circostante e facenti capo alla terra dell'antenna.

Per diminuire le perdite, quindi per ridurre la R_a , si realizza un circuito di adattamento della impedenza d'ingresso, composto da induttanze a basse perdite, fatte con conduttori ad alto Q, quindi con bobine di diametro sufficientemente elevato e contenute in ambiente adeguatamente schermato.



Antenna VLF-LF con relativo induttore di neutralizzazione della reattanza X_{in} .

L'impedenza d'ingresso è minore di 10 ohm, quindi non si può collegare direttamente alla linea di trasmissione. Occorre realizzare un circuito di trasformazione di impedenza. Un tipo che risulta molto utile è quello a discese multiple, infatti l'impiego di N discese consente di moltiplicare per N^2 l'impedenza d'ingresso. Naturalmente il valore delle singole induttanze impiegate dovrà essere N volte quello relativo ad una singola discesa.



Schema di adattamento d'ingresso.

Antenne a torre

Questo tipo di antenna è utilizzato essenzialmente nella banda MF.

Sono riconducibili ad antenne cilindriche verticali, montate su di un piano di massa (terreno sottostante).

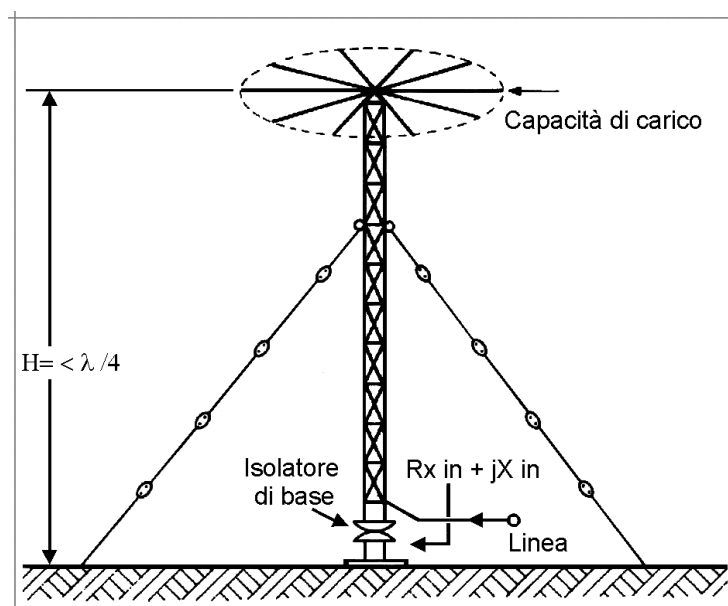
Generalmente si applicano gli stessi concetti delle antenna VLF-LF, ma si ha una resistenza di irradiazione di valore più alto ed un maggior rendimento poiché il rapporto tra l'altezza e la lunghezza d'onda, quindi anche alla maggior altezza efficace, è più alto.

Per la banda bassa delle MF, ed in ogni caso quando è necessario limitarne le dimensioni, si usa un "cappello capacitivo", ovvero caricate alla sommità.

La resistenza d'irradiazione è in funzione all'altezza elettrica Kh dell'antenna espressa in gradi ($Kh = 360 h/\lambda$) e del carico posto alla sommità.

La reattanza d'ingresso risulta sempre capacitiva, ed è richiesta allora una induttanza di base per la compensazione.

Se si utilizzano tralicci, i cavi di controventatura devono essere interrotti in vari punti mediante buoni isolatori.



Antenna a torre autoirradiante con capacità di carico in testa realizzata ad ombrello.

Per antenne a torre di sezione costante, la distribuzione della corrente è sinusoidale, perciò è possibile calcolare con l'altezza efficace e la resistenza d'irradiazione con approssimazione sufficientemente vicina alla realtà. Nei tralicci rastrellati, la corrente varia con l'andamento del cono, e di conseguenza il valore dell'altezza efficace diminuisce.

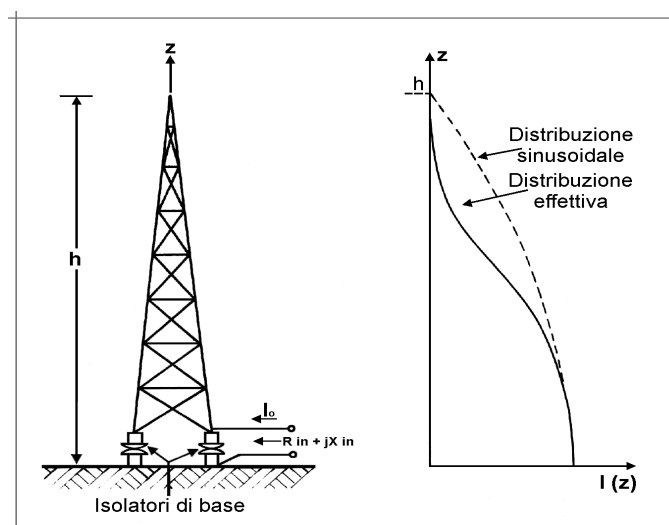
Per correggere la distribuzione della corrente, la torre si carica alla sommità.

Eventuali controventi devono essere possibilmente in fibra. Controventature in materiali metallici devono essere interrotti con adeguati isolatori inseriti in punti diversi, e ad intervalli uguali.

L'alimentazione ad un'antenna a torre, può essere applicata in serie quando è isolata dal suolo, con una tensione tra il suo estremo inferiore e la terra. L'antenna a torre può anche essere alimentata in parallelo, ovvero quando è collegata al suolo, con una tensione applicata tra la terra ed una sezione dell'antenna stessa.

Quando è alimentata in serie, per ottenere in trasmissione le potenze richieste, la tensione applicata all'isolatore di base deve essere molto elevata.

L'impedenza di un'antenna a torre alimentata in serie, ovvero quando è isolata dal suolo, può essere calcolata come una linea di trasmissione aperta di lunghezza h di impedenza caratteristica $Z_0 = [138 \log(h/d) - 60 + 69 \log(2h/\lambda)]$ Ohm, dove d è il diametro della sezione dell'antenna.



Antenna a torre rastrellata e grafico del comportamento della corrente.

Antenna dis-cone

L'antenna dis-cone è usata in effetti come un dipolo posto verticalmente, quindi l'irradiazione isotropica è orizzontale.

A differenza del dipolo, la dis-cone dà buone prestazioni su un intervallo di frequenze più esteso.

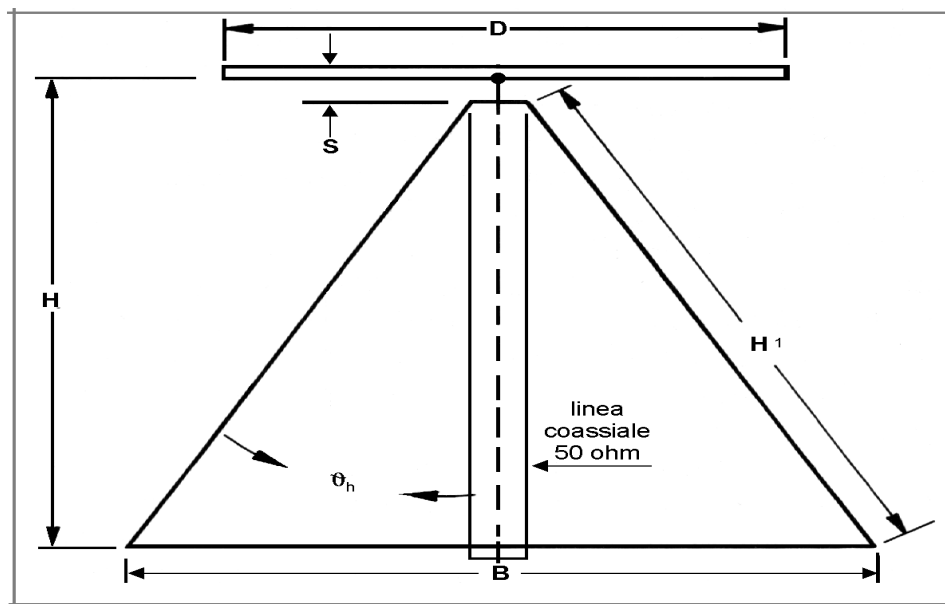
La figura è un disco, al quale è applicata la radiofrequenza, e un cono sottostante al quale è connesso lo schermo della linea di trasmissione.

La resistenza di radiazione è di 50Ω . A frequenze più alte il diagramma d'irradiazione si inclina verso il basso.

La realizzazione può essere fatta sia con superfici intere che simulate con vari conduttori filiformi o cilindrici che ne costituiscono la forma. Le dimensioni sono:

- B diametro della base = 0.6λ
- S spaziatura cono/disco = $0,3$ del diametro vertice cono
- ϕ angolo lato/base = 60°
- H altezza verticale cono = $1/4 \lambda$
- H' lunghezza del lato a 25° = 0.7λ
- d diametro del disco = 0.7 di H

L'impiego è generalmente adottato in ricezione.



Geometria di un'antenna dis-cone.

Antenna a stilo

L'antenna a stilo è costituita da un conduttore cilindrico posizionato verticalmente, generalmente in acciaio, ma anche in alluminio o rame, essenzialmente autoportante.

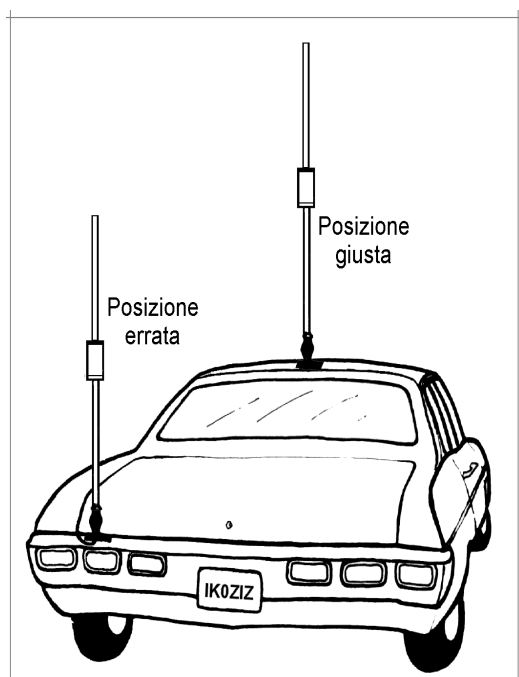
Alla base vi è un isolatore rigido che lo sostiene. E' indicato per stazioni mobili, natanti compresi.

Il sistema di terra riflettente è il piano metallico del mezzo ove è montato. E' buona norma non installarlo ai bordi di un'auto, ma sul tetto, centralmente.

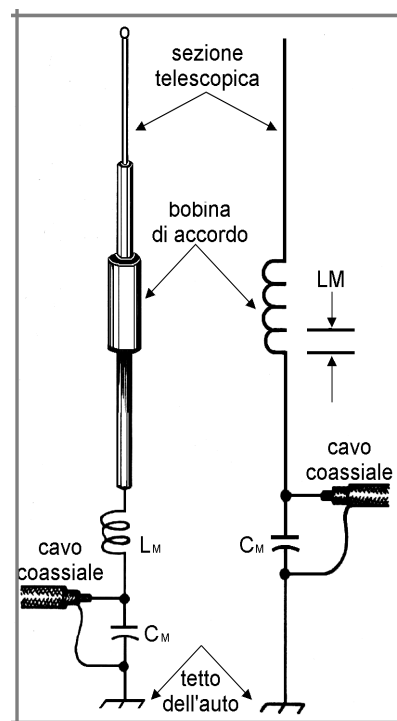
La lunghezza dello stilo deve essere di un quarto d'onda, ma si può accorciare caricandolo alla base o al centro.

In presenza di una carica, per una buona efficienza, deve essere il più possibile minima.

L'impedenza d'ingresso varia rapidamente col variare della frequenza, per questo, di solito, per l'uso in automobile si impiegano antenne a stilo monobanda, ma con opportuna rete di adattamento si possono impiegare anche su frequenze diverse.



La posizione giusta dell'antenna a stilo è al centro del tettuccio dell'auto, in modo di ottenere una riflessione omogenea ed un'impedenza costante.



Descrizione elettrica dell'antenna stilo per automobile vista insieme alla realizzazione pratica.

I valori di C_m e di L_m si determinano con :

$$C_m = \frac{\sqrt{R_a(Z_o - R_a)}}{2\pi f \text{ (in KHz)}} \times 10^9 \text{ pF}$$

$$L_m = \frac{\sqrt{R_a(Z_o - R_a)}}{2\pi f \text{ (in KHz)}} \times 10^3 \mu H$$

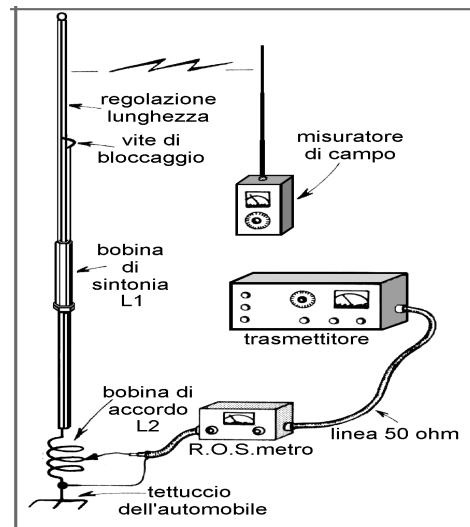
dove R_a è l'impedenza al punto d'ingresso dell'antenna
 Z_o è l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione.

Ad esempio, se l'ingresso è di 20Ω , e la linea è il classico cavo RG58 con 50Ω di impedenza, e la frequenza di risonanza dell'antenna deve essere 28000 KHz, avremo :

$$C_m = \frac{\sqrt{20(50-20)}}{(6.28)(28000)(20)(50)} \times 10^9 = \frac{\sqrt{600}}{(6.28)(28)(2)(5)} \times 10^4$$

$$= \frac{24.5}{7033.6} \times 10^4 = 348 \text{ pF}$$

$$L_m = \frac{\sqrt{20(50-20)}}{(6.28)(28000)} \times 10^3 = \frac{\sqrt{600}}{175.84} \times 10^3 = \frac{24.5}{175.84} = 139 \mu F$$



Per la taratura dell'antenna munirsi di un ROSmetro e possibilmente anche di un misuratore di campo.

Regolare L1 per la sintonia al minimo R.O.S., e aggiustare mediante la parte telescopica.

Regolare poi L2 per il minimo R.O.S. e ripetere l'operazione finché si ottiene un adattamento perfetto.

Antenna ground plane

La ground plane è la più semplice antenna. E' costituita da uno stilo di lunghezza $1/4$ di λ ed almeno 4 radiali alla base, che ne determinano l'impedenza d'ingresso tra 30 e 70Ω .

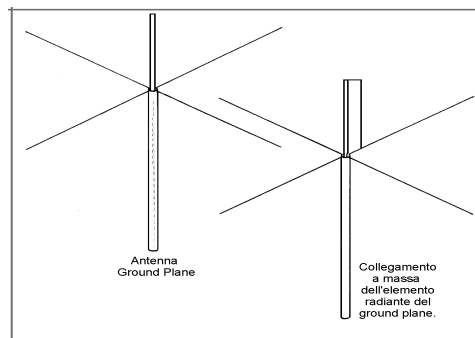
Per 50Ω richiesti dalla linea di trasmissione, l'inclinazione dei radiali è di circa 45° .

La quantità maggiore di "radiali" migliora la bontà del piano riflettente. La loro lunghezza varia da 0.2 a 0.3λ .

La polarizzazione è verticale, con un diagramma d'irradiazione praticamente uniforme nel piano orizzontale.

Un trucco per attenuare le cariche elettrostatiche è quello di unire il vertice dello stilo centrale ad un radiale tramite conduttore di diametro che si adatti all'impedenza d'ingresso, distante dal centro dello stilo radiante di circa 0.16λ .

In questo modo l'antenna si comporta come un monopolo ripiegato montato su un piano di massa (vedi dipolo ripiegato).



Geometria dell'antenna GP, ground plane

Dimensioni della Ground Plane per alcune frequenze :

50 MHz Radiatore 136 cm. Ø20mm. Radiali 142 cm. Ø15 mm.

145 MHz Radiatore 45 cm. Ø25mm. Radiali 50 cm. Ø 20 mm.

433 MHz Radiatore 14 cm. Ø25mm. Radiali 16 cm. Ø 20 mm.

Antenna J

L'antenna a J, lettera che indica la sua forma è, sostanzialmente, un radiatore a $\frac{1}{2} \lambda$, in polarizzazione verticale, alimentato alla sua estremità con una sezione adattatrice $\lambda/4$, posta parallelo a 16 cm di distanza.

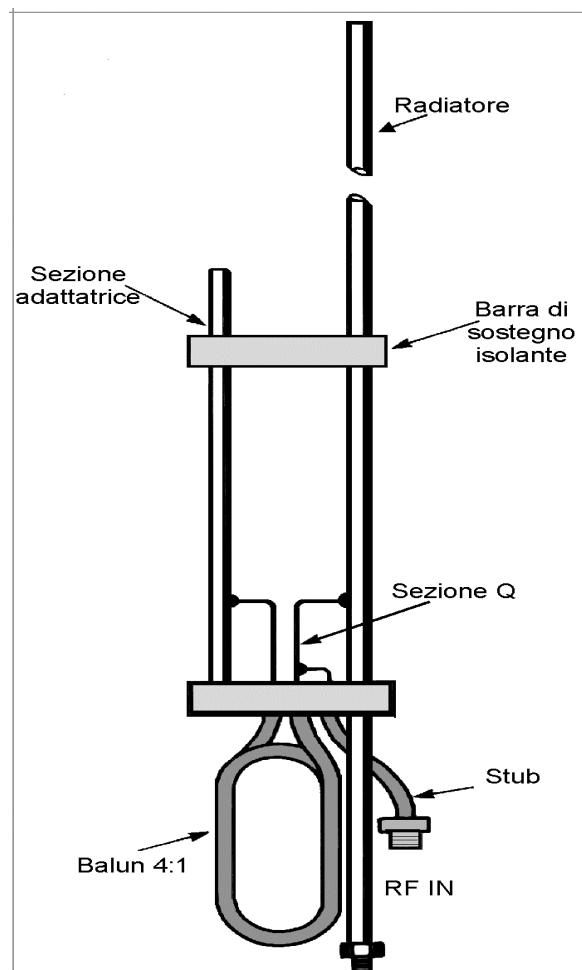
Nella sezione adattatrice le correnti sono opposte, quindi si annullano.

L'impedenza d'ingresso è di 300Ω bilanciata, e viene trasformata a 75Ω da un balun a trombone con uno stub $1/4$ di linea 75Ω in parallelo per l'adattamento migliore al cavo di 50Ω .

La regolazione per il minimo R.O.S. va operata spostando le prese del balun e la risonanza ritoccando la lunghezza dello stilo per il minimo R.O.S.. Si consiglia di realizzare la parte finale del radiatore col sistema telescopico per poter facilmente tararlo.

Per il dimensionamento dello stilo, la formula è: $\frac{149.9}{F} \cdot K$

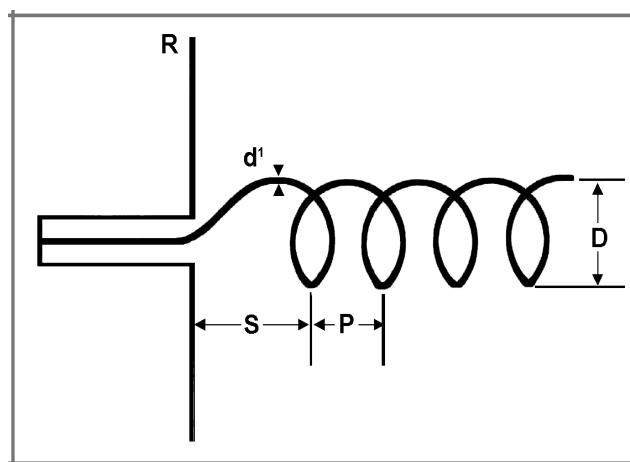
La sezione adattatrice è la metà della lunghezza. Rispetto alla ground plane quest'antenna offre un guadagno di circa 2 dB, e la larghezza di banda supera agevolmente 3 MHz.



L'antenna J non richiede piano di terra.

Antenna ad elica

Le antenne ad elica sono impiegate a frequenze molto alte. Sono a larga banda con un guadagno "G" molto alto. Sono fatte con un conduttore avvolto in aria, a mò di spirale, lungo l'asse Z, ad una certa distanza S dal riflettore R.



Geometria dell'antenna ad elica.

L'irradiazione può variare a seconda della dimensione dell'elica. Se la circonferenza delle spire è uguale o minore della lunghezza d'onda, la concentrazione dell'energia è lungo l'asse Z; il riflettore permette di rendere il diagramma unidirezionale.

La polarizzazione è circolare, in quanto il campo elettrico ruota nel propagarsi lungo l'asse delle spire. E' quindi utilizzabile per trasmissioni o ricezione con polarizzazione orizzontale o verticale.

A seconda del senso di avvolgimento delle spire, quando la loro circonferenza è maggiore di una lunghezza d'onda, l'irradiazione può essere destrosa o sinistrosa,

Il guadagno dipende dal numero delle spire e su frequenze molto alte si riesce a raggiungere e superare anche i 40 dB.

La resistenza di radiazione è compresa tra 120 e 170 Ω .

Questa magnifica antenna, ancora poco diffusa tra i radioamatori, porta la firma di W8JK, al secolo dr. J.D.Kraus.

Le modalità di costruzione sono:

D diametro delle spire = $0,32 \lambda$

R, diametro del riflettore = minimo $0,8 \lambda$

d, diametro del conduttore = $0,02 \lambda$

P passo delle spire = $0,22 \lambda$

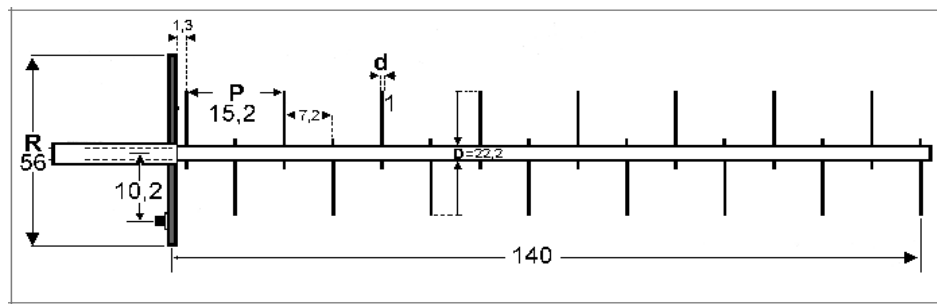
S distanza dal riflettore = $0,12 \lambda$

All'ingresso della linea occorre inserire un adattatore d'impedenza $\lambda/4$, calcolato tra quella media di 135 Ω .

La formula è :

$$Z_{tr} \sqrt{R \cdot Z_0} \quad \text{es.: } \sqrt{135 \cdot 50} = 82 \Omega$$

Per una preciso adattamento, prima di operare la trasformazione si misuri l'impedenza d'ingresso.



Dimensioni costruttive di un'antenna ad elica per 433 MHz.

Il trasformatore va realizzato in aria, ma può essere anche fatto utilizzando spezzoni di cavo di trasmissione. Per il calcolo dei diametri dei due tubi del trasformatore in aria la formula è:

$$Z_0 = 138 \times (\log D - \log d)$$

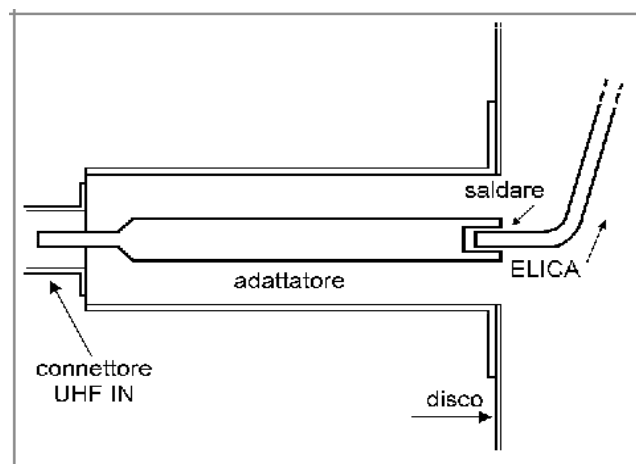
$$\text{es.: } Z_0 = 138 \times (\log 24 - \log 6)$$

$$Z_0 = 138 \times 0.6020 = 83\Omega$$

Per impedenze diverse da 83Ω dovranno essere variati i diametri dei tubi o anche uno solo. L'ampiezza del lobo d'irradiazione è dato da

$$\frac{12.300}{\text{Numero_spire}}$$

Numero _spire



Dettaglio del retro del disco. L'asta portante è bloccata con staffe a 120° tra loro.

Antenne a diedro

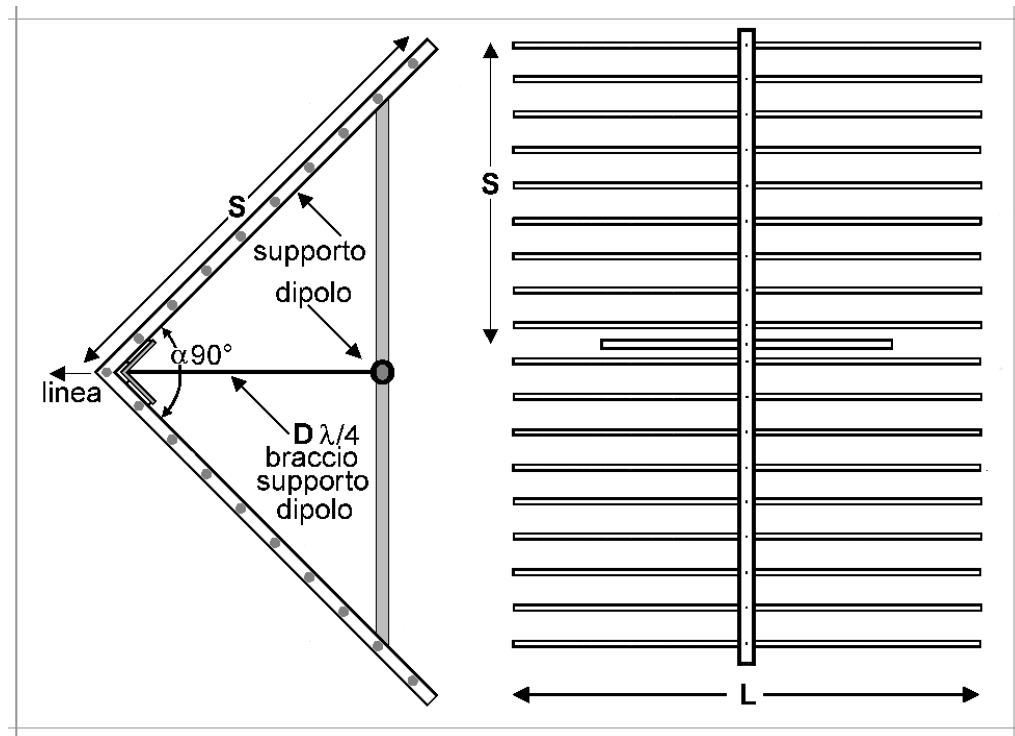
L'antenna a diedro è costituita da un dipolo ripiegato posto nel piano bisettore di un diedro, che è costituito da conduttori paralleli al dipolo.

E' una derivazione dall'antenna collineare, con un solo radiatore. Si ottiene un miglioramento nel diagramma d'irradiazione e del guadagno che raggiunge molto facilmente i 12 dB se l'angolo tra i due semipiani del diedro è di 90° .

Quest'antenna è meglio conosciuta col nome di corner-reflector, che si traduce appunto in "riflettore ad angolo".

La distanza tra i conduttori è minore di $1/10$ di λ e la distanza del dipolo dal vertice del diedro è di $1/4$ d'onda.

Se si riduce l'angolo del diedro a 60° , a parità delle altre condizioni il guadagno cresce fino a 14 dB.



Antenna a diedro, o anche corner-reflector.

Vale la pena realizzarla se la frequenza di lavoro è molto alta, infatti è diffusamente utilizzata per la ricezione di canali televisivi UHF, intorno ai 500 MHz.

Con l'apertura del riflettore a 90° , la spaziatura tra il dipolo ed il riflettore è compresa tra 0.7λ , mentre con un'apertura di 60° , la distanza del dipolo dal riflettore sarà tra 0.35 e 0.75λ ; infine, per un'angolo di 45° lo spazio tra schermo e dipolo radiante sarà compreso tra 0.5 e 0.8 di λ .

Il guadagno varia, con ogni spaziatura, di $\pm 1,5$ dB, quindi è preferibile sceglierla in funzione della variazione dell'impedenza d'ingresso, per ottenere un adattamento perfetto.

Per avere 50 ohm la distanza dipolo-riflettore deve essere di 0.16λ , o 0.32λ o 0.48λ .

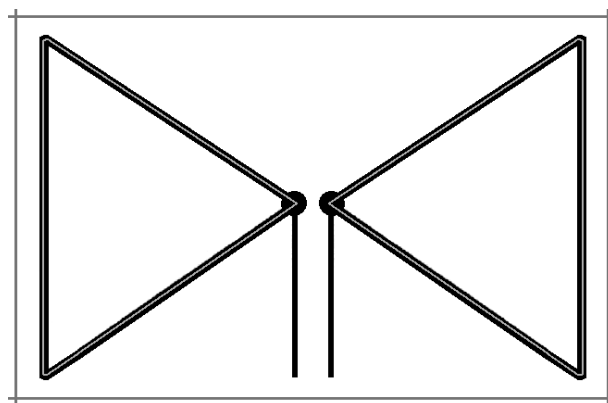
Per una buona direttività la lunghezza del riflettore non dovrebbe essere inferiore a 0.6λ .

Antenne a triangolo

L'antenna a triangolo, o anche detta a farfalla, è un'antenna a larga banda usata in UHF.

Si tratta di un dipolo a forma di doppio triangolo in cui le dimensioni sono in genere: $L = 0,4$ m - Angolo = 70° .

Il diagramma di irradiazione è bidirezionale, ma è possibile renderlo unidirezionale con un riflettore o un radiatore.



Antenna a farfalla, geometria.

Antenne turnstile

Trova impiego per le trasmissioni televisive.

E' costituita da due dipoli a mezz'onda, posti su piani uguali e perpendicolari tra loro.

Vengono alimentate con doppia tensione, V_a e V_b sfasate di 90° .

Nella figura è rappresentata la sua struttura.

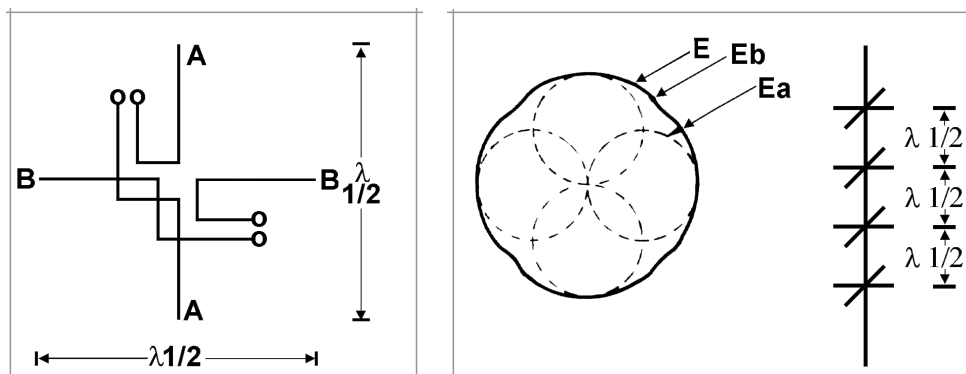
Essendo i campi dei dipoli (in figura) E_a ed E_b in quadratura nel tempo, il campione E si ricava dalla relazione:

$$E = \sqrt{E_A^2 + E_B^2}$$

Si ottiene un diagramma di radiazione praticamente uniforme nel piano orizzontale.

In pratica, i dipoli vengono realizzati con elementi di diametro sufficientemente largo, in modo che si ottenga una sufficiente larghezza di banda per il passaggio, a R.O.S. minimo, di un ampio intervallo di frequenze, ovvero larga banda passante per permettere la diffusione di segnali televisivi (circa 6 MHz).

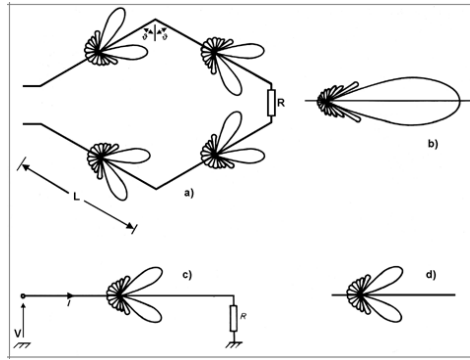
La concentrazione dell'energia nel piano orizzontale aumenta notevolmente se vengono disposti più coppie di dipoli in configurazione collineare, ovvero, a distanza di mezz'onda nel piano verticale.



Nella figura a sinistra la struttura dell'antenna turnstile. In quella di destra il diagramma di irradiazione nel piano contenente i dipoli, ottenuto come risultante dei diagrammi dei dipoli a mezz'onda A e B. A destra del lobo un sistema a più unità di turnstile.

Antenna rombica

Chi ha spazio, ma veramente tanto spazio disponibile, può utilizzare questo tipo di antenna, costituita da quattro conduttori filiformi non risonanti. Gli elementi, lunghi in totale almeno più di una lunghezza d'onda, vengono disposti secondo i lati di un rombo e terminati con una resistenza di adattamento che evita onde stazionarie. L'alimentazione è data nel vertice opposto al carico. In effetti, il carico in punta, il cui valore va cercato sperimentalmente, assorbe parecchia radiofrequenza, però non ne modifica il rendimento efficace in avanti. L'antenna rombica è sostenuta da quattro aste non metalliche, che la tengono in aria ad una certa distanza dal suolo.



Antenna rombica. In a) le caratteristiche costruttive, in b) è il diagramma di radiazione, in c) un conduttore non risonante e in d) il diagramma di radiazione del conduttore non risonante.

L'impedenza è essenzialmente resistiva, e l'ingresso è del tipo bilanciato.

La direttività è notevole ed aumenta con l'aumentare della lunghezza dei conduttori, che variano da 2 a 8λ con un angolo tra loro variante tra 40 e 70 gradi.

Scegliendo opportunamente lunghezza L dei conduttori e l'angolo 2θ fra di essi, si può fare in modo che un lobo di ogni conduttore abbia la direzione della diagonale maggiore del rombo e che i contributi dei quattro lobi diretti secondo la detta diagonale siano in fase e quindi si sommino. Gli altri lobi si compensano parzialmente, e danno nel complesso, una radiazione trascurabile. Si ottiene così, nel piano del rombo, il diagramma in figura.

Ad esempio, per $L = 4\lambda$, si ottiene un valore ottimo di angolo θ compreso tra 60° e 65° .

In queste condizioni il guadagno varia da 20 a 80 e la resistenza di carico R , dovendo essere uguale all'impedenza caratteristica, è dell'ordine di diverse centinaia di ohm e parte della potenza viene in essa dissipata, con conseguente riduzione del rendimento.

In genere l'antenna rombica è usata con il piano del rombo orizzontale, ad una distanza dal suolo di circa mezza λ . Nel piano verticale il diagramma di radiazione presenta un lobo principale inclinato rispetto al suolo.

Le condizioni ottimali per cui l'antenna è calcolata, sono valide ad una frequenza determinata, e se si riduce, le caratteristiche non si deteriorano in modo significativo fino ad un valore di F_q pari alla metà del valore ottimo.

L'antenna rombica può quindi essere utilizzata su un'ampia banda di frequenza, e data la forte unidirezionalità, ne giustifica il largo impiego in onde corte, per dx a lunga distanza.

Per l'adattamento di ingresso della linea di trasmissione a $50\ \Omega$, occorre un trasformatore/bilanciante d'impedenza a $200\ \Omega$ poiché presenta una resistenza di circa $800\ \Omega$.

Un metodo pratico per il progetto di un'antenna rombica è di scegliere come conduttori una lunghezza L in genere minore di 6λ e fissare l'angolo di elevazione relativo alla direzione di massima irradiazione.

L'angolo ϕ e l'altezza h possono essere ricavati, dal diagramma che segue.

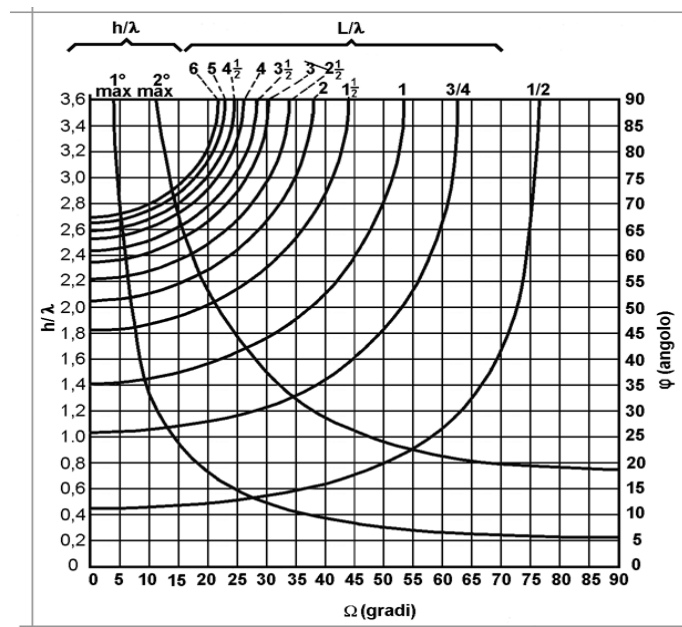


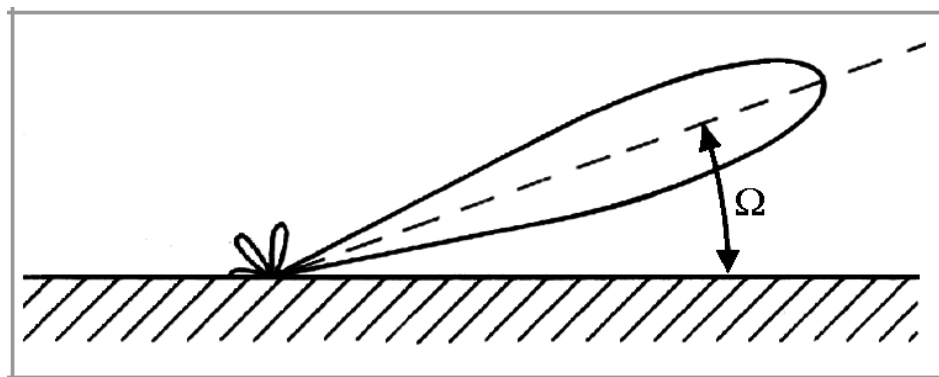
Diagramma per la determinazione dei parametri di un'antenna rombica.

Esempio : assumendo $\Omega = 15^\circ$ ed $L = 3.5\lambda$ si ha per φ un valore pari a 65° .

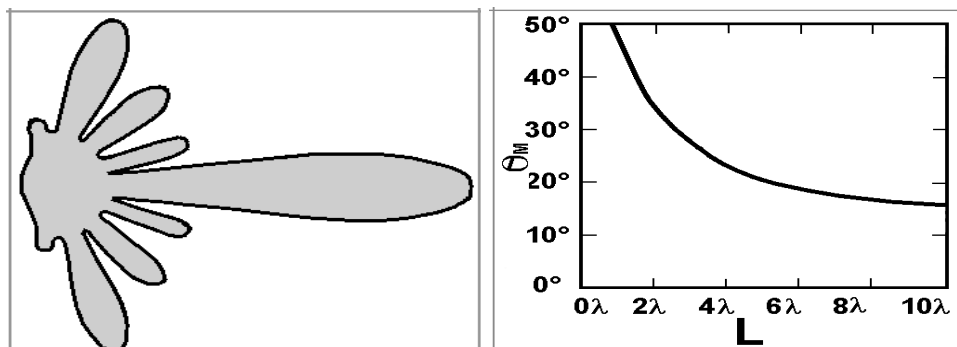
Per quanto riguarda h , possono essere scelti due valori che corrispondono alle intersezioni delle due curve relative ad h/λ con la verticale corrispondente a $\Omega = 15^\circ$.

In particolare risulta :

$$h_1 / \lambda = 0,98 \quad \text{e} \quad h_2 / \lambda = 2,8$$

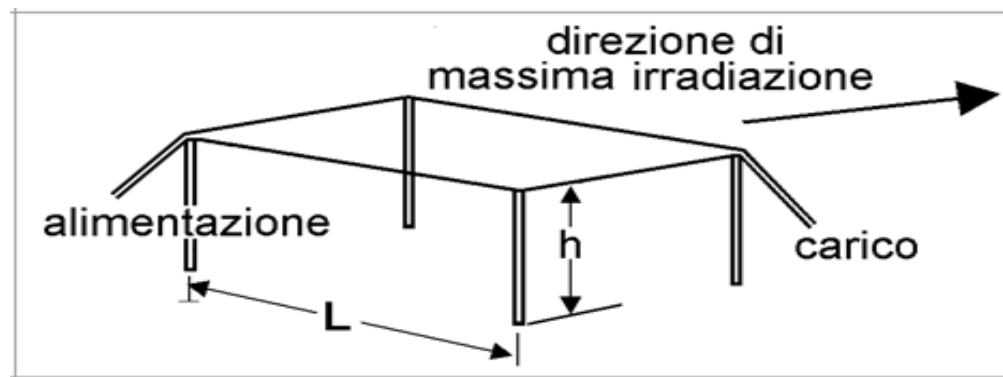


Antenna rombica, diagramma di radiazione nel piano verticale.



Antenna rombica. In figura a sinistra è il diagramma di radiazione totale nel piano orizzontale.

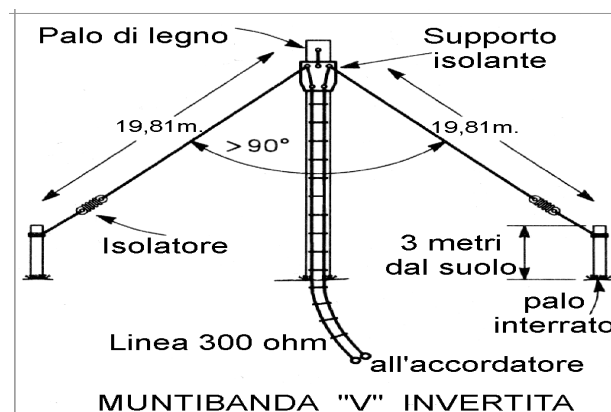
Nella figura a destra l'angolo θ corrispondente al massimo del diagramma di radiazione in funzione della lunghezza L per un'antenna ad onda progressiva.



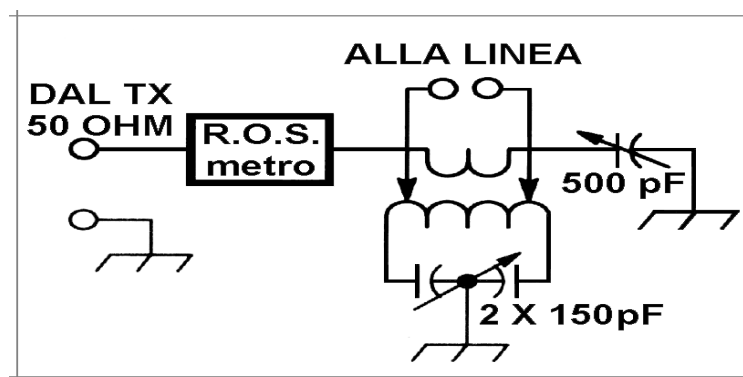
Antenna rombica, schema di installazione.

Antenna a "Λ "

Per realizzare quest'antenna occorre molto spazio, soprattutto se progettata per frequenze molto basse. L'antenna a "V" invertita si realizza con due conduttori, lunghi ognuno un pò meno di un quarto d'onda elettrico, in parallelo divergente dall'alto verso il basso, proprio come la lettera "V" rivoltata.



Antenna multibanda a V invertita, con linea di trasmissione 300-400 Ω .



Schema elettrico dell'adattatore d'impedenza.

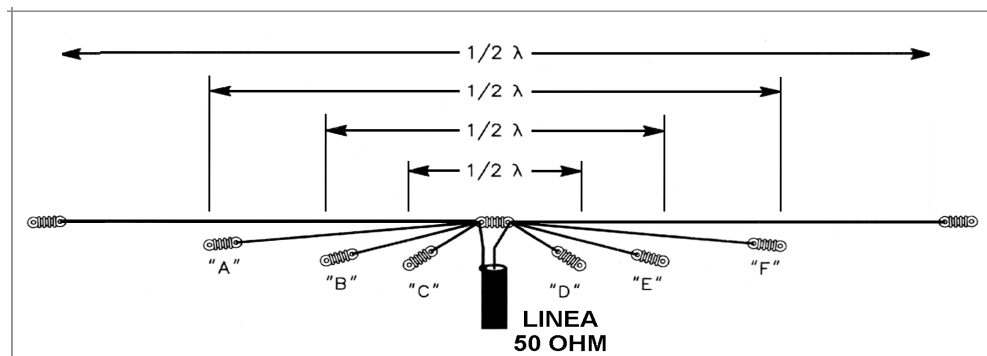
Al vertice è sostenuta da un'asta possibilmente non metallica e sempre al vertice è alimentata tramite una linea coassiale d'impedenza 50 Ω .

L'ingresso è bilanciato, quindi è opportuno inserire un balun con rapporto di trasformazione 1:1 per adattare la linea coassiale (da sbilanciato a bilanciato) in modo che il lobo, che è frastagliato e deviato, venga dimmetrizzato. L'impedenza d'ingresso e la larghezza di banda variano con l'angolo d'apertura degli elementi (lati bassi). Per ottenere l'impedenza di 50 Ω , l'apertura dell'angolo dovrà essere di 120°. La larghezza di banda sarà di circa $\pm 0,5\%$ dal punto risonante.

L'angolo più piccolo oltre il quale si creano onde stazionarie non accettabili è di 90°, con larghezza di banda di circa 5% complessiva e una impedenza d'ingresso che cala a circa 30 Ω .

Con un angolo di 180° l'impedenza è di 73 ohm circa, e la larghezza di banda raggiunge l'1%.

In parallelo al dipolo a V invertita è possibile aggiungere altri dipoli simili paralleli sintonizzati su altre frequenze. Ognuno di essi viene attivato direttamente dal segnale relativo alla sua frequenza di risonanza.

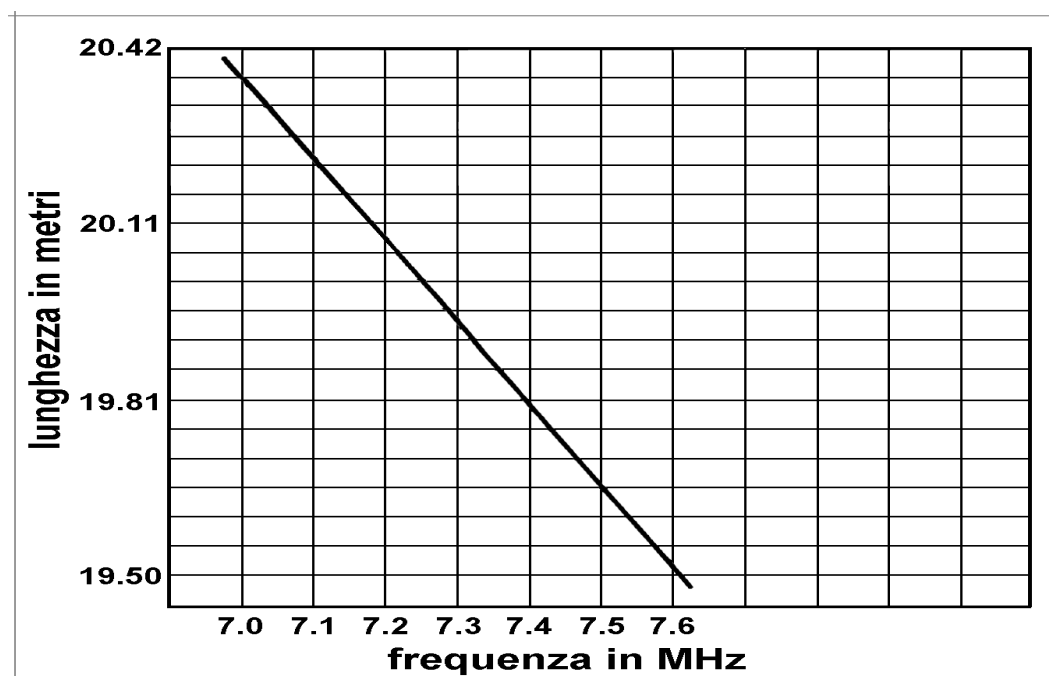
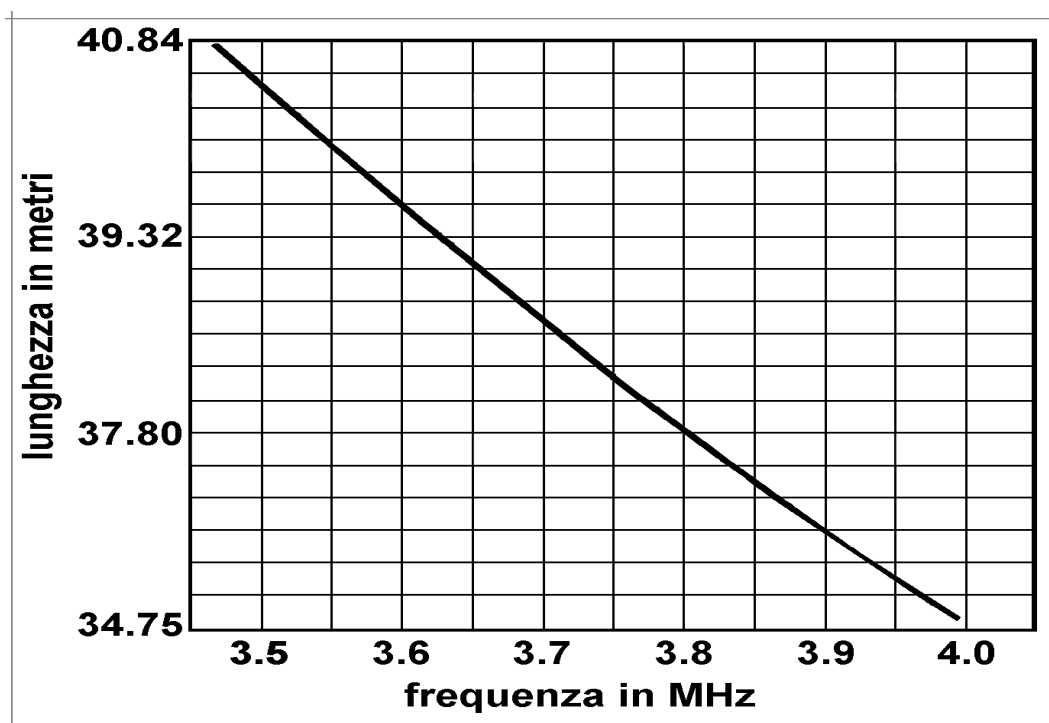


Dipoli paralleli disposti a V invertita. Le lunghezze si possono calcolare con $14264 : \text{Frequenza}$. La linea di trasmissione può essere di 50 o 75 ohm. E' consigliabile un balun simmetrizzatore.

L'influenza dei dipoli risonanti su altre frequenze è trascurabile nei confronti di quello attivo.

Ai fini di mantenere la corretta impedenza, il centro di ogni ramo deve essere distante dagli altri almeno un metro, poiché in quei punti sono presenti ventri di corrente che si influenzerebbero tra loro, creando R.O.S. e dissonanza. E' buona norma montare per primo il dipolo più lungo. Una volta che si è certi del buon risultato si installeranno gli altri, sempre dal più lungo, controllando e ritoccando la risonanza per un R.O.S. più basso possibile.

Rispetto al dipolo a 180°, quello a V invertita presenta un guadagno minore, infatti il diagramma d'irradiazione orizzontale è meno direttivo ma in compenso sono possibili collegamenti a distanze superiori in quanto l'angolo d'irradiazione verticale è più basso. Meccanicamente è anche meno complicato ed occupa minor spazio.



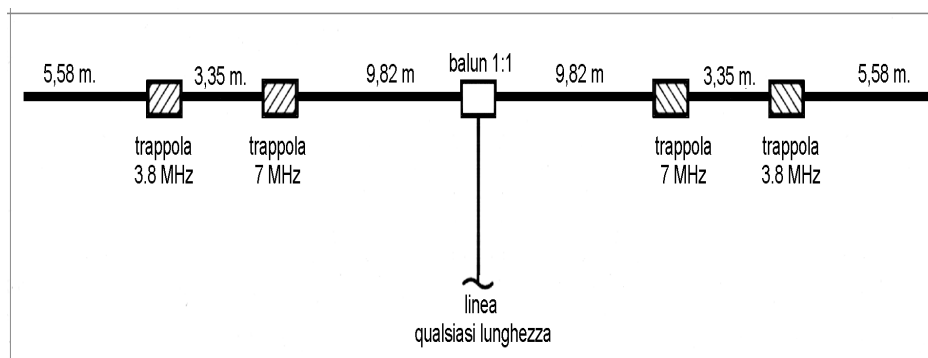
Tavole utili per conoscere la lunghezza di mezz'onda valide per conduttori diametro 2-3 mm.

Dipolo trappolato

Un dipolo può anche essere multibanda, sviluppato su unico filo.

Questa configurazione vede i due rami, lunghi ognuno $\frac{1}{4} \lambda$ della frequenza più bassa, intervallati da circuiti accordati (**trappole**) inseriti in ogni quarto d'onda, partendo dalla banda più alta, che agiscono da blocco alla risonanza di quel settore e da interruttori automatici per il settore seguente che, insieme al primo, risona alla frequenza minore.

In pratica, immaginate un dipolo risonante su 40 metri, e ai suoi estremi liberi due circuiti accordati, ognuno costituito da un condensatore e una bobina risonanti sulla stessa frequenza e di seguito, in serie ai circuiti LC, altri due rami, lunghi tanto che, sommati ai due precedenti, risonano su una frequenza più bassa.



Esempio di dipolo trappolato per le bande dei 40, 80 e 160 metri.

Continuando, il sistema può comprendere settori risonanti per somma su altre frequenze.

Infine, un modo per ridurre ulteriormente anche i due soli rami, è quello di realizzare i dipoli più corti della lunghezza necessaria, ed interporre alle trappole anche delle cariche, ma i risultati a quel punto sarebbero di un'efficienza veramente molto scarsa.

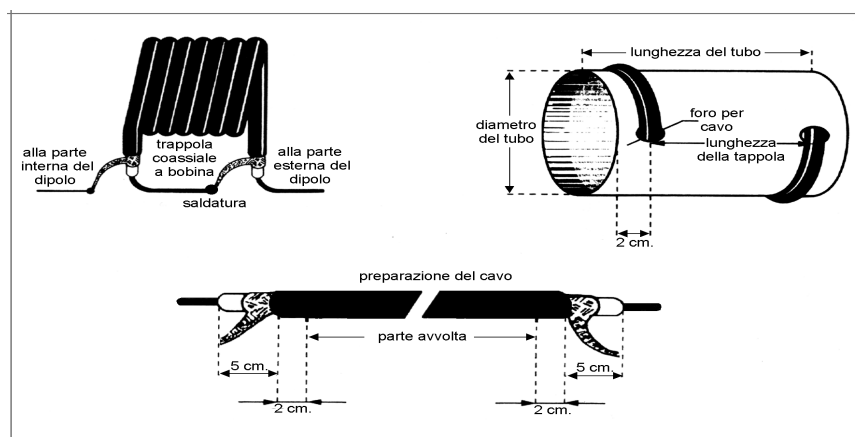
Tra i vari sistemi di trappole, quello che si ritiene più affidabile è costituito da un tratto di cavo coassiale.

La capacità è quella dello stesso misurata per pF al metro, come da indicazioni del fabbricante, ed il valore di induttanza è dato dal numero di spire fatte arrotolandolo su di un supporto isolante a bassa permeabilità.

Costruirle è facile con l'aiuto di un grid-dip.

Si pone la spira costruita (un po' più lunga del dovuto) su un tavolo in legno e si avvicina l'apparecchio di misura finché sullo strumento indicatore si riesca a notare la repentina variazione della corrente (dip); si legge la frequenza di risonanza e se il caso lo richiede si interviene a tagliare un po' di cavo.

I valori di reattanza X_c ed X_l sono compresi tra 90 e 110 ohm.



Metodo di preparazione di una trappola realizzata con cavo coassiale.

Il fattore di merito risultante non è molto alto, ma questo può essere addirittura un vantaggio se si considera che un Q molto alto darebbe problemi di taratura del R.O.S., che comunque sarebbe sensibilissimo, costringendo ad operare entro un limitato intervallo di frequenza.

In linea di massima riporto alcune indicazioni nelle tabelle che seguono.

La trappola va collegata nel modo come in figura.

Il lato libero dello schermo deve essere connesso al tratto di dipolo interno, ed il centrale a quello esterno.

Una volta terminato, dopo aver ben fermato i terminali, si provvederà a ricoprire la trappola con del nastro vulcanizzante ed un ulteriore tubo isolante di uguale bontà del supporto per proteggerla meglio dall'umidità.

TRAPPOLE CON UTILIZZO DI CAVO RG174-U

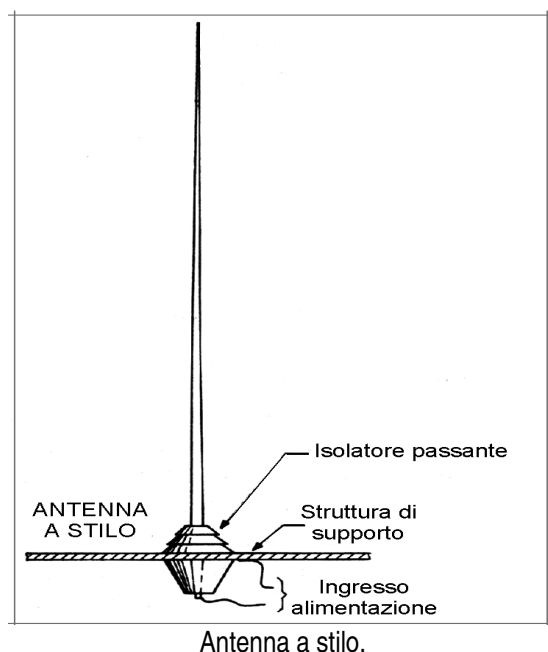
Frequenza in MHz	3.650	7.050	10.105	14.125	21.225	28.500
L di cavo in cm.	218	130	100	75	55	43
Diametro supporto	60	45	40	35	25	25
N spire	8	6,5	6,5	4,5-5	4,5-5	4,5

TRAPPOLE CON L'UTILIZZO DI CAVO RG58-U

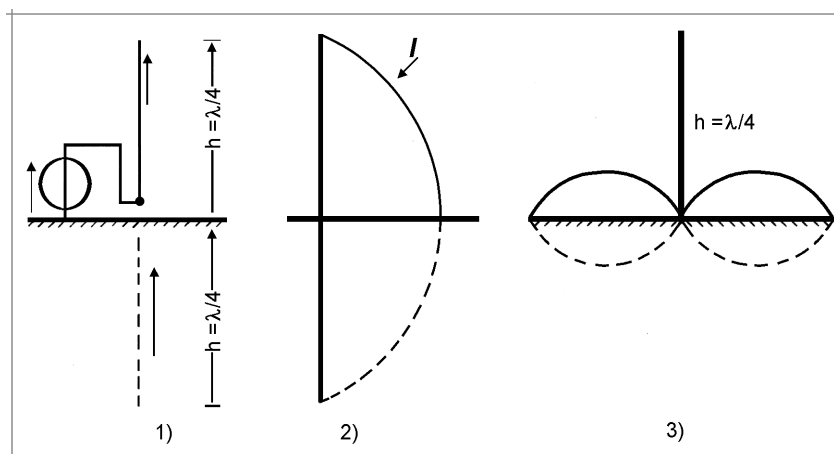
Frequenza in MHz	3.650	7.050	10.105	14.125	21.225	28.500
L di cavo in cm.	257	153	118	89	65	51
Diametro supporto	90	70	60	50	40	35
N spire	8	5,5	5	4,25	4,5	3,75

Antenne verticali

Sono antenne omnidirezionali con impedenza variabile a seconda della lunghezza e della distanza dal piano riflettente, costituite da un conduttore verticale cilindrico. Il sostegno è affidato all'isolatore di base.



Una antenna verticale, lunga anche meno di $\frac{1}{4} \lambda$, posta su un terreno perfetto conduttore, presenta all'ingresso una resistenza con una reattanza capacitiva, che si può annullare con una bobina in serie, con rendimento scarso. A $\lambda/4$ l'ingresso è puramente resistivo, quindi il R.O.S. sarà 1:1 e il rendimento uguale a quello di una ground plane (antenna marconiana).



Antenna marconiana. In 1) la struttura, in 2) la distribuzione della corrente ed in 3) è riportato il diagramma di radiazione.

In figura 2) è evidente che il semidipolo, con la sua immagine, costituisce un dipolo a $\lambda/2$ nello spazio libero, per cui il diagramma di radiazione in 3) è lo stesso del dipolo in $\lambda/2$.

Nel semidipolo, a parità di campo con il dipolo $\lambda/2$, il guadagno risulta doppio ($G = 3,3\text{dB}$) e la resistenza di irradiazione è circa la metà (intorno ai 30Ω).

In pratica, volendo realizzare una buona antenna immagine e rendere più conduttore il suolo alla sua base, si dovrà disporre dei radiali di rame a raggiera e collegarli fra loro e alla massa del trasmettitore (sistema a contrappeso).

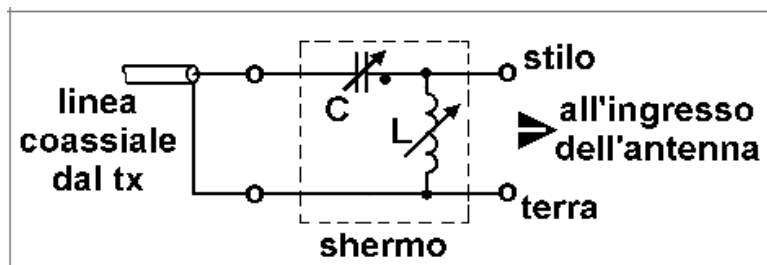
Oltre il quarto d'onda lo stilo verticale diventa induttivo e sarà necessaria una compensazione capacitiva in serie all'ingresso, se non un circuito LC quando è inferiore a $\lambda/2$. Quando è $\lambda/2$ e oltre, basta una induttanza sintonizzata in serie.

A lunghezza maggiore corrisponde un'irradiazione del campo più forte, fino a lunghezza pari a 0.635λ , pari a $5/8$ d'onda.

L'angolo d'irradiazione è in questo caso di circa 15 gradi e aumenta proporzionalmente con la lunghezza del conduttore, mentre cala di poco l'intensità il campo irradiato.

Dato che l'impedenza di ingresso varia fortemente col variare della frequenza, per impiegarla a diverse frequenze è necessario ricorrere ad una rete di adattamento, posta nelle prossimità del basamento dell'antenna.

Tale rete può essere realizzata con un quadripolo del tipo indicato in figura.



Circuito adattatore d'impedenza per un'antenna stilo.

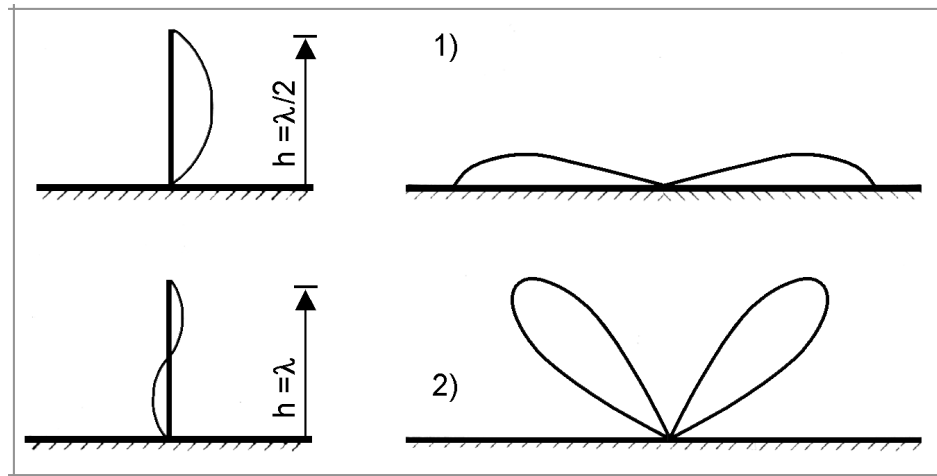
Altezza dell'antenna verticale

L'altezza h dell'antenna verticale influisce sul diagramma di radiazione.

Al crescere di h , da valori inferiori a $\lambda/4$ fino a $\lambda/2$, il diagramma di radiazione è del tipo indicato in figura precedente (in 3), dove l'energia tende a concentrarsi lungo la superficie del suolo, quanto più cresce l'altezza h .

Oltre $h = \lambda/2$ cominciano a formarsi dei lobi secondari, e ad altezze superiori a $3/4$ di λ prevale l'energia emessa secondo angolazioni diverse dall'orizzontale.

Nella figura seguente in 2), sono rappresentati i diagrammi di radiazione di antenne verticali lunghe $\lambda/2$ e λ .



Diagrammi di radiazione di antenne verticali al suolo. In 1) $h = \lambda/2$ ed in 2) $h = \lambda$.

Una grandezza che caratterizza le antenne verticali è l'altezza efficace h_{eff} .

Essa è l'altezza di un'antenna verticale con corrente costante in ogni suo punto e uguale al valore massimo della corrente nell'antenna in esame che lungo il suolo produce lo stesso campo. Si ha:

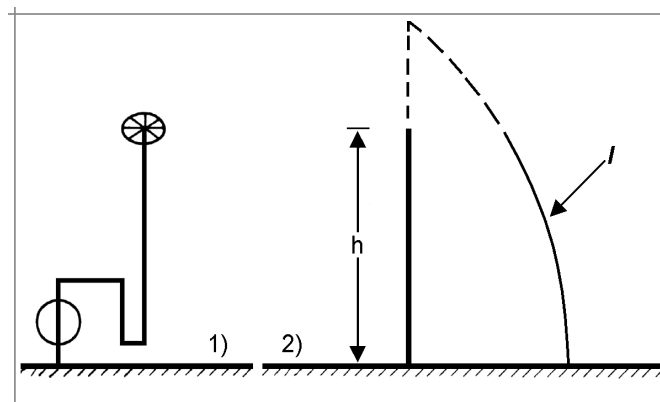
$$h_{eff} = (1 - \cos \frac{2\pi h}{\lambda}) \frac{\lambda}{2\pi} \text{ con } h \text{ altezza dell'antenna.}$$

Ad esempio, nel caso di un semidipolo, si ha $h_{eff} = \lambda / 2\pi$.

Antenne verticali caricate

Sono impiegate su frequenze più basse, per ridurre l'altezza.

Un esempio è riportato in figura.



Antenna a stilo caricata ad ombrello o anche detto cappello capacitivo in 1) e l'andamento della corrente lungo il conduttore dell'antenna stessa in 2).

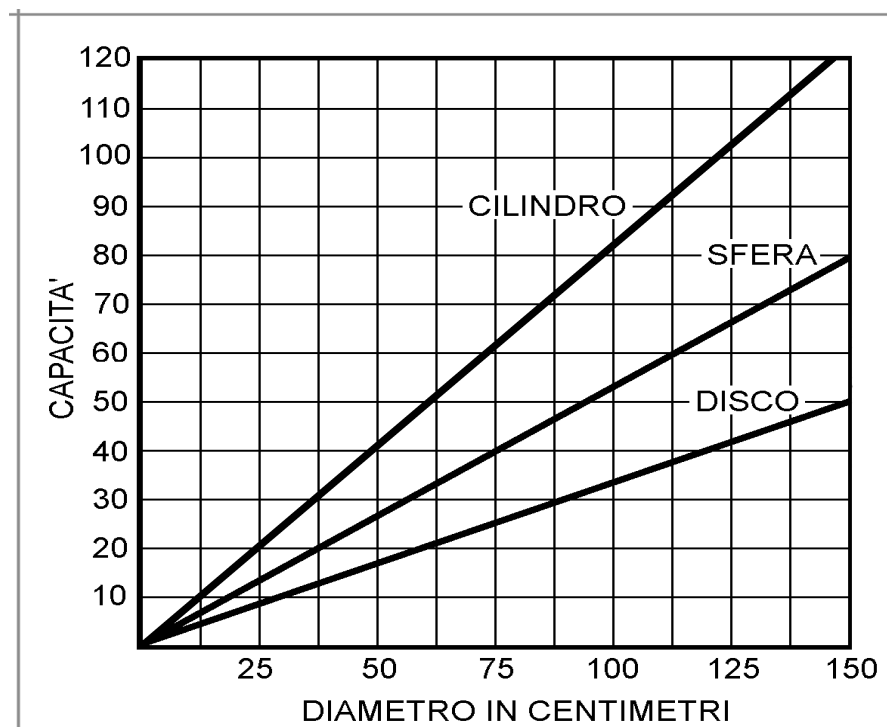
La raggiera dei conduttori situata all'estremità alta costituisce una capacità verso terra.

Essa altera la distribuzione di corrente lungo il conduttore che assume la forma indicata in figura, caratteristica di un'antenna di altezza maggiore.

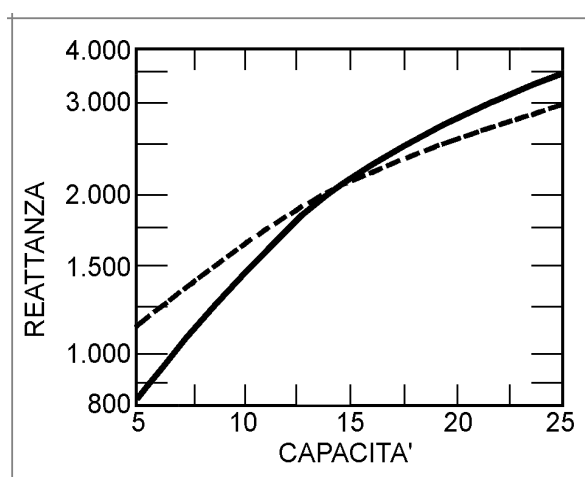
Se l'altezza è uguale ad una intera lunghezza d'onda ($h = \lambda$), l'antenna ha corrente sensibilmente costante in ogni suo punto e si comporta come un dipolo elementare di altezza h posto verticalmente rispetto il suolo sottostante. L'antenna verticale può essere caricata da un induttore, anziché da un condensatore, ed il suo comportamento è analogo.

Il minimo valore per una reattanza capacitiva idonea dipende essenzialmente dalla costituzione del suolo sottostante, ovvero dalla sua resistenza.

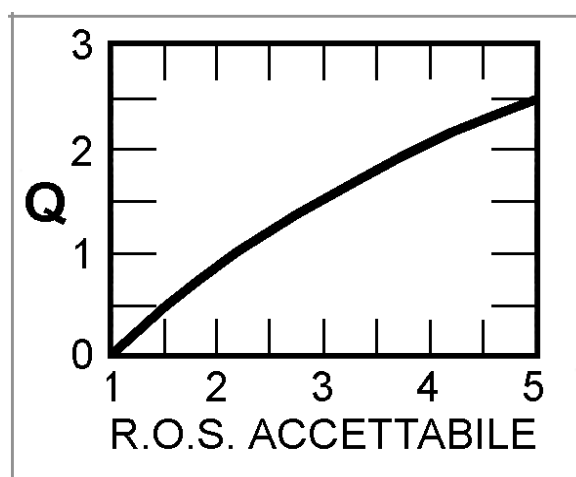
Per ottenere il massimo dell'intensità di campo è buona regola adoperare massima capacità in armonia generale con le circostanze.



Valori di un cappello capacitivo di forme diverse in diametri e capacità relative.
Il cilindro ha lunghezza uguale al diametro.



Reattanza necessaria al carico di una verticale avente cappello capacitivo.

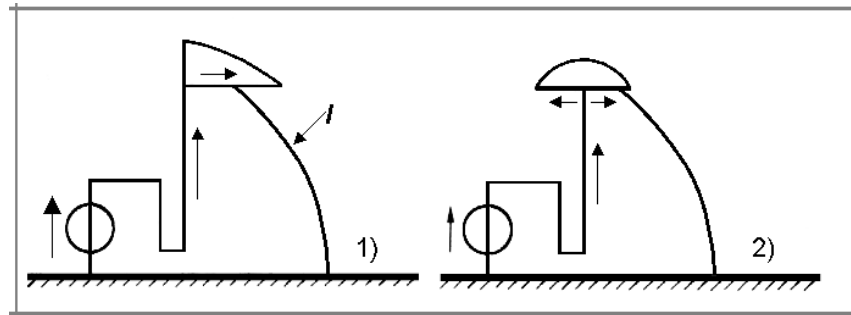


Limite di R.O.S. ai confini dell'intervallo di Frequenza relativo al Q della verticale.

Antenne L e T

Sono antenne con carica capacitiva, anch'esse atte a ridurre la lunghezza per operare a frequenze piuttosto basse. La capacità terminale è costituita dal tratto orizzontale.

Dato che l'antenna può essere considerata una linea aperta, se la lunghezza complessiva dei tratti orizzontale e verticale è di un quarto della lunghezza d'onda, la distribuzione delle correnti è quella che si può vedere in figura.



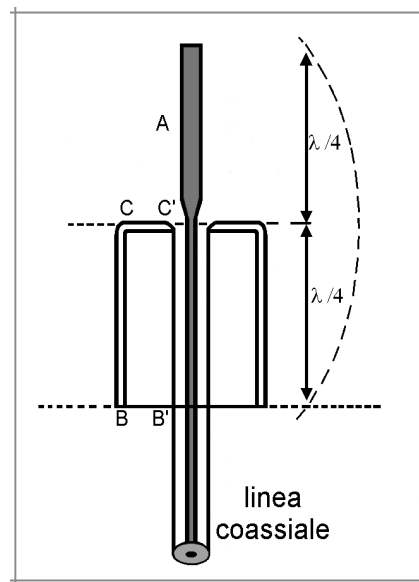
Antenne a verticali. In 1) il tipo ad "L" rovesciata, in 2) quello a "T".

Nel tratto verticale la corrente è molto costante e l'efficacia dell'antenna ne viene incrementata.

Il campo prodotto dal tratto orizzontale è trascurabile perché la corrente è minore, ma anche perché, dato che l'altezza è molto minore rispetto alla lunghezza d'onda, l'antenna e la sua immagine risultano essere molto vicine tra loro, quindi, visto che sono percorse da correnti opposte, danno al campo un contributo trascurabile.

Dipolo coassiale

Questo tipo di dipolo è spesso utilizzato in bande VHF e superiori. La configurazione è riportata nella figura.



Dipolo coassiale.

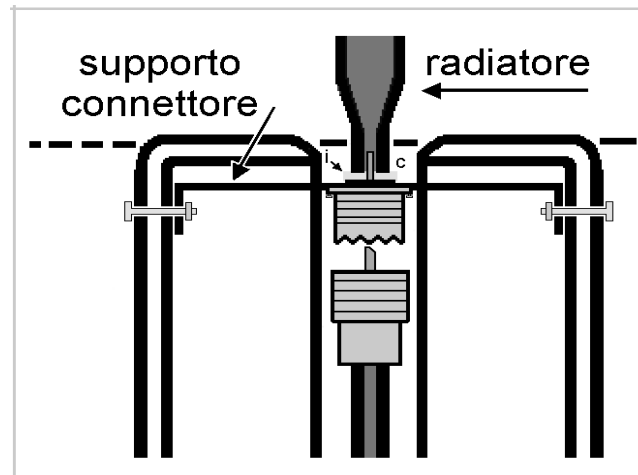
Il radiatore A è connesso al conduttore interno della linea di trasmissione, mentre il cilindro B, concentrico al conduttore esterno della linea coassiale, giunto alla sua estremità superiore con lo stesso conduttore.

In tal modo, esso determina una linea coassiale concentrica a quella di alimentazione, chiusa in corto nella sezione C - C'.

Il tratto CB è pari ad un quarto d'onda e si determina una impedenza molto elevata tra i punti B e B'.

La corrente sul conduttore più esterno nel punto B risulta così molto più piccola, e sull'antenna si determina una distribuzione di corrente del tipo riportato nella figura.

L'irradiazione è circolare e l'impedenza, viene stabilita dalle dimensioni dello stilo centrale e dal cilindro speculare. Lo stilo è lungo un quarto d'onda ed il cilindro calcolato come per le linee in aria. Il calcolo del tubo cilindrico è lo stesso per linee in aria, tenendo conto che l'impedenza è data dalla distanza tra la parete interna del tubo esterno ed il diametro esterno del conduttore. Alla sommità interna del tubo cilindrico è sistemato un isolatore che svolge il compito di supporto del radiatore sotto il quale è collocato il connettore d'ingresso della linea di trasmissione.



Dettaglio della connessione interna del radiatore al cavo di trasmissione. "C" è il connettore. Tra essi è bene interporre un dischetto in teflon (i). Occorre poi un ulteriore sistema di blocco meccanico per il radiatore, che si può realizzare mediante un cilindro in teflon o altro materiale isolante rigido, forato al centro per tutta la sua lunghezza, innestato all'interno del quarto d'onda inferiore (tubo), e che fuoriesca per circa 10 cm. in modo da alloggiare lo stilo.

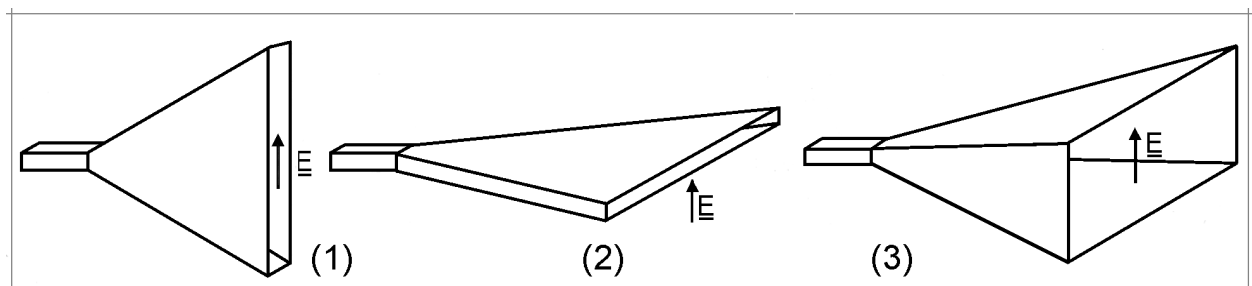
Antenne a tromba

Questo tipo appartiene alla categoria delle antenne ad apertura, il cui studio è ricondotto a quello di un'apertura su uno schermo piano conduttore con la distribuzione nota del campo elettromagnetico.

Esse sono impiegate nel campo delle microonde, quando non si richiede un guadagno elevato. Sono costituite da una guida d'onda che termina in una tromba che si ottiene allargando progressivamente la sezione di una guida d'onda, determinando, in questo modo, un adattamento più o meno spinto fra la stessa guida e lo spazio libero.

Quella più diffusa è ottenuta da una guida d'onda che sia originalmente rettangolare, in modo che l'allargamento possa essere effettuato sia su unico piano che su due.

Nel primo caso avremo un'antenna a tromba settoriale nel piano E o H, nel secondo caso otterremo un'antenna piramidale.

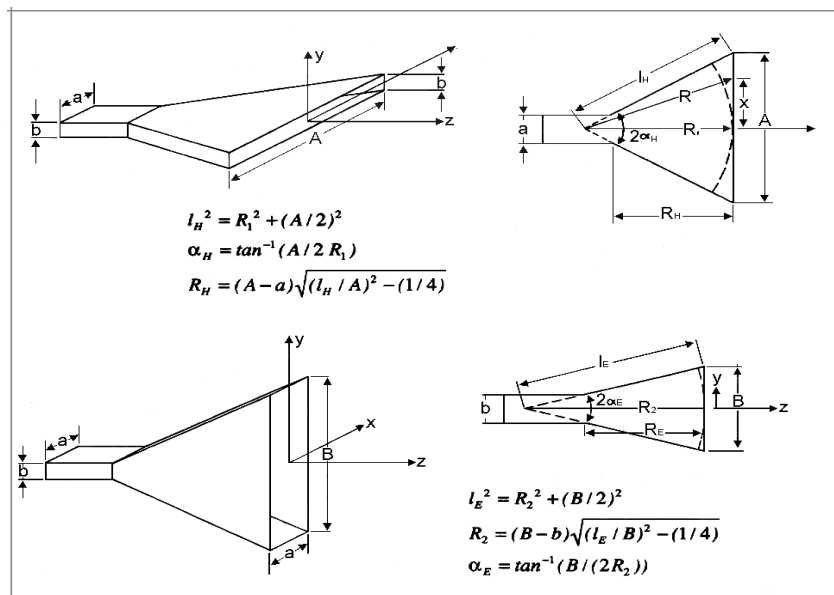


Quanto esposto di seguito è valido solo nel caso in cui nella guida d'onda di alimentazione si propaghi il modo fondamentale. Le dimensioni dell'antenna risultano univocamente determinate una volta che siano stati fissati i seguenti parametri:

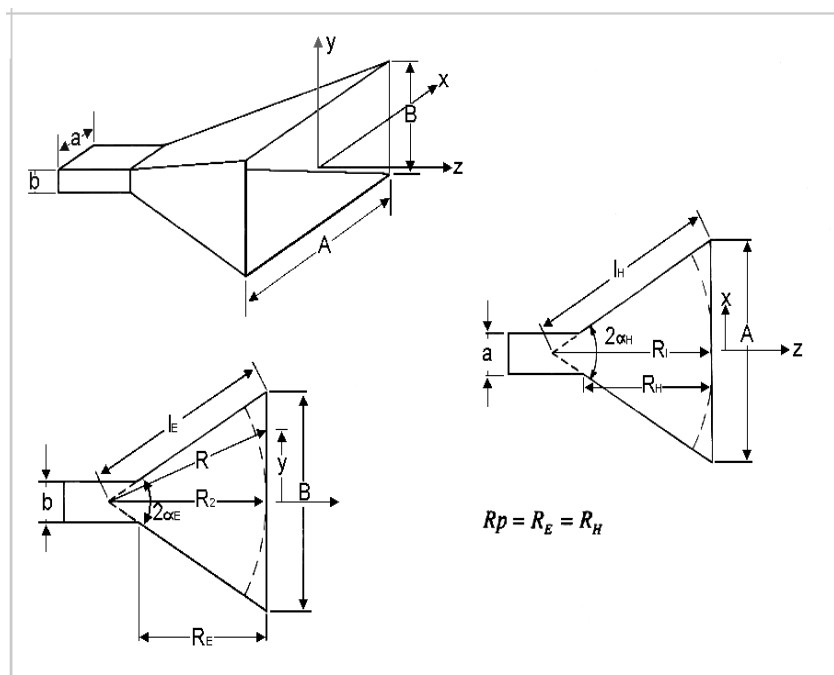
- A e R_H , oppure l_H , oppure R_l per un'antenna a tromba settoriale nel piano H.
- B e R_E , oppure l_E , oppure R_2 per un'antenna a tromba settoriale nel piano E.
- A , B e R_p per un'antenna a tromba piramidale.

La scelta è eseguita in modo da ottimizzare la direttività dell'antenna.

Nelle antenne a tromba settoriali, con riferimento alle curve nelle figure si ha la massima direttività nelle seguenti condizioni:



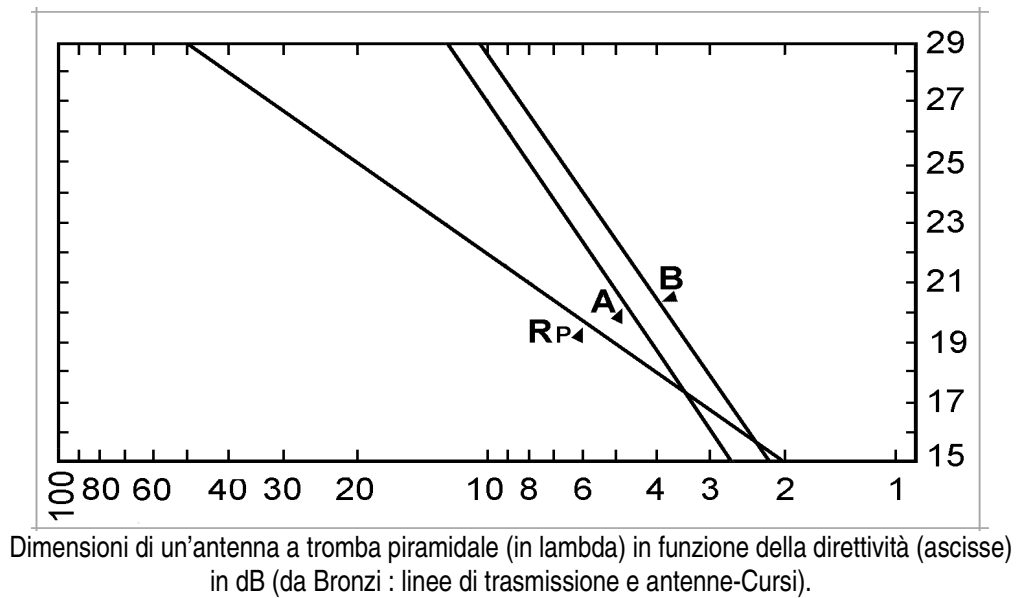
Antenna a tromba settoriale nel piano E ed H. Nella figura sotto antenna a tromba piramidale.



$$A = \sqrt{3 \lambda R_1} \text{ per una tromba settoriale nel piano H.}$$

$$B = \sqrt{2 \lambda R_2} \text{ per una tromba settoriale nel piano E.}$$

Nel caso di una tromba piramidale, la direttività si ottimizza facendo riferimento alle curve riportate nella tabella:



La direttività di un'antenna a tromba piramidale può inoltre essere valutata in modo semplice mediante la relazione:

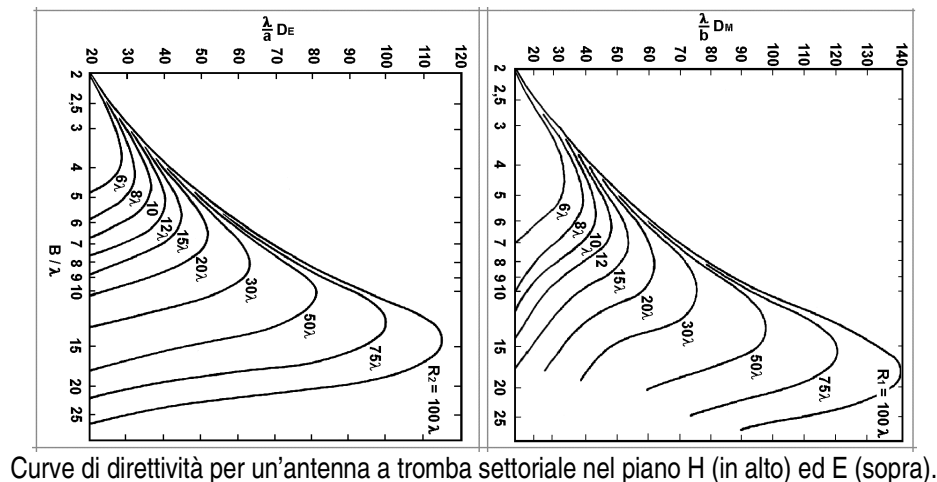
$$D_p = \frac{\pi}{32} (\lambda D_E / A) (\lambda D_H / B)$$

dove i termini tra parentesi sono determinati con i diagrammi in figura, interpretando le ordinate come $\lambda D_H / B$ e $\lambda D_E / A$, rispettivamente.

Per quanto riguarda gli angoli di apertura a -3 dB, nel caso che A e/o $B \gg \lambda$, si possono ricavare le seguenti formule approssimate nel piano H e nel piano E:

$$(HP_H)^\circ = 78 \frac{\lambda}{A} \text{ (gradi)} ; \quad (HP_E)^\circ = 54 \frac{\lambda}{B} \text{ (gradi)}$$

che valgono per antenne a tromba piramidali ottimizzate.

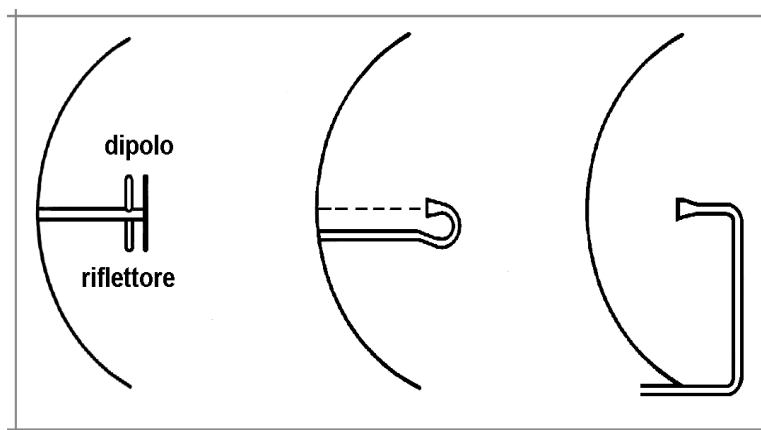


Antenne a riflettore parabolico

La più diffusa è costituita da un paraboloide di rivoluzione, di dimensioni grandi rispetto alla lunghezza d'onda, e da un'antenna molto più piccola, che ha la funzione di illuminatore primario.

I tipi di illuminatore più frequentemente utilizzati sono in questo caso:

- un dipolo a mezz'onda (singolo o con riflettore filare o a disco).
- un'onda a tromba.



Esempi tipici di illuminatori primari per riflettori parabolici di rivoluzione.

Se si pone l'illuminatore primario nel fuoco F del paraboloide, sul piano dell'apertura si ottiene una distribuzione di campo equifase, e ciò è dovuto alle proprietà geometriche della parabola (in figura), in base alle quali tutti i raggi che partono da F e si riflettono sul paraboloide, arrivano sul piano dell'apertura dopo aver percorso un cammino costante.

La distribuzione di ampiezza del campo sul piano di apertura, dipende logicamente, dalle proprietà radiative dell'illuminatore primario.

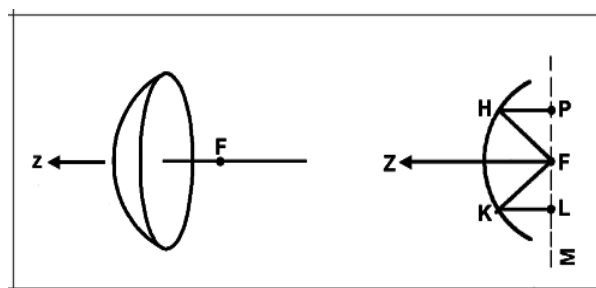
Una volta ricostruita la distribuzione di ampiezza, si può trattare l'antenna come un'apertura con distribuzione di campo equifase di ampiezza nota (tabelle). Per il calcolo approssimativo del guadagno si può ricorrere alla formula:

$$G_M = e_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} A,$$

tenendo conto che, nel caso di paraboloide di rivoluzione, si assume: $e_{ap} = 0.55$.

Il guadagno può essere inoltre dedotto approssimativamente dalla conoscenza degli angoli a -3 dB (metà potenza) relativi al piano E e al piano H, tramite la formula:

$$G_M = \frac{26000}{(HP_E)^\circ (HP_H)^\circ}$$



Antenna a riflettore parabolico. A sinistra nella figura un paraboloide di rivoluzione intorno all'asse Z.

A destra la sezione con un piano passante per l'asse Z.

Esempio:

I valori misurati del guadagno (G_M) e degli angoli a -3 dB (HP_E e HP_H) per un'antenna a paraboloide di rivoluzione, con diametro dell'apertura fisica A pari a 3,66 metri, operante alla frequenza di 11.700 GHz (λ 2,562 cm.), sono:

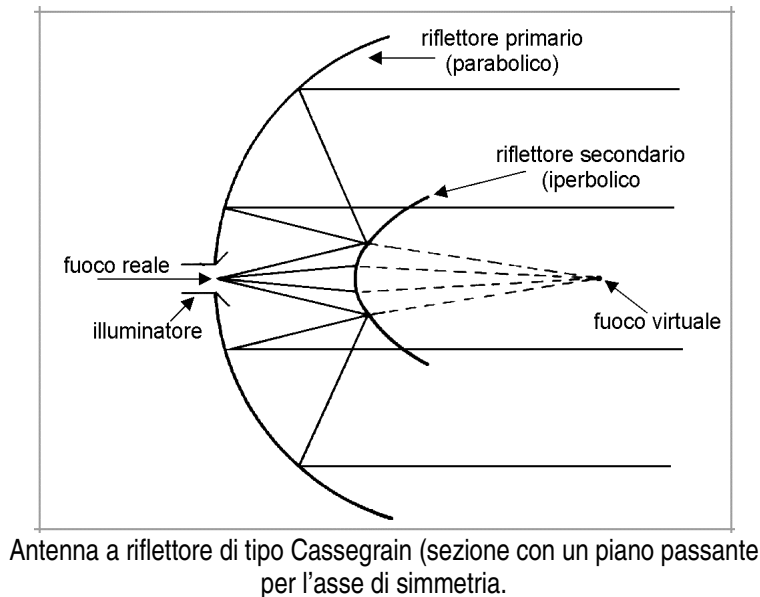
$$G_M = 50.4 \text{ dB}; \quad (HP_E)^\circ = (HP_H)^\circ = 0.5 \text{ (gradi)}$$

Dai calcoli risulta:

$$G_M = 0.55 \frac{4\pi}{\lambda^2} A = 50.4 \text{ dB}$$
$$G_M = \frac{26000}{(HP_E)^\circ (HP_H)^\circ} = 50.2 \text{ dB}$$

In ottimo accordo con i risultati sperimentali.

Altra antenna a riflettore interessante e molto diffusa è la Cassegrain.



Essa è composta da un illuminatore primario a tromba, posto nel vertice del paraboloide (riflettore primario), e da un riflettore secondario iperbolico, i cui fuochi coincidono con il vertice e con il fuoco del paraboloide.

Questa configurazione offre, rispetto al riflettore parabolico semplice, i seguenti vantaggi:

- 1) eliminazione di lunghe linee di trasmissione tra l'illuminatore ed il ricetrasmittitore;
- 2) maggiore stabilità meccanica dell'illuminatore, che è inoltre anche facilmente accessibile e smontabile;
- 3) riduzione dei problemi associati allo spillover (potenza irradiata dall'illuminatore).

Il principio di funzionamento dell'antenna è comunque lo stesso, dato che anche in questo caso si ottiene una distribuzione di campo equifase sulla bocca del paraboloide.

MISURE SULLE ANTENNE

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Le misure sulle antenne si possono eseguire in vari modi, anche su modelli di esse, realizzate in scala quando sono in realtà di dimensioni molto grandi.

Tali misure possono essere effettuate sul posto d'installazione definitiva (quando si tratta di antenne per VLF-LF-MF-HF che sono sensibilmente influenzate dall'ambiente e che comunque sarebbe impresa ardua trasferire da un punto all'altro dopo i test) o anche in camere anecoiche (in caso di antenne per le quali l'influenza dell'ambiente è trascurabile, come è per le antenne per microonde).

In ogni caso le misure sono verifica necessaria del funzionamento effettivo dell'antenna.

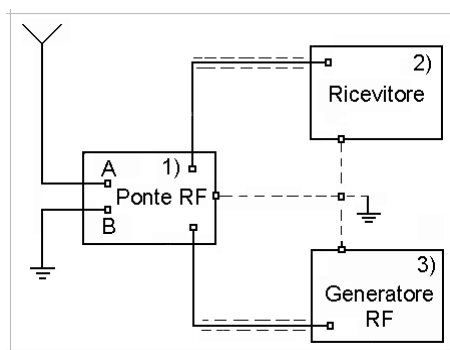
Il radioamatore di solito realizza radiatori per HF e superiori, quindi non si imbatte in particolari ostacoli per verificare il buon funzionamento di quelle antenne, ma deve però essere in attrezzato di certi strumenti di misura per alcuni test indispensabili.

Impedenza d'ingresso

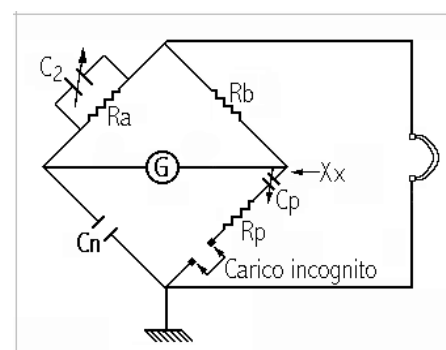
E' noto come l'impedenza d'ingresso di un'antenna sia notevolmente influenzata dall'ambiente circostante, per cui la misura va eseguita sull'antenna quando è definitivamente installata nell'ambiente operativo.

Per antenne direzionali il requisito suddetto non presenta grossi difficoltà, in quanto è sufficiente dirigere la punta (direzione d'irradiazione) verso un punto ove non vi siano ostacoli vicini. La misura si esegue con opportuni strumenti, disponibili in commercio.

In generale lo strumento scelto dipende dalla frequenza da testare: per le VLF-HF si utilizza il "ponte d'impedenza", per le VHF si utilizza il "comparatore di ammettenze" e per le bande superiori s'impiegano strumenti a "linea fessurata" con cui misurare il R.O.S.: da qui si risale all'impedenza. In alternativa si può impiegare un "analizzatore di rete" su cui la curva dell'impedenza è rappresentata direttamente su di un indicatore TRC o grafico.



Schema di misura dell'impedenza con il metodo a ponte.

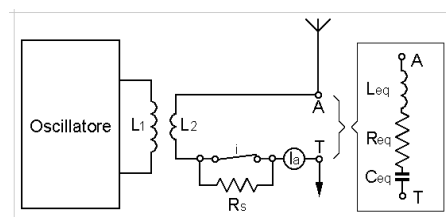


Ponte di Schering per misure di impedenza (MF-HF).

In determinati casi, come per le antenne LF-MF-HF di tipo marconiano (filari, stilo, torre), non è necessario conoscere l'impedenza su una larga banda di frequenza ma è sufficiente ricavarne il valore alla frequenza di risonanza o prossime, in quanto tali antenne operano, generalmente, intorno ad essa, e quindi si comportano come un circuito risonante serie, avente un determinato valore di Resistenza (R_{eq}).

La conoscenza della suddetta grandezza è necessaria per calcolare la potenza d'ingresso in antenna.

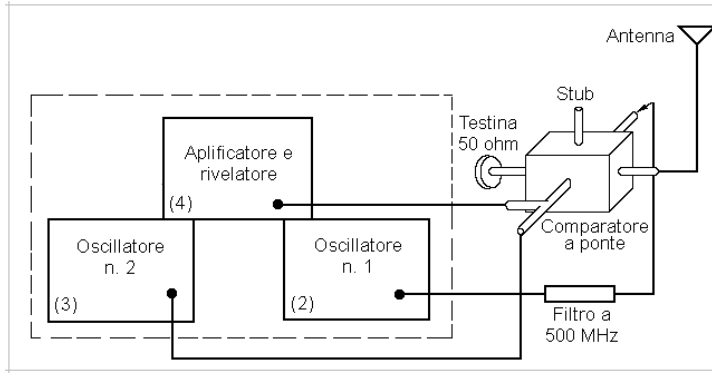
Lo schema circuitale per la misura della R_{eq} è riportato di seguito.



Disposizione circuitale per la misura di R_a (resistenza antenna) con il metodo della variazione di resistenza.

La misura di $R_a = R_{eq}$ (Resistenza antenna = Resistenza equivalente) può essere compiuta con una certa facilità mediante il "metodo della variazione di resistenza" che sfrutta il circuito schematizzato nella figura sotto: un oscillatore capace di erogare una potenza di qualche watt è accoppiato per mutua induzione all'antenna in misura (il cui schema equivalente è indicato nella stessa figura), entro il rettangolo tratteggiato).

Mantenendo l'interruttore i chiuso, si regola la frequenza dell'oscillatore in modo che la antenna sia portata in risonanza, il ch     rivelato dalla massima indicazione del misuratore di corrente Ia: se la bobina L₂ posta in serie all'antenna ha induttanza molto piccola di fronte ad L_{eq}, la frequenza di risonanza f   appena minore della frequenza di risonanza $f_1^{(2)}$.



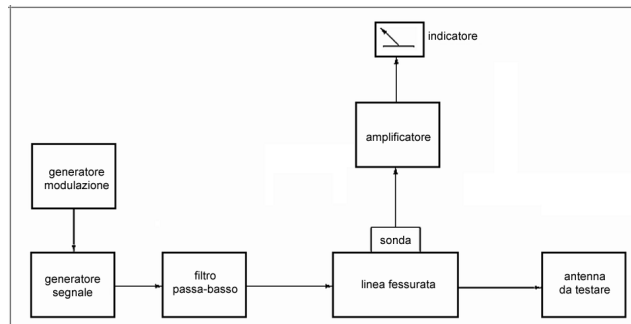
Schema di misura con il comparatore di ammettenze (VHF).

Letto sullo strumento il valore efficace I_{al} della corrente in tali condizioni, si apre l'interruttore i , includendo così nel circuito di antenna una resistenza R_s di valore ben noto. La frequenza di accordo non cambia e il misuratore di corrente dà ancora indicazione massima, ma naturalmente minore che in precedenza per la presenza di R_s .

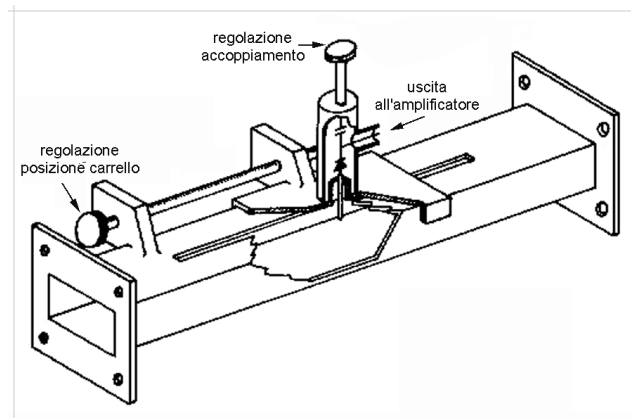
Se I_{a2} è il valore efficace della corrente letto sullo strumento nella nuova condizione, il valore di $R_a = R_{eq}$ può ricavarsi dalla semplice relazione:

$$R_a = R_{eq} = R_s \frac{I_{a2}}{I_{a1} - I_{a2}}$$

I sistemi per la misura con la linea fessurata sono reperibili in commercio sia in cavo coassiale che in guida d'onda, come in figura seguente.



Schema di misura con linea fessurata.



Guida d'onda fessurata per misure di R.O.S.

La sonda che entra nella fessura può essere di tensione o di corrente (dipolo o spira).

Quest'ultima è impiegabile per frequenze inferiori a 2 GHz. Il rivelatore può essere un ricevitore sintonizzato sulla frequenza di misura o un cristallo o un balometro collegato ad un volmetro o ad un indicatore di R.O.S..

L'oscillatore è, generalmente, modulato con un'onda quadra o ad impulsi. La misura si esegue in due fasi:

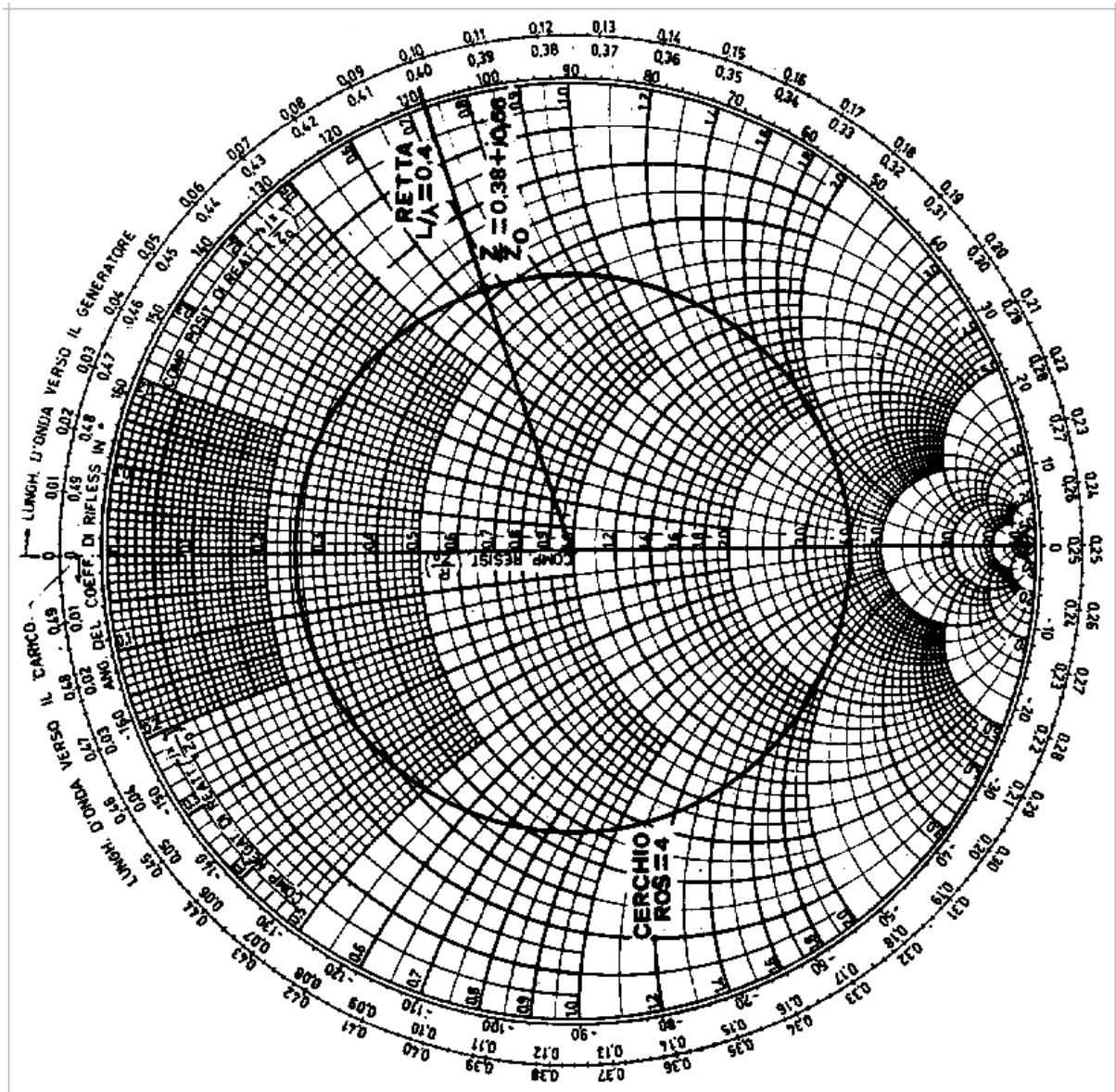
1. si collega l'antenna da misurare all'estremità della linea fessurata e, per ogni frequenza di interesse, si misura il R.O.S. traslando la sonda e determinando la posizione del minimo di tensione più vicino all'antenna (P_a).
2. si scollega l'antenna, si cortocircuita la linea fessurata e in queste condizioni si determina la posizione del minimo tensione più vicino al cortocircuito (P_c) per tutte le frequenze esaminate nella prima fase.

L'impedenza viene determinata sulla carta di Smith, tracciando, per ogni frequenza, il cerchio relativo ai valori di R.O.S. misurati e un raggio corrispondente, sulla periferica, alla posizione data da $P_a - P_c$ espressa in lunghezze d'onda.

Se P_c è più vicino al carico di P_a la posizione suddetta si determina sulla scala denominata "verso il carico"; diversamente si usa la scala "verso il generatore".

Ad esempio, si abbia dalla misura: $P_a = 17\text{cm.}$ - $P_c = 25\text{cm.}$ - $\text{R.O.S.} = 4 - j20\text{cm.}$

quindi: $\frac{P_a - P_c}{\lambda} = \frac{8}{20} = 0,4\lambda$ (Il risultato è riportato nella figura che segue).



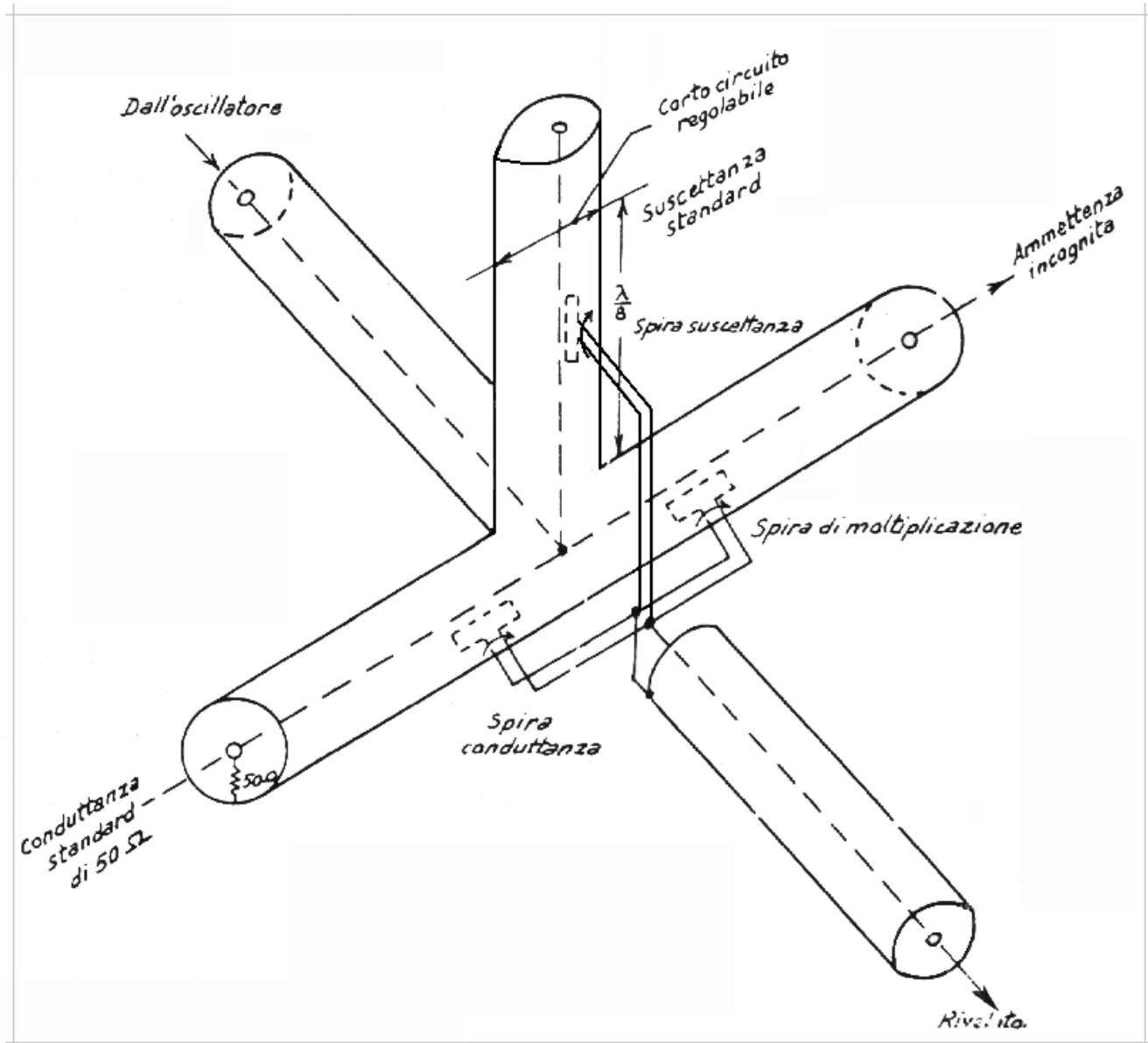
Determinazione dell'impedenza con l'uso della carta di Smith.

Nella misura dell'impedenza dell'antenna con la linea fessurata, possono essere presenti cause d'errore, come:

- la sonda costituisce un carico troppo elevato per la linea;
- esiste un disadattamento del generatore;
- la caratteristica del rivelatore non è uniforme;
- sono presenti armoniche, modulazioni di frequenza, segnali spuri, interferenze, ecc.;
- si verificano riflessioni da oggetti circostanti;
- esiste un accoppiamento antenna - rivelatore.

Gli inconvenienti di cui sopra si possono ridurre usando le precauzioni che seguono:

- inserendo la sonda meno profondamente possibile;
- usando potenza di misura più basse possibili nel caso che il rivelatore sia un cristallo;
- inserendo filtri opportuni;
- rimuovendo eventuali oggetti circostanti o ricoprendoli con materiale assorbente;
- allontanando l'antenna dal rivelatore (l'eventuale allungamento del cavo di collegamento va considerato nella determinazione dell'impedenza).



Schema di principio del comparatore di ammettenze

Calcolo del rendimento: E.R.P. ed E.I.R.P.

Il rendimento, o efficienza, di radiazione di un'antenna è il rapporto tra il guadagno G e la direttività D , ovvero, è il rapporto tra la potenza irradiata P_i e la potenza di alimentazione P_a che il trasmettitore fornisce all'antenna.

Il rendimento antenna è: η_a , e vale: $\eta_a = P_i/P_a$.

Infatti P_i è inferiore a P_a , a causa delle perdite dovute alla resistenza dei conduttori dell'antenna, all'imperfetto isolamento dei supporti, alle potenze assorbite da eventuali parti metalliche poste in prossimità dell'antenna, e alle perdite dovute alla lunghezza della linea di trasmissione ed eventuali dispositivi aggiunti.

E.R.P. sta per Effective Radiated Power. Si definisce facendo riferimento al dipolo a mezz'onda, che presenta un guadagno G di 2,14dB rispetto al dipolo isotropico e 0,38 dB rispetto a quello elementare, che a sua volta guadagna 1,637 dB rispetto al dipolo isotropico.

Ora, siccome è per convenzione il guadagno di ogni tipo di antenna si riferisce a quello del dipolo isotropico che guadagna G zero, per calcolare l'E.R.P. ci riferiamo ad esso.

Aggiungiamo quindi ad ERP una "I" (che sta appunto per Isotropico), per cui che avremo E.I.R.P..

Per quanto sopra, considerando le perdite di un'antenna (o di un sistema più complesso), se vogliamo calcolare l'effettiva irradiazione in watt (W) RF concentrata nel fascio centrale di un'antenna che riteniamo guadagni n. dB oltre il dipolo isotropico, dobbiamo applicare la seguente formula:

Formula: $P_a \times M$, dove :

P_a è la potenza RF data dal trasmettitore

M è il fattore di moltiplicazione che è: $10^{G-p/10}$ dove :

G è il guadagno dell'antenna espresso in dBi

p è la perdita d'inserzione della linea e di tutto ciò che è connesso tra TX e antenna.

La perdita della linea è da calcolare a seconda delle caratteristiche date dal costruttore.

AmMESSO che:

Potenza RF erogata dal tx..... 100 watt

Guadagno dell'antenna:..... 12,0 dBi

Perdite (p):

- linea 30 metri 3,5 dB

- balun..... 0,2

- R.O.S.metro 0,2 dB

Avremo:

Guadagno antenna..... 12,0 dBi-

Perdite (p)..... 3,9 dB =

Sviluppo del calcolo :

$$\text{Fattore } M = 10^{G-p/10} = 10^{12-3,9/10} = 10^{8,1/10} = 10^{0,81} = 6,45654229$$

$$\text{E.I.R.P.} = P_a \times M = 100 \times 6.45654229 = 645.654229 \text{ WRF (watt a radiofrequenza).}$$

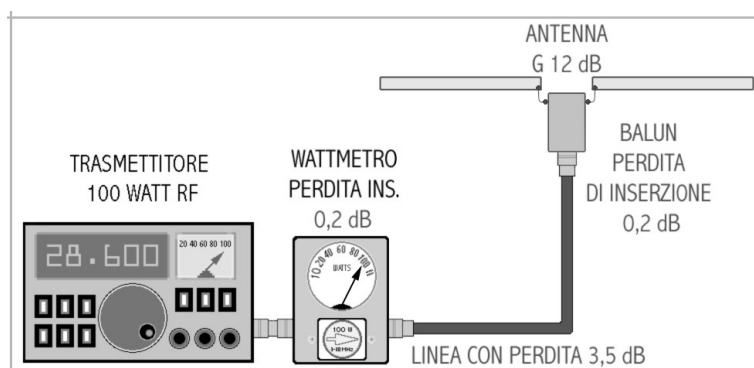
Se il guadagno dell'antenna fosse stato conosciuto in dBd, ovvero al G riferito al dipolo a mezz'onda, per poter svol-gere il calcolo avremmo dovuto sommare 2,14 dB.

Volendo sapere ora il valore in E.R.P. (G in dBd), si deve operare EIRP : 1.637, in quanto il guadagno del dipolo sul-l'isotropico è espresso in 1,637 volte in potenza ($10^{2,14/10}$).

Alcuni preferiscono esprimere l'E.I.R.P. in dBW, allora si applica:

$$10 (\log W) = 10 \times (\log \text{EIRP}) =$$

$$10 (\log W) = 10 \times (\log 645) = 28,1 \text{ dBW}$$

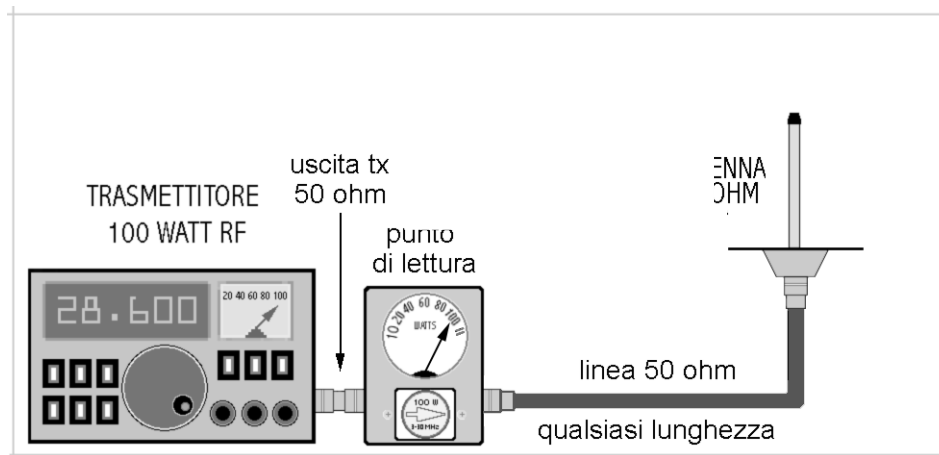


Misura del R.O.S. e lunghezza della linea

Se l'antenna, presenta all'ingresso un'impedenza uguale a quella della linea di trasmissione non si forma R.O.S.. Si ha quindi un adattamento generale perfetto col massimo trasferimento d'energia dal trasmettitore (che ha uguale valore d'impedenza in uscita) verso il carico.

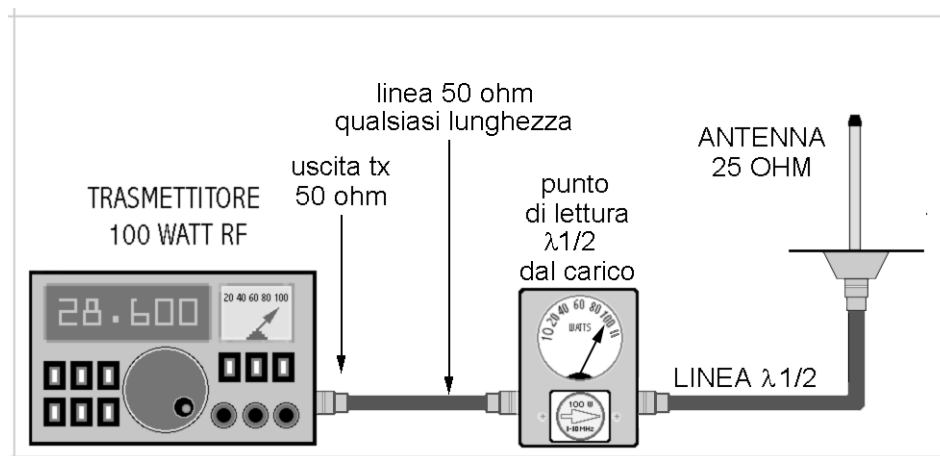
Con una lunghezza qualsiasi di linea ed inserendo un ponte d'impedenza all'ingresso dell'antenna, oppure in qualunque altro punto, si leggerà sempre lo stesso valore cioè l'impedenza del carico, quindi R.O.S. di 1:1.

Tutto ciò considerando l'antenna libera da ogni ostacolo e con linea senza perdite. Nella linea reale invece, ed in presenza di R.O.S., dovranno considerarsi le perdite dichiarate dal costruttore che dovranno essere calcolate a seconda del punto di lettura, partendo dal carico.



In qualsiasi punto si effettui la misura dell'impedenza di una antenna quando essa è accordata alla linea, la lettura sarà sempre reale.

Se però l'antenna dovesse aver modificato l'impedenza per motivo intervenuto in seguito all'installazione e quindi si verifici la condizione che il valore di R.O.S. sia divenuto diverso, maggiore di 1:1, si può ugualmente leggere il valore dell'impedenza alla terminazione di essa verso il trasmettitore se, a partire dal carico, la linea è lunga mezza lunghezza d'onda elettrica o suoi multipli alla frequenza di risonanza.



Quando l'antenna non è della stessa impedenza della linea, per leggerne il valore giusto bisogna effettuare la misura utilizzando una linea di mezz'onda elettrica o multipli..

Con una linea di lunghezza casuale possiamo solo sapere, usando un ponte d'impedenza, che nel punto di connessione al TX l'impedenza è variata, ma non possiamo conoscere il valore di questa nuova condizione.

Il valore del rapporto di onde stazionarie (R.O.S.) in qualsiasi punto della linea rimane invariata per ogni valore di disadattamento sopravvenuto (o già esistente) tra antenna e linea, poiché esso dipende esclusivamente dal valore del solo carico (antenna).

Bisogna chiarire una favola molto comune: quando la lunghezza della linea viene variata, siccome in presenza di R.O.S. essa opera una trasformazione d'impedenza, si può trovare (e misurare, con l'impedenzimetro, un punto che s'adatta ad un valore visto diverso. Il rapporto di onde stazionarie (R.O.S.) rimane in realtà sempre della stessa entità, invariato su tutta la linea, in ogni suo punto, diverso quindi da quello di "adattamento irreale".

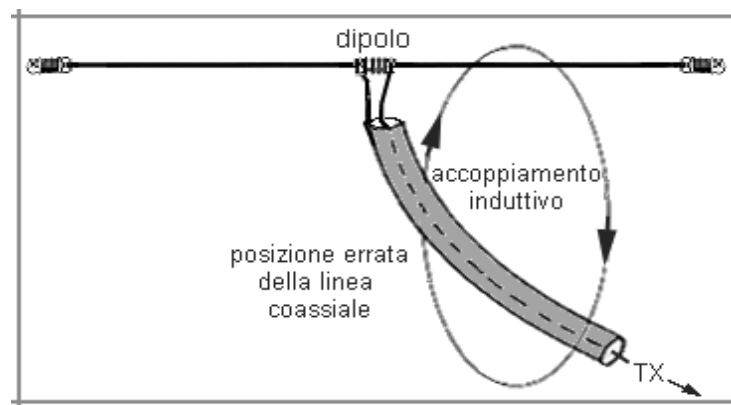
Questo falso adattamento è possibile perché, come già visto, la linea coassiale è composta da resistenza e reattanza in serie, e quest'ultima può essere capacitiva o induttiva: a seconda della lunghezza della linea e quindi la misura in un punto della linea sembrerà adattato al carico.

Tagliuzzare la linea nell'intento di adattare l'impedenza dell'antenna è quindi sbagliato.

I motivi della variazione del R.O.S., quando il carico è adattato, sono diversi, e consistono nella vicinanza di materiale metallico che si trova in prossimità dell'antenna che introduce in essa una reattanza, modificandone la caratteristica d'impedenza resistiva.

Il più comune dei casi è proprio lo stesso cavo coassiale di linea, ovvero la sua garza.

Capita infatti che l'antenna si accoppi in modo induttivo per vicinanza del tratto più vicino ed introduca, lungo la parte esterna dello schermo, una corrente che raggiunge il ROSmetro che ne varia la lettura.



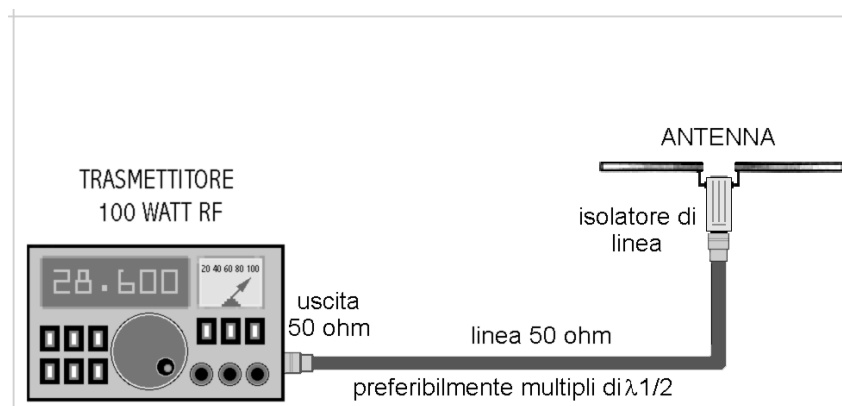
In figura, il cavo coassiale si accoppia all'antenna per induzione, modificandone l'impedenza.

Tagliuzzando la linea il R.O.S. varia, ma solo perché la garza, accoppiata all'antenna è divenne parte integrante di essa, modificandone l'impedenza.

Per ovviare a questo inconveniente è bene prendere un paio di precauzioni essenziali:

1. porre la linea a 90° rispetto all'antenna per il tratto più lungo possibile.
2. Inserire, tra l'ingresso e la linea, un balun del tipo corrente, un isolatore di linea (è una Impedenza di blocco alla RF in serie alla garza del cavo).

Con un balun a trasformazione 1:1 inserito in serie alla linea, il R.O.S. non varierà più e la misura sarà attendibile.



Per ovviare al ritorno di corrente verso il generatore, e quindi bilanciare la linea verso l'antenna, sarà bene interporre un balun in corrente tra la terminazione della linea ed il radiatore.

In conclusione, il motivo per cui conviene impiegare una linea calcata in mezza lunghezza d'onda o multipli è di poter operare un monitoraggio continuo dell'impedenza.

Impedenzimetri di buona qualità si possono realizzare in casa, ma anche in commercio ve ne sono molti sufficientemente attendibili ed a costi raggiungibili.

Linea ideale per antenna multibanda

Abbiamo appena assodato che è conveniente utilizzare una linea di trasmissione calcolata in frequenza.

Quelle assegnate ai radioamatori sono, a partire dalla più bassa, multiple... più o meno.

Nell'antenna multibanda si impiega una sola linea, pari a multipli di $\lambda/2$ della frequenza più piccola, quindi essa potrà essere di lunghezza pari a multipli di quelle più grandi.

Sarà quindi possibile effettuare misure d'impedenza sulla terminazione della linea, in stazione.

Ciò non corrisponde però per la banda dei 15 metri, la cui frequenza centrale è di 21.225 MHz, che non è doppia di 14.175 o metà di 28.300, frequenze di centro banda dei 20 e 10 M.

La soluzione è quella di scegliere delle lunghezze intermedie come dalla tabella che segue.

n. $\lambda/2$	Fq 28.300	Fq 21,225	Fq 14.150	n. $\lambda/2$	Fq 28.300	Fq 21,225	Fq 14.150
1	3,495	4,660	6,990	15	52,437	69,920♥	104,870
2	6,991	9,320	13,980♦	16	55,933●	74,580	
3	10,487	13,980♦	20,970	17	59,428	79,240	
4	13,983♦	18,640	27,970♣	18	62,924♥	83,900♠	
5	17,479	23,310	34,960	19	66,420	88,560	
6	20,975	27,970♣	41,950≈	20	69,916	93,220	
7	24,471	32,630	48,940	21	73,412	97,880♠	
8	27,966♣	37,290	55,930●	22	76,908	102,540	
9	31,462	41,950≈	62,920	23	80,403		
10	34,958	46,610	69,910♥	24	83,900♠		
11	38,454	51,270	76,900	25	87,395		
12	41,950≈	55,930●	83,900♠	26	90,891		
13	45,445	60,590	90,890	27	94,387		
14	48,941	65,260	97,880♠	28	97,882		

Il cavo di trasmissione preso in considerazione è l'RG213, che ha il fattore K 0,66 del quale si è già tenuto conto. Le frequenze sono quelle classiche di un'antenna tribanda, la più diffusa.

Le lunghezze evidenziate da simboli uguali sono multiple di $\lambda/2$ buone per tutte e tre le frequenze considerate.

In particolare si noti che, anche se non in frequenza armonica, la lunghezza di linea per la banda dei 15 metri è pari a quella dei 10 e 20 metri ad ogni multiplo di 1,5 lambda.

Variazioni di frequenza e quindi di lunghezze, rispetto alle cifre indicate, sono ammesse entro il 2,5 %.

La tabella che segue fissa lunghezze adottabili per tutte le bande HF.

Fq :	1.825	3.650	7.050	14,150	21,225	28,300	lunghezza in metri
n. $\lambda/2$	-	-	1	2	3	4	13,980
“	-	1	2	4	6	8	27,970
“	-	-	3	6	9	12	41,950
“	1	2	4	8	12	16	55,930
“	-	-	5	10	15	20	69,910
“	-	3	6	12	18	24	83,900
“	2	-	7	14	21	28	97,880

Anche le frequenze V-UHF sono in armonia con le lunghezze riportate, ma antenne per le HF che comprendano anche un sistema radiante per quelle bande non sono usuali.

ABBASSAMENTO DEL DIAGRAMMA D'IRRADIAZIONE

Di Giovanni G. Turco

A seconda delle esigenze dell'area da servire, e quindi per distribuire il segnale in una direzione di massimo irraggiamento, si può operare a sfasare i cavi coassiali per ottenere una deviazione del lobo.

Quando un ponte ripetitore è collocato in altura, ad esempio, in assenza di sfasamenti elettrici tra i vettori rappresentanti il campo irradiato da ogni singolo dipolo (o direttiva), il diagramma risultante sul piano verticale presenta un massimo a 0° , (all'orizzonte).

Tale situazione non è certamente conveniente, poiché la massima intensità di segnale sarà presente in punti non necessari, magari molto lontani, ma nella tratta tra l'antenna e il segnale massimo, l'intensità sarebbe forse insufficiente.

La tecnica utilizzata dalle emittenti televisive private, ad esempio (per evitare di disturbare altri segnali lontani e "recuperare" campo ove occorre), per abbassare il fascio elettromagnetico nella direzione desiderata, è molto semplice, ed è riportata in figura che segue.

Facciamo un esempio, come al solito, per capire meglio:

Una stazione trasmittente, frequenza 145.5 MHz, λ 2060 mm., è situata su una collina a 310 metri sul livello del mare.

La configurazione del sistema è una classica collineare di 4 antenne distanziate tra loro 1540 mm tra i boom (0.75λ).

Il segnale deve raggiungere una stazione situata in pianura, a 10 m. s.l.m. quindi l'altezza relativa del trasmettitore è 300 metri.

La distanza che separa TX da RX è di 5 Km..

Si traccia una linea tra l'antenna e l'obiettivo e si ricava l'angolo risultante che in questo caso è 5 gradi.

Si applica quindi la formula:

$$\Phi = d \cdot \sin \alpha \cdot 360 / \lambda$$

dove Φ è la differenza di fase

d è la distanza tra i dipoli

α l'angolo di abbassamento desiderato

Nel nostro caso avremo:

$$\Phi = 1540 \cdot \sin \alpha \cdot 360 / \lambda = 23,4^\circ$$

La differenza di percorso tra i dipoli successivi è data da:

$$d \cdot \sin \alpha = 1540 \cdot \sin 5 = 100 \text{ mm.}$$

Lo sfasamento tra i dipoli richiesto dal calcolo si ottiene differenziando in maniera opportuna la lunghezza dei cavi coassiali di alimentazione, con la formula seguente:

$$L = K \cdot \lambda \cdot \Phi / 360$$

dove K è il fattore di velocità dei cavi impiegati.

Quindi :

$$L = 0.66 \cdot 2060 \cdot 23,4 / 360 = 88,37 \text{ mm.}$$

La lunghezza minore di 88,37 mm. Si applica al secondo cavo contando dal basso.

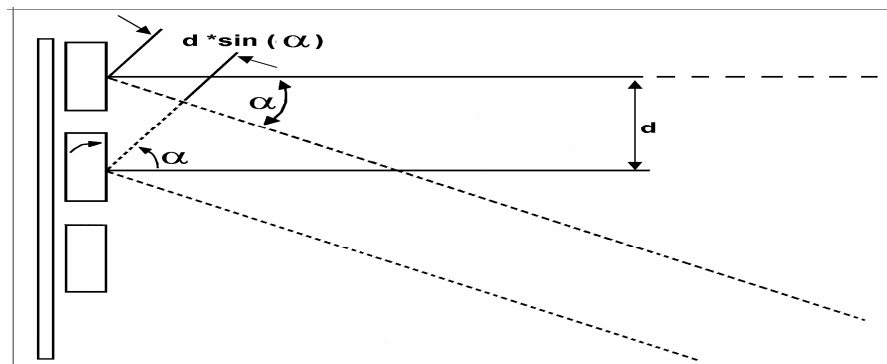
Per il terzo la riduzione sarà duplicata, e triplicata per il primo cavo in alto.

Lo sfasamento elettrico genera un abbassamento del solido di irradiazione "ad ombrello", quindi anche il retro del diagramma verrà abbassato di un angolo pari a quello del fronte. Il guadagno ottenuto dopo l'abbassamento è leggermente inferiore poiché la direzione del massimo irraggiamento della configurazione completa non coincide con la direzione del massimo per ciascun dipolo singolo.

Per annullare la perdita si potranno abbassare meccanicamente tutti i pannelli di 5° .

L'abbassamento del sistema quindi è legato alle fasi reciproche tra i dipoli che lo costituiscono e non alla loro inclinazione meccanica.

Se si interviene inclinando tutta la struttura del sistema solo meccanicamente, il risultato sarà che l'inclinazione avrà effetto solo nel fronte del sistema, mentre sui fianchi sarà nullo e il diagramma posteriore si alzerà disperdendo il segnale in aria.



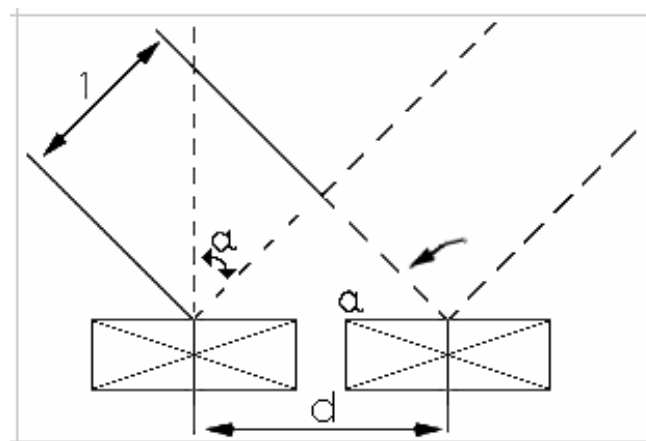
Abbassamento del diagramma verticale.

Lobi secondari del diagramma e creazione di nulli

Creare dei nulli nel diagramma azimutale, può essere molto utile qualora si voglia proteggere una zona nella quale il segnale debba risultare contenuto entro limiti determinati.

Si può operare, in questo caso, distanziando le antenne opportunamente.

L'aspetto geometrico del problema è semplice:



Creazione di nulli nel diagramma orizzontale.

Esempio di nullo sul piano orizzontale: Frequenza: 432 MHz - Lunghezza d'onda: 694 mm. - Direzione del nullo: 35°

Diff. di percorso tra dipoli: $\lambda/2=347$ mm. - Dist. dipoli: $d=\lambda/2/\sin(20^\circ)=605$ mm. - Oppure, più genericamente: $d = 150 / (F_q \times \sin(20)) = 605$

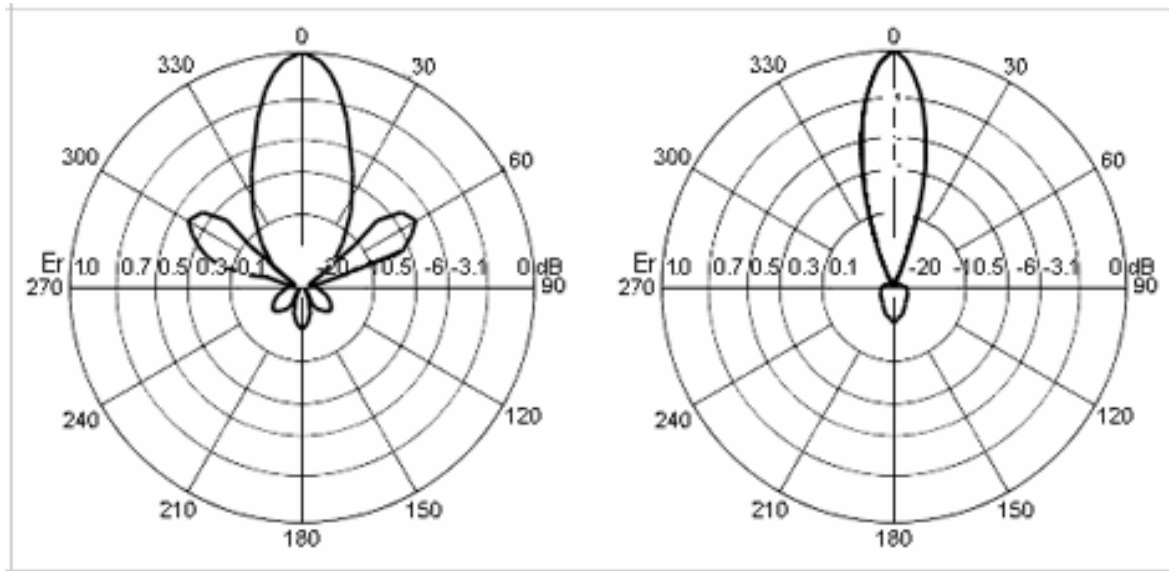
Si tratta in pratica, di fare in modo che la differenza di percorso coperto dai segnali provenienti dalle due sorgenti sia, nella direzione desiderata, esattamente uguale a mezza lunghezza d'onda. Tale tecnica è spesso impiegata dagli antennisti nei sistemi di ricezione tv, con lo scopo di creare un nullo nella direzione di un segnale riflesso, non desiderato.

Sarebbe naturalmente possibile ottenere un risultato simile agendo contemporaneamente sulle fasi di alimentazione, affidando il conseguimento dello sfasamento necessario in parte allo spostamento meccanico ed in parte allo sfasamento elettrico.

Ciò comporterebbe comunque una variazione della direzione di massimo irraggiamento che potrebbe costituire un effetto indesiderato.

Un caso particolare ed interessante di quanto su scritto, si verifica quando, per limitare al massimo i lobi laterali, si distanziano le antenne lateralmente, esattamente di mezza lunghezza d'onda. Questo equivale a creare una proiezione a 90° di azimut.

Nella figura che segue si vede come così agendo si possa ottenere, per la frequenza desiderata, un diagramma d'irradiazione sul piano dell'azimut, praticamente esente da lobi laterali.



A sinistra il digramma orizzontale di due pannelli dissestati di 605 mm. A 35° si osserva un nullo nel diagramma.

A destra, il diagramma orizzontale con protezione a $\pm 90^\circ$ ed esente da lobi secondari.

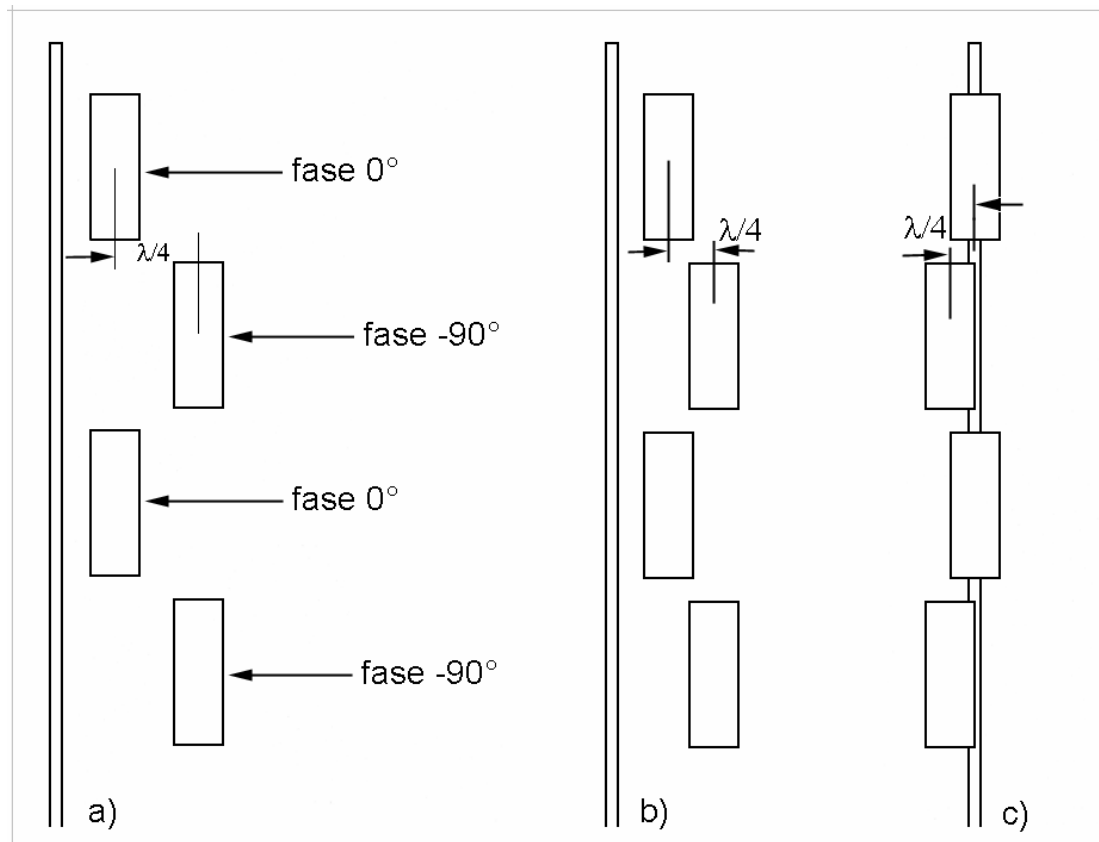
Molto spesso, si presenta la necessità di migliorare il rapporto A/R dell'antenna rispetto a quanto sarebbe consentito dalle caratteristiche intrinseche delle antenne che la compongono, che possono essere anche gruppi di dipoli in configurazione a pannello.

Per ottenere ciò, si potrebbe avanzare una antenna di mezza lunghezza d'onda rispetto all'altra, ripetendo l'operazione per coppie successive di antenne sulla fila, se ciò non provocasse un nullo anche in direzione frontale.

Si supera però l'inconveniente, spostando in avanti coppie di antenne (o pannelli) di un quarto di lunghezza d'onda e compensando poi tale spostamento con uno sfasamento di 90° di segno contrario ottenuto modificando la lunghezza dei cavi.

Le due operazioni si annulleranno nella direzione frontale, senza influire sul lobo principale, ma si sommeranno nella direzione opposta, conducendo ad uno sfasamento tra i segnali di antenne successive di 180° con conseguente creazione di un nullo verso il retro della antenna.

I due accorgimenti, fin qui descritti, possono trovare attuazione contemporanea con uno spostamento delle antenne sia laterale che frontale, ottenendo in tal modo un annullamento sia del lobo laterale destro o sinistro (dipende dallo sfasamento elettrico tra le antenne) a 90° sia del lobo posteriore.



In a) la vista laterale di un sistema di pannelli, atto a creare un nullo d'irradiazione verso il retro dell'antenna. In b) la vista frontale ed in c) laterale, di un sistema di pannelli con nulli d'irradiazione a 90° e 180° .

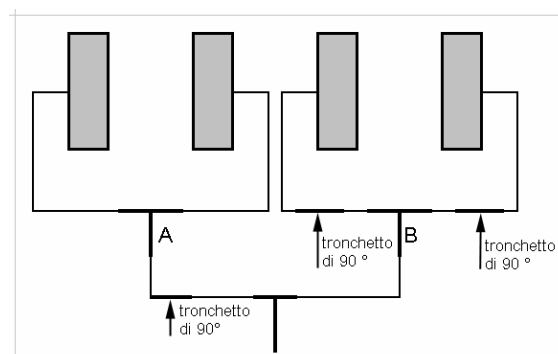
Ottimizzazione del R.O.S. nei partitori

Il problema di compensare in qualche modo il R.O.S. in quegli impianti composti da diverse antenne accoppiate tra loro, nasce dalla evidente constatazione che, solitamente, al sistema si richiede nel suo complesso, un comportamento migliore dei componenti che la costituiscono.

Ciò è dovuto soprattutto all'esigenza di evitare potenza di ritorno verso gli amplificatori finali, che non sempre sono protetti contro tale evenienza.

In strutture fortemente simmetriche, come potrebbe essere quella costituita da 4 antenne (o pannelli, gruppi di dipoli accoppiati) alimentate in fase, è evidente che i vettori di campo riflesso avranno una grossa probabilità di sommarsi in fase al connettore d'ingresso.

La rottura della simmetria diviene condizione necessaria al miglioramento del R.O.S.



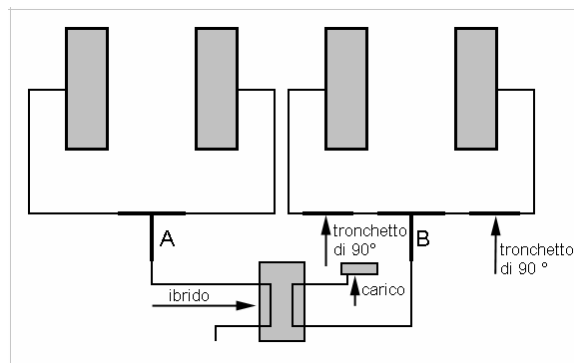
Alimentazione di un sistema di 4 pannelli in fase, fatto per compensare il R.O.S. sul ripartitore di primo livello.

Si può notare che, con uno schema di alimentazione come quello qui mostrato, la potenza riflessa dai due divisori A e B viene compensata all'ingresso facendo in modo che uno dei due percorsi tra il divisore ed il punto di misura, sia di 90° elettrici più lungo dell'altro alla frequenza di esercizio. In tal modo, il corrispondente vettore di campo, percorrendo per due volte (andata e ritorno) la parte di linea aggiuntiva verrà a trovarsi in contro fase rispetto al vettore elettrico relativo all'altro divisore.

Naturalmente, onde evitare che lo sfasamento imposto si ripercuota sulle fasi dei pannelli, sulle linee delle due antenne alimentate dal divisore B si dovranno inserire due sezioni di linea di 90° per ripristinare la situazione originaria.

E' altresì evidente che, così facendo, si compensano le riflessioni dai partitori, ma non certamente quelle provenienti dai pannelli.

In alcuni casi si preferisce sostituire i tronchetti o le sezioni di linea con accoppiatori ibridi a -3 dB (come in figura che segue), potendo così contare su una maggiore larghezza di banda.

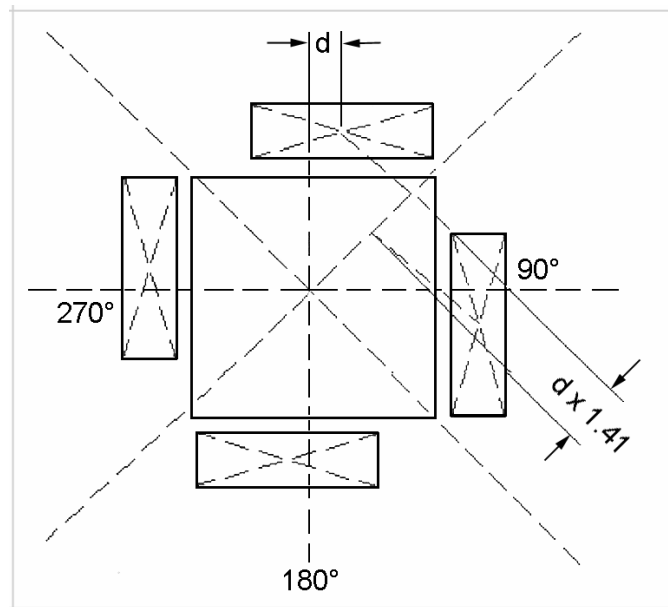


Compensazione del R.O.S. dei partitori di secondo livello per mezzo di un ibrido al primo livello.

Ottimizzazione del R.O.S. nelle antenne

Come accennato, la compensazione del R.O.S. dei pannelli richiede accorgimenti diversi, poiché la semplice modifica della lunghezza dei cavi, cambierebbe le fasi di alimentazione e, di conseguenza, il diagramma d'irradiazione dell'antenna.

La soluzione più semplice consiste nel ricorrere contemporaneamente a spostamenti elettrici e meccanici tali, da compensarsi per quanto riguarda il comportamento globale, ma capaci di introdurre gli sfasamenti elettrici tra i pannelli indispensabili a migliorare le caratteristiche di direttività del sistema.



Sfasamenti elettrici e disassamenti delle antenne.

Nella figura che segue, è semplificato quanto descritto sopra per una struttura di quattro file di pannelli a 90° l'una rispetto l'altra. I pannelli di ogni livello vengono spostati lateralmente di una distanza tale da provocare una differenza di percorso nella direzione a 45° esattamente uguale a $\lambda/4$ alla frequenza di lavoro.

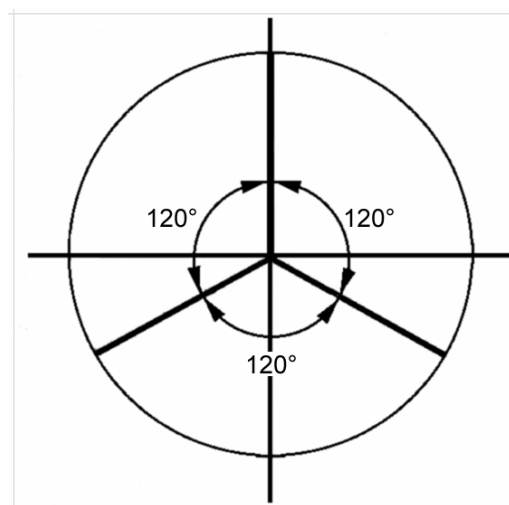
Tale differenza viene compensata agendo in senso opposto sulle fasi di alimentazione.

I vettori elettrici di campo riflesso dovuti al disadattamento intrinseco dei pannelli, percorrendo per due volte tratti di linea differenti di 90° , si troveranno alla fine in controfase l'uno rispetto all'altro annullandosi reciprocamente.

Un accorgimento simile si può applicare per strutture con numeri di file differenti.

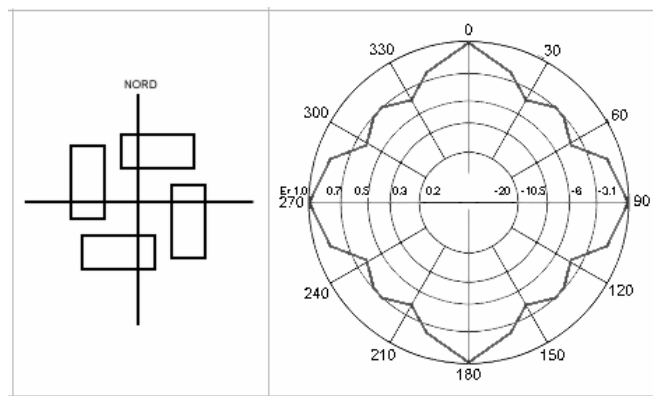
Se, ad esempio, le file sono tre, si farà in modo che la differenza di percorso tra pannelli adiacenti nella direzione mediana sia di 60° .

In tal modo, compensando lo spostamento meccanico e variando la lunghezza dei cavi in senso opposto, i vettori di campo riflesso si troveranno, alla fine, nella condizione rappresentata nella figura che segue. Anche in questo caso si otterrà una compensazione completa del R.O.S. dovuto al disadattamento dei pannelli.



Sfasamento delle riflessioni in un sistema di antenne disposte su tre file.

Va detto che, naturalmente, tali accorgimenti non possono eliminare le riflessioni, ma fanno solo in maniera che esse rimangano confinate come onde stazionarie all'interno della antenna, ma non su tutta la banda.



A verifica di quanto esposto, in figura si mostra una configurazione di quattro pannelli posizionati in modo tale da conseguire compensazione del R.O.S. ottenuta con lo spostamento meccanico e sfasamento elettrico. Il diagramma orizzontale riportato è quello relativo ai quattro pannelli.

COSTRUIAMO LE ANTENNE

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

Questa parte è dedicata alla realizzazione di due tipi di antenne, una yagi ed una cubical quad.

Alcune tabelle utili sono già state inserite in capitoli precedenti, altre sono riportate per la prima volta a complemento specifico.

Teniamo sempre a mente che l'applicazione della teoria è valida quando le condizioni, comprese quelle ambientali, sono tutte rispettate alla lettera per cui, essendo praticamente impossibile che esse si possano verificare nella realtà, il massimo rendimento delle antenne si ottiene ottimizzandole quando saranno state collocate per l'utilizzo.

Per testare e tarare le antenne occorre una minima strumentazione, cioè almeno un buon misuratore di radiofrequenza (Wattmetro), un misuratore di onde stazionarie (R.O.S.metro) e se possibile un impedenzimetro.

Yagi 6 elementi per 50,5 MHz

Con il metodo che segue sarete in grado di costruire qualsiasi antenna Yagi, nel rispetto delle regole che ne determinano il buon funzionamento e la massima resa.

Prima di tutto dobbiamo analizzare la porzione di frequenze entro la quale l'antenna deve funzionare.

La banda dei sei metri è compresa in un intervallo di frequenze che va da 50 a 51 MHz.

Si tratta quindi di costruire un radiatore che possa operare entro un megahertz intero.

Prima di tutto ci conviene decidere il G vogliamo ottenere dal sistema, ovvero, il grado di direzionalità del lobo emesso, rispetto all'irradiazione isotropica, considerato che la larghezza di banda dovrà essere di 1 MHz, quindi dobbiamo operare in modo che il R.O.S. sia accettabile su tutta la porzione di banda.

La direttività (o guadagno in avanti più o meno concentrato), è ottenuta con la distanza tra gli elementi eccitati, dal loro numero e dalla lunghezza della "culla", che è il supporto degli elementi (detta anche "boom").

Per le antenne composte da più di tre elementi ci vengono in aiuto gli studi effettuati dalla N.B.S., che ha sperimentato le relazioni tra i vari parametri che influiscono sulle dimensioni per ottenere un certo guadagno.

Nella tabella che segue sono riportati sei diversi casi di estensione della culla, in rapporto alla lunghezza d'onda relativa alla frequenza di trasmissione

GUADAGNO IN dB RISPETTO AL DIMENSIONAMENTO DEL BOOM

Guadagno in dB	7,1	9,2	10,2	12,25	13,4	14,2
Lunghezza boom in lambda	0.4	0.8	1.20	2.2	3.2	4.2
Spaziatura riflettore-radiatore	0.2	0.2	0.25	0.2	0.2	0.308
Spaziature tra direttori	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
Numero degli elementi	3	5	6	11	16	14
Curva di progetto grafico lunghezze	A	B	B	C	B	D

Ogni specifica estensione è relativa al guadagno in dBi che si ottiene complessivamente.

Valutando, ad esempio, un guadagno di 10,2 dBi, troviamo che il boom deve essere lungo $1,20 \lambda$, ovvero:

$$\text{boom} = \frac{C}{F} \times 1,2$$

dove: C è la velocità della luce per Km/s;
F è la frequenza di risonanza;
1,2 è il fattore di moltiplicazione per trovare la lunghezza in metri del boom

$$\text{quindi: } \frac{299.793}{50.500} \cdot 1,2 = 7,12 \text{ m. (lunghezza della culla).}$$

A spaziature larghe corrisponde una banda passante più ampia. Il "Q" però diminuisce come pure il rapporto A/R. Inoltre l'impedenza rimane intorno a valori facilmente modificabili con appositi adattatori. A spaziature strette il Q aumenta e migliora contemporaneamente il rapporto A/R (avanti/retro). La banda dei 6 metri è compresa, come detto, tra 50 e 51 MHz e quindi dobbiamo stabilire una distanza tra elementi tale che consenta di operare con un R.O.S. più omogeneo possibile su una larghezza di banda di 1MHz. Una spaziatura di 0.25 sarà perciò ideale per le nostre necessità.

Preparazione del materiale

il boom

Le distanze tra elementi sono riferite al centro dei diametri per cui prepareremo un boom più lunga: 7,20 metri. Generalmente si impiegano tubi tondi, ma è preferibile utilizzare quelli quadri, per ottenere un perfetto allineamento a copertura tra gli elementi. Il tipo di materiale da utilizzare sarà l'alluminio avional, ma se non fosse reperite va bene anche quello anticorodal.

gli elementi

Considerando che la resistenza di perdita è minima quando il diametro è elevato (rispetto alla frequenza di lavoro) e la qualità del metallo usato è buono, scegliamo senza dubbio dei tubi di lato esterno 25 mm., ottenendo nello stesso tempo anche una robustezza complessiva di tutta l'antenna.

Il dimensionamento del radiatore

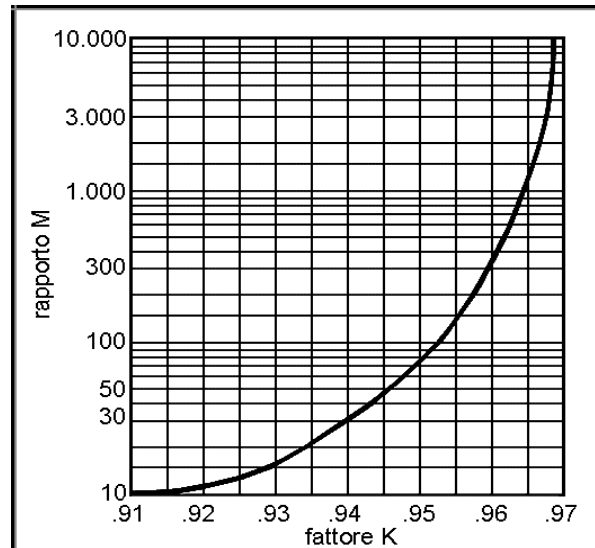
Con l'aiuto del grafico riguardante il rapporto M, troviamo il fattore K per il ridimensionamento del dipolo in funzione del lato del tubo, ma dobbiamo prima conoscere la lunghezza dell'elemento, quindi:

$$L_{rad} = \frac{C}{F} \div 2 = \frac{299.793}{50.500} \div 2 = 2,97 \text{ m.}$$

Possiamo ora determinare il fattore K con il fattore M:

$$= \frac{L_{rad}}{d} = \frac{2,97}{0.025} = 118$$

Andiamo a cercare la cifra 118 sul grafico, tra i valori riportati sulla scala verticale.



Tracciando una linea orizzontale a partire da questo punto e fino ad intersecare la curva, in corrispondenza, in basso, nella linea dei valori in orizzontale troviamo il fattore K 0.955, da applicare alla seguente formula:

$$Rad = \frac{C}{F} \div 2 \cdot K \text{ oppure } \frac{149.9}{50.5} \cdot 0.955 = 2.83$$

Ora, non essendo il radiatore in configurazione di semplice dipolo, ma insieme ad un sistema di più elementi, ed a contatto ad un boom molto lungo, la lunghezza totale subisce una variazione, per poter mantenere la risonanza alla frequenza desiderata.

Intanto però teniamo per buona la dimensione ottenuta.

Prima dimensione conosciuta, quindi: Radiatore cm. 283,00

Dimensionamento degli elementi parassiti

Calcoliamo ora le dimensioni dell'elemento riflettore e dei quattro direttori, iniziando con i direttori n. 1 e 4.

Facciamo riferimento al grafico delle lunghezze che indica le varie dimensioni in rapporto al diametro del conduttore e la lunghezza d'onda, quindi:

$$\lambda = \frac{C}{F} = \frac{299.793}{50.500} = 5.936 m.$$

$$\text{Rapporto } d \cdot \lambda = \frac{d}{\lambda} = \frac{0.025}{5.936} = 0.0042$$

Conoscendo ora anche il rapporto diametro/lambda, al grafico n. 2 cerchiamo, in basso nella fila dei valori in orizzontale, quella appena determinata che è di 0.0042.

Tracciando una linea orizzontale a sinistra, si interseca la cifra che ci consentirà di determinare la L dei direttori n. 1 e n. 4.

Essendo, nel nostro caso 0.442, i due direttori dovranno essere:

$$Dir. 1 e 4 = \lambda \cdot 0.442 = 5.936 \cdot 0.442 = 2.62 m.$$

Ricordandoci che abbiamo scelto di montare gli elementi tutti a contatto con il boom, che influisce come detto sulla risonanza dell'antenna, dobbiamo aggiungere al fattore 0.442, una cifra che si ricava dal grafico dei ridimensionamenti, una volta determinato il rapporto tra diametro e lunghezza del boom, quindi:

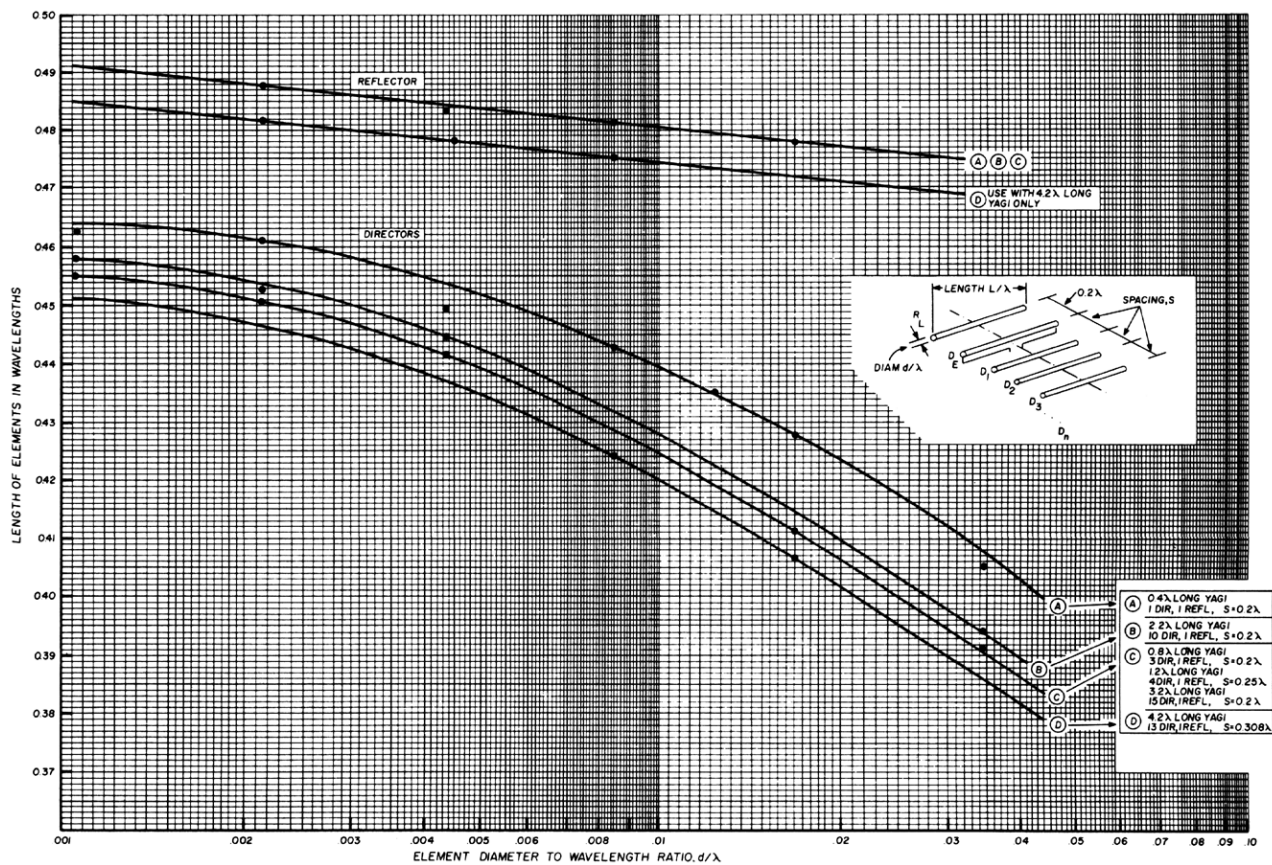
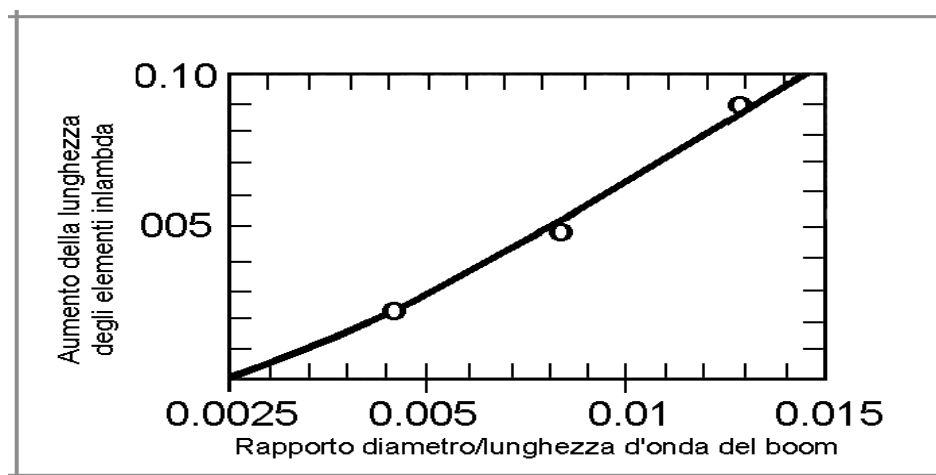


GRAFICO DELLE LUNGHEZZE PER ANTENNE YAGI

$$\text{Rapporto } D \cdot \lambda = \frac{D}{L} = \frac{0.040}{7.20} = 0.0055$$



Nel grafico, in corrispondenza di questo valore, troviamo che il fattore correttivo è 0.003, quindi:

$$Dir\ 1\ e\ 2 = \lambda \cdot (0.442 + 0.003) = \lambda \cdot 0.445 = 264\ cm.$$

Dunque, direttori 1 e 4 dovranno essere lunghi 264,00 cm.

I direttori n. 2 e n. 3, per esigenze di adattamento d'impedenza li tagliamo un poco più corti. Da sperimentazioni pratiche li riduciamo di 2 cm, pari a 0.75%, quindi le lunghezze saranno di 262,00 cm.

Riferendoci sempre al grafico delle lunghezze, calcoliamo ora le dimensioni del riflettore.

Il metodo è simile al precedente, con la sola differenza che le curve da considerare sono le due in alto più distanti e contrassegnate come riferite ai riflettori.

Consideriamo ancora la curva C del gruppo A B C, e troviamo che il fattore di moltiplicazione è 0.487, quindi:

$$Rif. = \lambda \cdot (0.487 + 0.003) = 5.936 \cdot 0.49 = 291 \text{ cm.}$$

Come si può notare nella formula è già stato considerato il fattore compensativo di 0.003. A questo punto conosciamo le lunghezze di tutti gli elementi. Per quanto riguarda il radiatore, che dovrebbe essere anch'esso ridimensionato, il consiglio è di realizzare l'ultimo tratto di esso telescopico per circa 30 cm. ritoccando quindi la lunghezza agendo alternativamente sui due rami, fino alla perfetta risonanza corrispondente ad un rapporto di onde stazionarie (R.O.S.) pari ad 1:1.

Quanto sopra è preferibile, poiché la bontà del sistema sarà influenzata (come l'impedenza), da eventuali altri corpi metallici circostanti. Quando sarà certi di aver effettuato una buona taratura, si bloccherà la parte mobile di ogni punta con il miglior sistema conduttivo possibile. E' buona norma spalmare, in mezzo alle giunzioni, della pasta conduttiva, a salvaguardia della durata dei contatti. Le spaziature sono definite dalla tabella n. 1.

Riepilogando i dati avremo:

FREQUENZA OPERATIVA	50.500 MHz
LUNGHEZZA D'ONDA	5,936 m.
LUNGHEZZA DEL BOOM	7,20 m.
DIAMETRO DEL BOOM	40 mm.
DIAMETRO DEGLI ELEMENTI	25 mm.
RIFLETTORE	291 cm.
RADIATORE	282 cm. regolabile
1° DIRETTORE	264 cm.
2° DIRETTORE	262 m.
3° DIRETTORE	262 m.
4° DIRETTORE	264 m.
GUADAGNO	10.2 dBd (12,7 dBIso)
RAPPORTO AVANTI/RETRO	>25 dB
ANGOLO DI APERTURA	<45° a -3 dB
LOBI LATERALI	<15 Db
ALTEZZA DAL SUOLO	4,30 minimo

Per la costruzione del gamma match, riportatevi alla parte sugli adattatori d'impedenza.

Si ricordi che in caso di realizzazione con elementi isolati dal boom e dipolo aperto, il ridimensionamento degli elementi non dovrà essere operato.

L'adattamento d'impedenza d'ingresso dell'antenna richiederà anche un balun che bilanci il cavo di trasmissione.

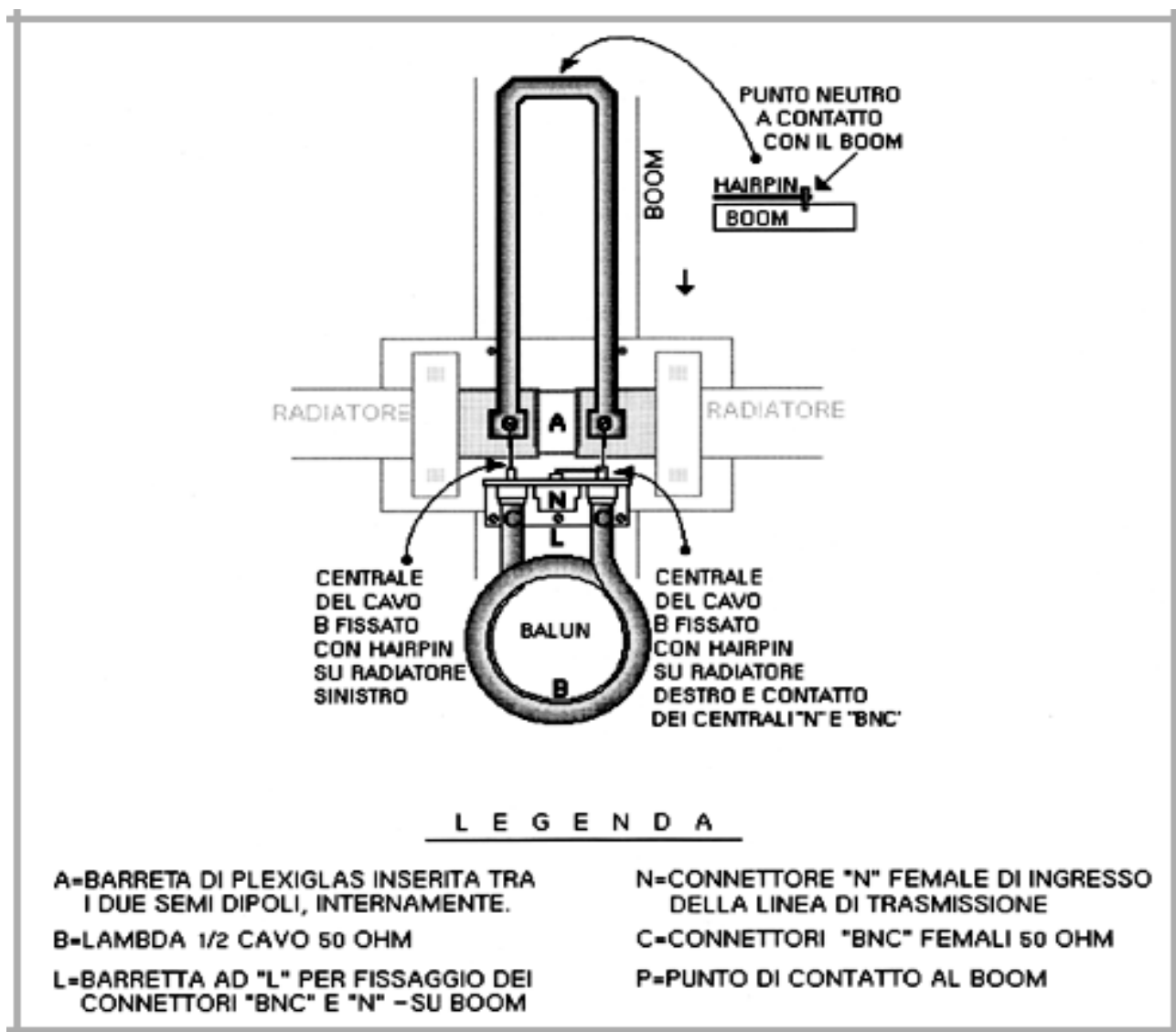
In configurazione con elementi isolati dal boom si consiglia d'impiegare un adattatore del tipo "hairpin" (o beta match), calcolandolo per una impedenza di 200 Ω , quindi d'inserire in parallelo un balun a "trombone" che riporti l'impedenza ai 50 ohm. Nella figura seguente è riportato il sistema suggerito.

Infine una nota:

Ottimizzando quest'antenna al computer, utilizzando vari programmi, si sono ottenute dimensioni diverse. Queste le più veritiere:

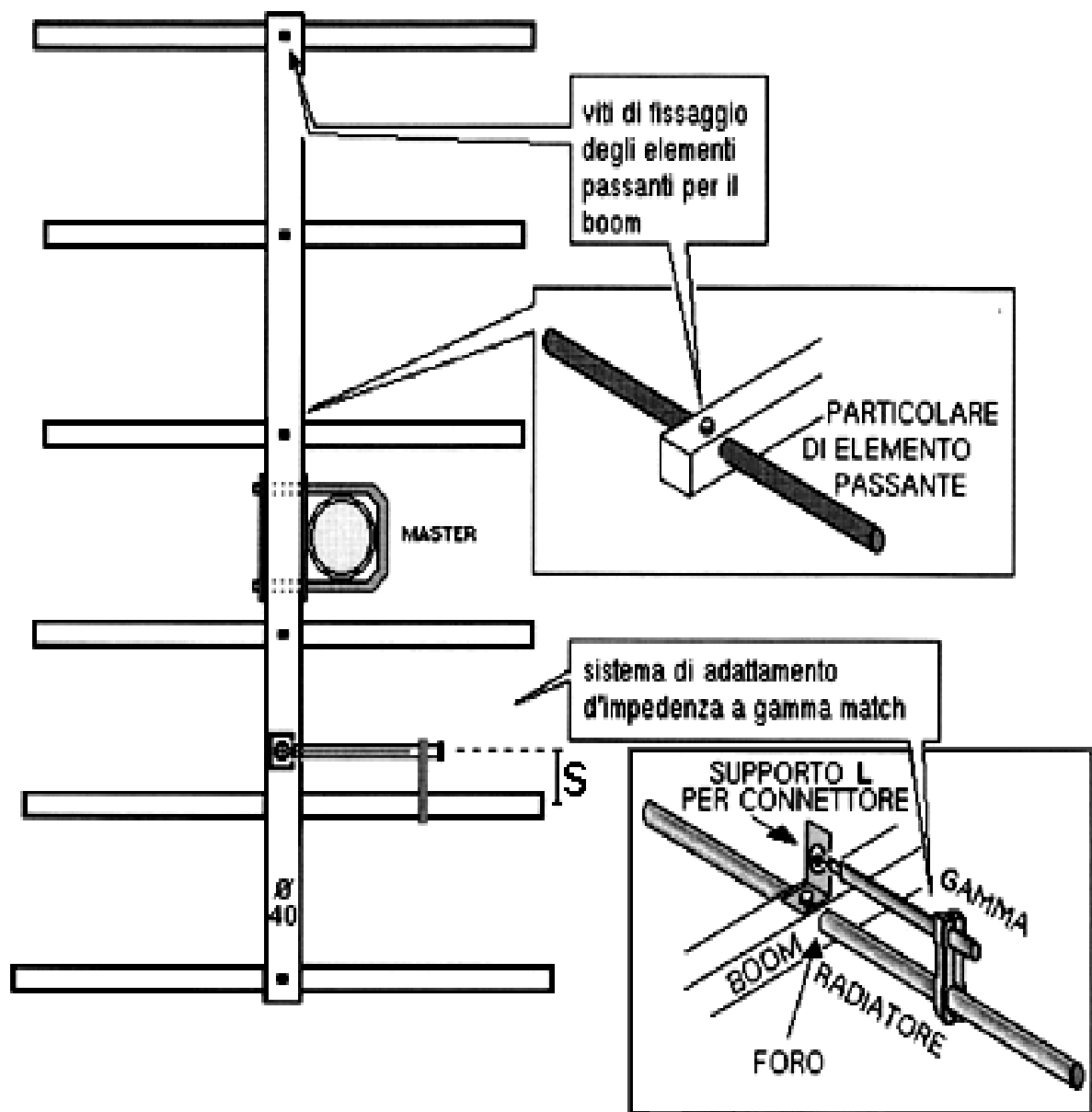
Riflettore	292,0 cm.
Radiatore	274,0 cm.
1° Direttore	260,0 cm.
2° Direttore	262,4 cm.
3° Direttore	263,4 cm.
4° Direttore	251,2 cm.
Guadagno	9,61 dBd
Rapporto A/R	26,43 dB
Z-in	26,1 -j0.0

E' da considerare però che, verificati questi risultati con un altro programma, si sono ottenute dimensioni ancora diverse.



Schema meccanico dell'adattatore haripin.

TUTTI GLI ELEMENTI A CONTATTO CON IL BOOM



Antenna Cubical quad

L'antenna quad che può interessare un radioamatore è quella tribanda.

IL PROGETTO

- 7 elementi risonanti sulla banda dei 10 metri ;
- 5 elementi risonanti sulla banda dei 15 metri ;
- 4 elementi risonanti sulla banda dei 20 metri ;
- altezza dal suolo 5,50 metri minimo.

Dalla tabella si osserva che per ottenere un guadagno di 10,5 dBd, (13,5 dB Iso), dobbiamo sviluppare il sistema lungo un boom di 0.5λ , riferendosi alla banda dei 20 metri, lungo quindi 10,57 metri.

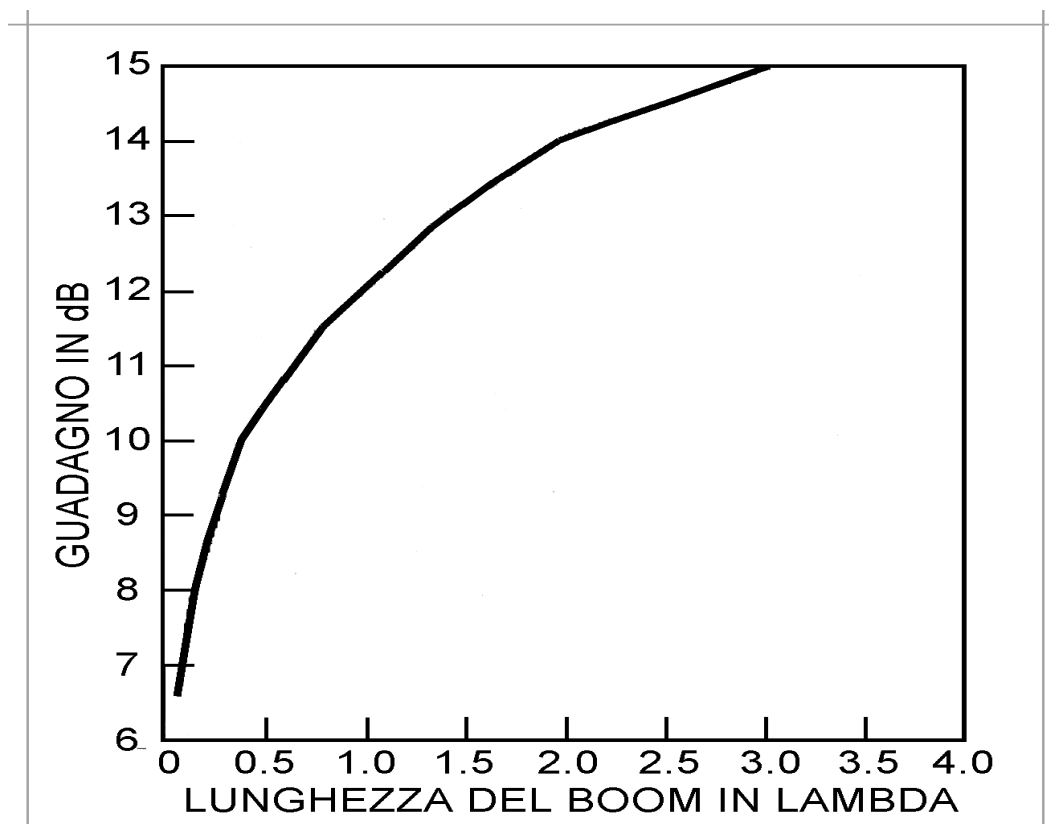
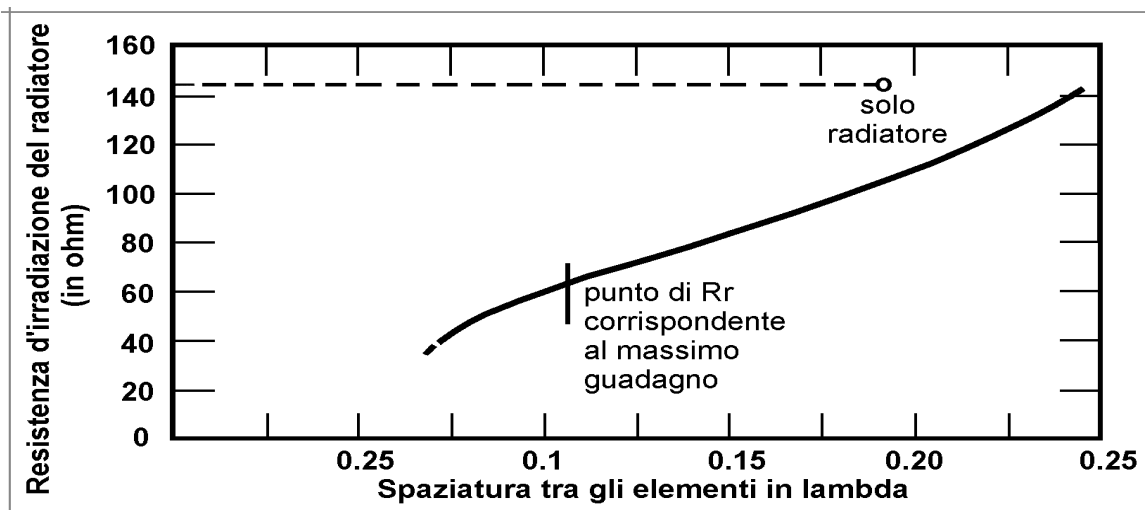
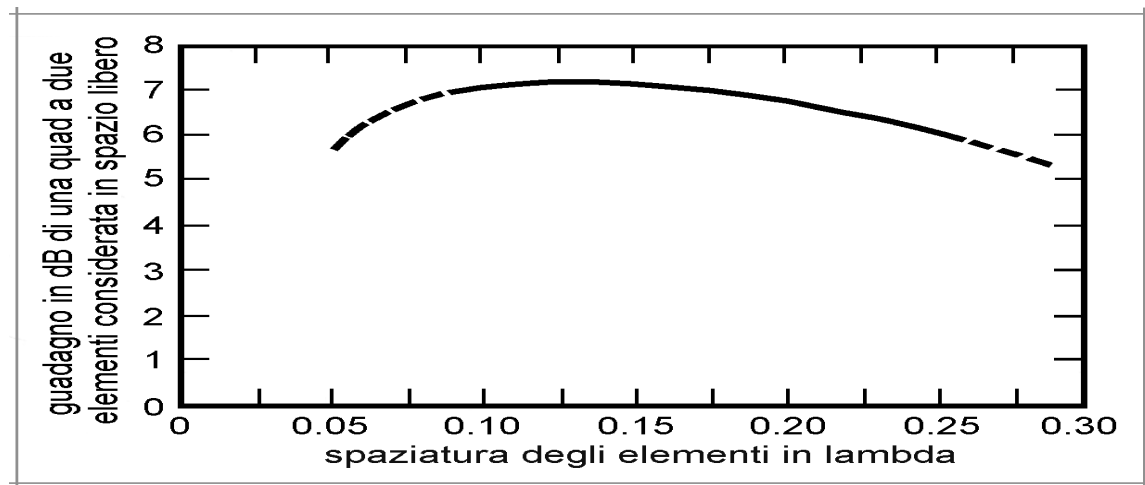


Tabella relativa al guadagno rispetto alla lunghezza della culla Per la stessa lunghezza di boom avremo che il guadagno ottenibile sulla banda dei 15 m. sarà di 11,5 dBd essendo il boom relativo a 21.225 MHz lungo 0.75λ , e ancora maggiore sarà per la banda dei 10 metri, 12,3 dBd (15,3 dB Iso). Utilizzeremo un tubo quadrato, per motivi di maggiore stabilità meccanica degli elementi.

Spaziature

Sul grafico che segue si vede che per ottenere un guadagno di 10,5 dBd le spaziature per un'antenna composta da 4 elementi dovrà essere compresa tra $0,15 \lambda$ e $0,22 \lambda$.

Scegliamo una spaziatura di 0.18λ , pari a metri 3,80 per una R_r di 100Ω che scende poi a 50 ohm con due direttori.



Questa scelta obbliga ad un boom di 11,42m. che il sostegno dei due elementi più esterni, definiamo in m.11,50. Gli elementi per la banda dei 15 metri saranno distribuiti a distanze fra loro di metri 2,87 pari a lambda 0.204 circa. L'impedenza seguirà il comportamento come per i 20 metri, in quanto dopo il quarto elemento l'impedenza tende a stabilizzarsi, ed in ogni caso una piccola variazione non sarà apprezzabile. Gli elementi per la banda dei 10 metri (7) saranno montati a distanze di 1,91 metri, pari a lambda 0.182 circa.

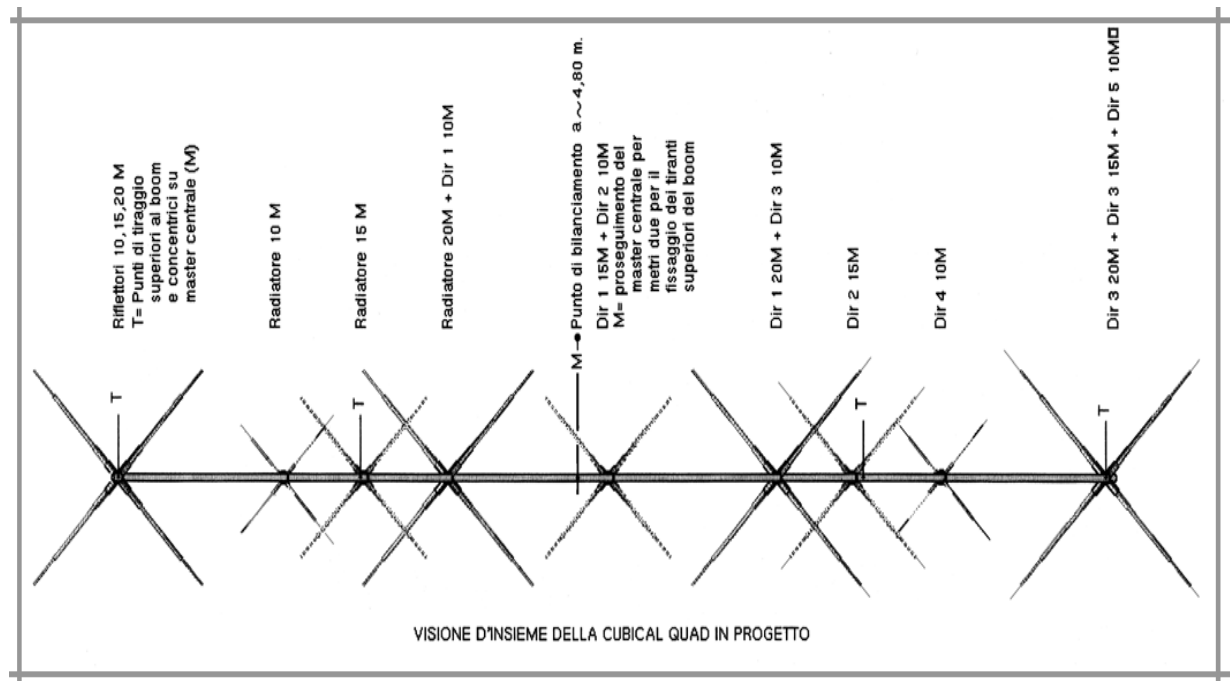
Dimensione degli elementi

Calcoliamo ora la lunghezza dei loop, che realizzeremo con del filo di bronzo fosforoso del diametro di 1,5 millimetri. Esistono dei numeri fissi che ci permettono di calcolare i perimetri di ogni loop:

$$L \text{ Riflettore} = \frac{313.96}{F} \quad L \text{ Radiatore} = \frac{306.32}{F} \quad L \text{ Direttori} = \frac{297.20}{F}$$

quindi avremo:

Frequenza	Rifl.	Rad.	1° Dir.	2° Dir.	3° Dir.	4° Dir.	5° Dir.	Spazi
14.175	22.150	21.600	20.966	20.966				3.80
21.225	14.792	14.432	14.000	14.000	14.000			2.87
28.500	11.016	10.748	10.428	10.428	10.428	10.428	10.428	1.91



Alcuni elementi capitano concentrici ad altri, ma non i radiatori, che come si osserva in figura, sono distanti tra loro tanto da non influenzarsi a vicenda. Una eccezione si trova nel supporto del radiatore per i 20 metri, sul quale è montato anche il primo direttore per i 10 m., ma la distanza tra loro è sufficiente perché si eludano.

Il punto M è quello di bilanciamento del boom dove fisseremo le staffe per il fissaggio al palo di sostegno.

I punti T sono quelli di ancoraggio al boom, e servono ad evitare che s'inarchi. I tiranti dovranno essere isolanti.

Essendo tre le frequenze di lavoro, l'unico compromesso di questo sistema è l'angolo di irradiazione che sarà diverso per le tre bande, ma sufficientemente basso per tutte.

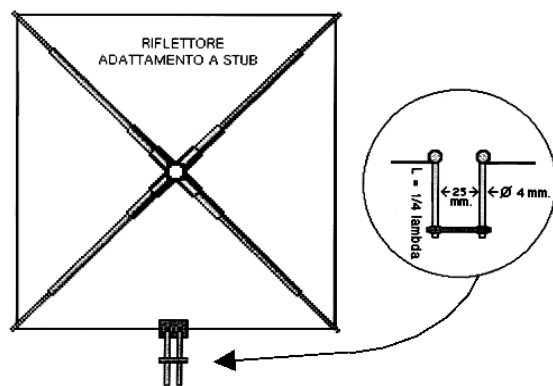
Ponendo il sistema a 16 metri di altezza, si avrà :

Banda	Altezza in λ	1° Angolo d'irradiazione
20m	0.75	15 gradi
15m	1.1	12 gradi
10m	1.5	9 gradi

L'impedenza d'ingresso è all'incirca 50 Ω per ogni banda.

Per i tre riflettori si può realizzare un accordo fine per migliorare il rapporto A/R, ed i sistemi per farlo sono riportati nella parte delle antenne a telaio.

Il più semplice è quello con stub $\frac{1}{4}$ d'onda, che si regola mediante una barretta e il punto migliore corrisponde alla minima intensità di un segnale captato dal retro.



Ponte di adattamento

Guglielmo Marconi,

di Giovanni G. Turco, ik0ziz

sperimentatore italiano, nato a Bologna nel 1874, tra noi fino al 1937, Roma è stata la Sua ultima sede.

E' a lui che spetta il merito di aver inventato la telegrafia senza fili.



Guglielmo Marconi

Guglielmo fu autodidatta, e per questo motivo credo che i risultati che ottenne debbano avere un valore più gratificante.

Da ragazzo si diletta a compiere esperimenti della villa dei genitori, nel solaio che definiva "my laboratory of electricity ". Marconi si esprimeva in inglese ed nel dialetto bolognese... la nostra lingua gli piaceva poco.

Fu la madre che gli permise (contro il parere del padre) di dedicarsi agli esperimenti, incaricando per l'insegnamento della fisica, il professor Vincenzo Rosa.

Rifacendosi alle esperienze del fisico statunitense Benjamin Franklin, che riusciva a catturare l'energia dei fulmini tramite un filo collegato ad un aquilone, in una notte di fine estate del 1894 Marconi collegò al trasmettitore e al ricevitore due lastre metalliche ricavate da una latta di petrolio e con queste antenne rudimentali constatò che pigiando il tasto del trasmettitore, il campanello collegato al ricevitore squillava.

Righi lo ospitò all'università di Bologna dove frequentò il laboratorio per le ricerche sulle onde elettromagnetiche.

Nel 1895 Marconi si ritirò a Pontecchio, dove eseguì il primo esperimento di emissione e ricezione di onde radio alla distanza di due chilometri, utilizzando gli apparati costruiti e impiegati già dai fisici che lo precedettero nelle ricerche delle onde elettromagnetiche.

Il trasmettitore era identico a quello a tre scintille di Righi, nel ricevitore venivano utilizzati il tubo e la limatura di ferro di Calzecchi Onesti o il "coherer" di Lodge, il martelletto per ristabilire la resistenza del coherer e l'antenna già impegnata da Popov.

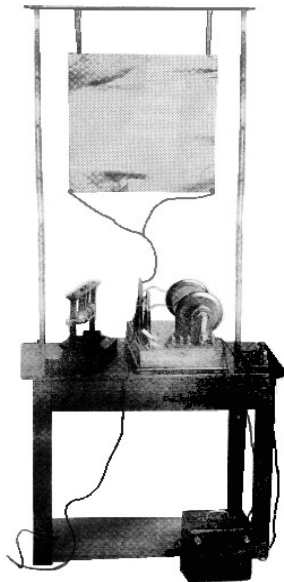
Dopo i primi esaltanti successi, questa invenzione suscitò un entusiasmo universale anche se inizialmente non mancano in credulità e commenti malevoli, perché pochi accettavano che un autodidatta, e per giunta di giovane età, fosse riuscito a trasmettere dei segnali radio senza alcun utilizzo di fili.

In passato molti scienziati che avevano tentato la stessa impresa, la consideravano di riuscita impossibile.

Il governo italiano di allora, informato dell'invenzione, non la ritenne degna di attenzione...uno dei tanti errori del passato!

Fu per questo motivo che G. Marconi, accompagnato ed incoraggiato dalla madre, Annie Jameson, irlandese, e dal padre

Giuseppe, andò a Londra per registrare il brevetto del sistema di trasmissione senza fili. Era il 5 marzo 1896.



Nella foto la trasmittente usata da Marconi. Era un semplice rocchetto di Ruhmkorff, collegato ad una lastra metallica che fungeva da antenna.

Mentre gli scienziati che l'avevano preceduto avevano scoperto la possibilità teorica della trasmissione a distanza delle onde elettromagnetiche, Marconi realizzò in pratica quello che divenne poi la telegrafia senza fili.

Egli si preoccupò subito di far sua l'invenzione brevettando il sistema di comunicazione in Inghilterra, poiché in Italia la sua invenzione non trovò interesse né ascolto.

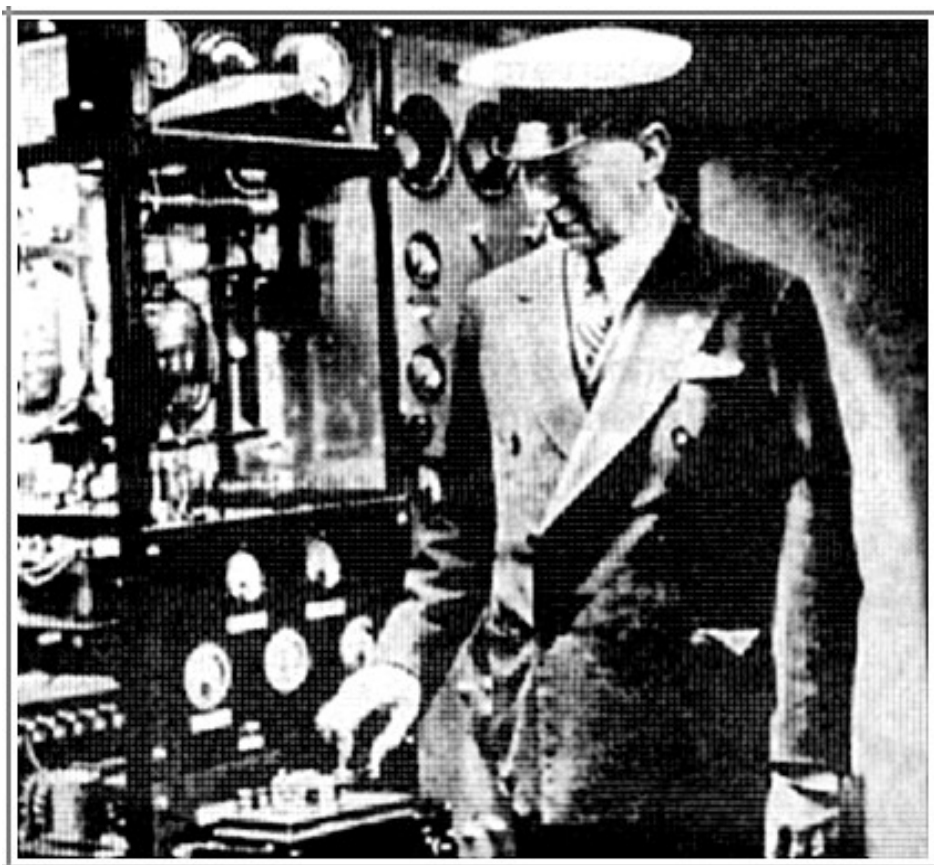
Marconi ripeté gli esperimenti nel 1896 e nel 1897 in Inghilterra, e poi in Italia nel luglio dello stesso anno. In quest'ultima occasione le trasmissioni giunsero a distanza di 18 Km.

Più tardi furono eseguite trasmissioni attraverso la Manica e poi tra l'Europa e l'America.

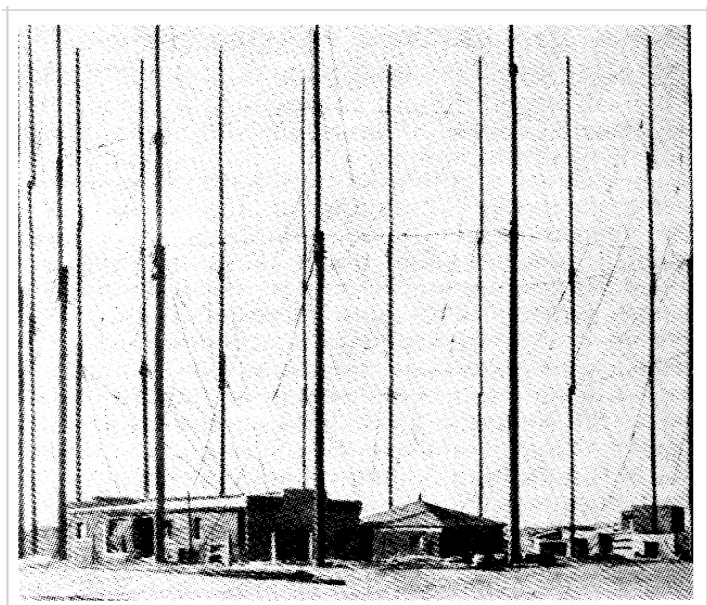
Marconi provò l'influenza dell'altezza dell'antenna sulla distanza raggiungibile tra il generatore RF ed il ricevitore, scoprendo che le radiazioni solari influenzavano negativamente le trasmissioni, che peggioravano la notte. Durante la prima guerra mondiale Marconi fu prima ufficiale nell'esercito, poi nella marina.

Per rendere segrete le trasmissioni di onde elettromagnetiche, compì studi sulle comunicazioni mediante onde corte e cortissime.

Egli poté eseguire trasmissioni a grandi distanze con onde della lunghezza di 90 metri, intorno alla frequenza di 3.3 MHz. Marconi dimostrò poi che le onde corte possono essere convogliate in fascio in una direzione prescelta e nel 1924 riuscì a mettere in comunicazione radio, mediante onde corte, l'Inghilterra con l'Austria.



Guglielmo Marconi sulla nave Elettra, dalla quale, il 25 marzo 1930, inviò un segnale telegrafico che giunse fino a Sydnei, in Australia (16.500 Km.). L'esperimento riuscì, facendo accendere le lampade del municipio della città.



Stazione di Poldhu, dalla quale Guglielmo Marconi fece trasmettere il segnale "SOS" dell'alfabeto (. . . _ _ _ . . .).

Principali eventi nella storia della radio

- 1894 - Da Pontecchio Marconi trasmette segnali telegrafici.
- 1895 - Prima trasmissione radio ufficiale effettuata da Guglielmo Marconi.
- 1901 - Prima trasmissione radio a lunga distanza, che G. Marconi effettua sulla distanza da Cornovaglia a Terranova.
- 1906 - U.S.A., prima trasmissione in radiotelefonica.
- 1920 - U.S.A., inizio delle trasmissioni radio pubbliche.
- 1923 - U.S.A., prima trasmissione a lunga distanza, 160 Km. Tra Pittsburg e Cleveland da parte della Westinghouse Electric.
- 1925 - Prima comunicazione radiofonica fra Londra e Sydney, 11.000 Km. In onde corte.
- 1931 - Le onde radio provenienti dallo spazio vengono scoperte da Jansky.
- 1937 - Reber costruisce il primo radiotelescopio.
- 1954 - U.S.A., la società Regency realizza il primo ricevitore radio a transistors.
- 1961 - U.S.A., le società Zenith e General Electric realizzano trasmissioni radio in stereo.
- 1957 - Il radiotelescopio Lovell viene costruito a Jodrell Bank.
- 1962 - Da un'idea di Arthur Clarke viene lanciato il satellite Telstar 1 per telecom.
- 1963 - Si scoprono le quasar.
- 1967 - Vengono scoperte le pulsar.
- 1969 - Luglio, prima trasmissione televisiva in diretta dalla luna.